

1 Oszilloskopmeßtechnik für schnellveränderliche hohe Spannungen und Ströme

Die meßtechnische Erfassung des zeitlichen Verlaufs schneller Strom- und Spannungsänderungen ist in der Hochspannungstechnik mit besonderen Schwierigkeiten verbunden. Die Scheitelwerte können mehrere Millionen Volt bzw. mehrere Millionen Ampere betragen. Damit sind sie einer direkten Messung nicht mehr zugänglich. Meist erzeugt ein Spannungsteiler oder, bei der Messung von Impulsströmen, ein niederohmiger Meßwiderstand ein Meßsignal $u_M(t)$, das der zu messenden Größe mehr oder weniger proportional ist. Dieses Meßsignal wird über ein Meßkabel einem Elektronenstrahloszilloskop zugeleitet und dort registriert. Sowohl bei der Umsetzung der zu messenden Größe in das Meßsignal als auch bei der Fortleitung des Signals auf dem Kabel und seiner Registrierung auf dem Bildschirm des Elektronenstrahloszilloskops entstehen Übertragungsfehler. Zusätzlich induzieren und influenzieren die mit den schnell veränderlichen Vorgängen verknüpften elektromagnetischen Felder Störspannungen im Meßkreis, die bei einem Meßaufbau, wie er in der Nachrichtentechnik durchaus üblich und ausreichend wäre, eine Auswertung der Oszillogramme unmöglich machen. Im folgenden werden zunächst die Probleme, die sich bei der Registrierung des bereits vorhandenen Meßsignals ergeben, behandelt. Die bei der Umwandlung der zu messenden Größe in das zu verarbeitende Meßsignal $u_M(t)$ entstehenden Übertragungsfehler sind Bestandteil eigener Kapitel.

1.1 Elektronenstrahloszilloskope

Anstelle der früher gängigen Kaltkathodenoszillographen mit direktem Hochspannungseingang bis zu 100 kV und unmittelbar im Vakuum auf Photopapier schreibendem Elektronenstrahl [1, 2, 571, 572] sind in neu eingerichteten Hochspannungslaboratorien fast ausschließlich Elektronenstrahloszilloskope¹ mit abgeschmolzenen Glühkathodenröhren in Gebrauch.

Der Vorteil der Kaltkathodenoszillographen lag in ihrer hohen Schreibgeschwindigkeit und in der Tatsache, daß vergleichsweise hohe Spannungen ohne Spannungsteiler direkt dem Ablensystem zugeführt werden konnten. Die Ablenkempfindlichkeiten der Elektronenstrahloszilloskope mit Warmstrahlröhre betragen wenige Millivolt bis zu 100 V/cm, so daß die Zwischenschaltung eines Spannungsteilers unerlässlich ist.

¹ Oszilloskop: Aus dem engl. übernommene neue Bezeichnung für nicht direkt auf Registriermaterial schreibende Oszillographen.

In neuerer Zeit entwickelte Spannungsteiler besitzen jedoch auch bei sehr schnellen Spannungsänderungen ausgezeichnete Übertragungseigenschaften, die eine direkte Zuführung der Hochspannung zu den Ablenkplatten entbehrlich machen. Außerdem hat man es heute in der Hand, die Schreibgeschwindigkeit durch Anwendung entsprechend hoher Nachbeschleunigungsspannungen der Bandbreite des Oszilloskops anzupassen. Beispielsweise besitzt das 1 GHz Oszilloskop Tektronix Typ 7904 bei einer Nachbeschleunigungsspannung von 24 kV eine Schreibgeschwindigkeit von 10 cm/ns, mit diffuser Vorbelichtung 20 cm/ns. Elektronenstrahloszilloskope mit micro-channel-Bildschirm² erlauben sogar bei normaler Raumbeleuchtung die direkte Beobachtung von Signalen mit 20 cm/ns Strahlpunktgeschwindigkeit (Tektronix Typ 7104, s. a. 1.2).

Damit sind die Elektronenstrahloszilloskope mit abgeschmolzener Warmstrahlröhre den Kaltkathodenoszillographen im normalen Laborbetrieb nicht nur ebenbürtig, sondern aufgrund der kleineren geometrischen Abmessungen ihrer Ablenkssysteme sogar überlegen.

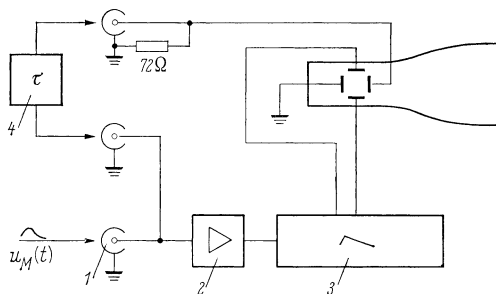


Bild 1. Vereinfachtes Blockschaltbild des Stoßspannungsozillographen Tektronix Typ 507. 1 Eingangsbuchse, 2 Triggerverstärker, 3 Sägezahn-generator, 4 von außen zuschaltbare Verzögerungsleitung.

Die speziellen Stoßspannungsozillographen besitzen keinen Vertikalverstärker. Ihre Eingangsempfindlichkeit ist durch die Ablenkempfindlichkeit der Elektronenstrahlröhre gegeben und liegt bei mehreren 10 V/cm (z. B. Tektronix Typ 507 und Hipotronics Typ ISO-77A, 50 V/cm). Das Eingangssignal gelangt direkt von der Eingangsbuchse, meist noch über einen umschaltbaren Abschwächer, zu den Ablenkplatten. Bild 1 zeigt das vereinfachte Blockschaltbild des Stoßspannungsozillographen Tektronix Typ 507. Im Gegensatz zu den normalen in der Nachrichten- und Hochfrequenztechnik gebräuchlichen Elektronenstrahloszilloskopen mit Eingangsempfindlichkeiten von wenigen Millivolt pro Zentimeter sind die Stoßspannungsozillographen ziemlich unempfindlich gegen Störspannungen, da der Abstand zwischen Nutzsignal und Störspannung vergleichsweise groß ist. Eine Abschirmkabine ist meist entbehrlich (Bild 2). Es lassen sich jedoch auch mit gewöhnlichen Elektronenstrahloszilloskopen hoher Eingangsempfindlichkeit einwandfreie Messungen durchführen, wenn für die Störspannungsunterdrückung geeignete Maßnahmen ergriffen werden (s. 1.5).

Außerdem sind neuere Elektronenstrahloszilloskope mit Empfindlichkeiten im Millivolt-Bereich häufig in störspannungsgeschützter Ausführung erhältlich,

² Englische Kurzbezeichnung für einen scheibenförmigen Vielkanal-Sekundärelektronenvervielfacher.

bei denen durch Filter in den Netzleitungen und HF-dichte Gehäuse ein hohes Maß an elektromagnetischer Verträglichkeit für leitungsgebundene und durch Strahlung übertragene Störspannungen gewährleistet ist (z. B. Tektronix Typ 466).

Bild 2 zeigt ein Zweistrahl-Stoßspannungsoszilloskop der Firma Haefely. Die Zweistrahlröhre erlaubt die Beobachtung zweier gleichzeitig auftretender schnellveränderlicher Spannungen. Von dieser Möglichkeit macht man beispielsweise bei der Stoßspannungsprüfung von Transformatoren und Wicklungen der Geräte für die Energieversorgungstechnik Gebrauch [73—78, 573, 574].

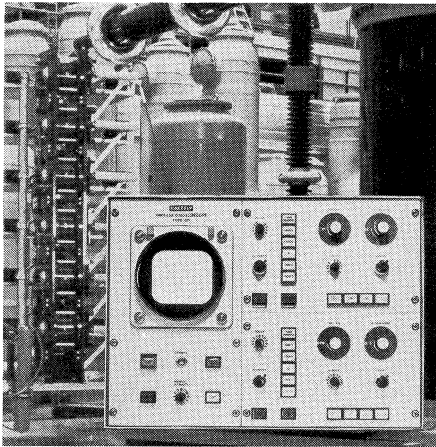


Bild 2. Zweistrahl-Stoßspannungsoszilloskop. Die Zweistrahlröhre erlaubt die Beobachtung und Messung zweier gleichzeitig auftretender schnellveränderlicher Spannungen. Anstiegszeit $T_a = 5$ ns, Ablenkempfindlichkeit 100 V/cm (Haefely).

Die in der Hochspannungstechnik auftretenden schnell veränderlichen Spannungen und Ströme sind meist einmalige Vorgänge in Form von Stoßspannungen und Stoßströmen. Sie erfordern eine gesteuerte Auslösung der Zeitablenkung. Die gesteuerte Erzeugung der Sägezahnspannung wird mit dem Ausdruck Triggerung bezeichnet³. Je nachdem, ob das Meßsignal selbst im Innern des Elektronenstrahloszilloskops den Zeitablenkgenerator ansteuert, oder von außen zu einem bestimmten Zeitpunkt ein Triggersignal in eine besondere Eingangsbuchse für externe Triggerung gegeben wird, spricht man von Eigen- oder Fremdtriggerung. Der Triggerimpuls durchläuft den Triggerverstärker und stößt den Zeitablenkgenerator an; schließlich muß die erzeugte Sägezahnspannung noch im Horizontalverstärker verstärkt werden, ehe sie an den Ablenkplatten wirksam wird. Vom Eintreffen des Meßsignals bis zum Beginn der Zeitablenkung verstreicht eine Zeit von etwa 100 ns. Mit anderen Worten, das Meßsignal trifft um diese Zeitspanne früher an den Vertikalablenkplatten ein. Da aber die Zeitablenkung noch nicht begonnen hat, wird die Stirn des Impulses nicht abgebildet. Zur Umgehung dieser Schwierigkeit verzögert man das Meßsignal mittels einer Verzögerungsleitung um die bewußte Zeitspanne. Die Verzögerungsleitung wird meist in den Verstärker einbezogen (Bild 3).

³ Trigger, engl: Abzug einer Schußwaffe.

Bei den speziellen Stoßspannungsozilloskopen ohne eingebaute Verzögerungsleitung kann die Verzögerung und Triggerung auf verschiedene Arten erfolgen:

- a) Das Meßkabel vom Spannungsteiler zum Elektronenstrahloszilloskop dient gleichzeitig als Verzögerungsleitung (Länge 20 bis 40 m). Die Triggerung erfolgt über eine Antenne, deren Spannung auf die Eingangsbuchse für Fremdtriggerung gegeben wird.

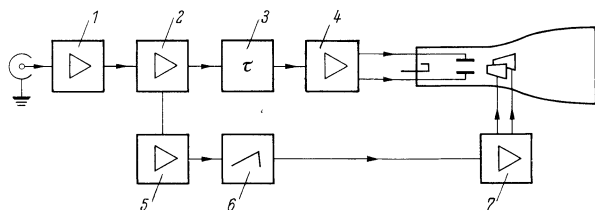


Bild 3. Vereinfachtes Blockschaltbild eines Elektronenstrahloszilloskops. 1 Vorverstärker mit Abschwächer, 2 Vertikalverstärker, 3 Verzögerungsleitung, 4 Endstufe für Ablenkensystem, 5 Triggervverstärker, 6 Sägezahn-generator, 7 Horizontalverstärker.

- b) Das Meßsignal gelangt über ein normal langes Kabel zum Elektronenstrahloszilloskop. Die Verzögerung wird durch Zuschalten von Koaxialkabeln, deren Länge nach der erforderlichen Laufzeit bemessen wird, erreicht (Bild 1). Ein geringer Bruchteil der Signalenergie speist den hochohmigen Eingang des Triggervverstärkers, aus dessen nachgeschalteter Impulsformerstufe ein definierter Steuerimpuls entnommen wird, der den Sägezahn-generator anstößt.
- c) Der Stoßgenerator wird gesteuert ausgelöst. Dazu benötigt man ein elektronisches Steuergerät, das auf Kommando mindestens zwei Spannungsimpulse mit einstellbarem zeitlichen Abstand erzeugt. Der erste Spannungsimpuls dient zur Auslösung der Zeitablenkung am Elektronenstrahloszilloskop, der zweite Spannungsimpuls leitet die Zündung des Stoßgenerators ein. Fast immer gibt das Steuergerät auch noch einen dritten zeitlich gestaffelten Spannungsimpuls zur Zündung der Abschneidfunkstrecke ab (z. B. Trigatron von Haefely, Bild 4).

Wenn es nur um die Zündung des Stoßgenerators geht, nicht auch um die Zündung einer Abschneidfunkstrecke, so kann unter Umständen auf ein besonderes Steuergerät verzichtet werden. Beispielsweise besitzt das Stoßspannungsozilloskop Tektronix Typ 507 einen eingebauten Impuls-generator, der nach Drücken

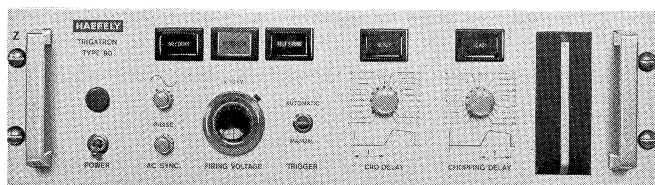


Bild 4. Elektronisches Mehrkanaltriggergerät Trigatron zur gesteuerten Auslösung von Stoßspannungsozilloskop, Stoßspannungsgenerator und Abschneidfunkstrecke (Haefely).

einer Taste an der Frontplatte sowohl die Zeitablenkung auslöst als auch an einer UHF-Buchse einen Spannungsimpuls von etwa 700 V abgibt. Dieser Spannungsimpuls kann nach Durchlaufen eines Zündimpulsverstärkers zum Auslösen des Stoßgenerators dienen. Vom Drücken der Taste bis zum tatsächlichen Durchzünden des Stoßspannungsgenerators vergeht eine gewisse Zeit, innerhalb der die Zeitablenkung anlaufen kann.

Wesentliche Qualitätsmerkmale eines guten Stoßauslösegeräts sind gute Reproduzierbarkeit durch ladespannungsabhängige automatische Auslösung, Brauchbarkeit für Keil- und Schaltstoßspannungen sowie ein eingebauter Überladeschutz bei nicht erfolgter Zündung des Stoßspannungsgenerators.

Die unter c) beschriebenen Verfahren sind sehr zweckmäßig, da die Länge des Verbindungskabels vom Spannungsteiler zum Elektronenstrahloszilloskop nicht mehr nach der zur Verzögerung erforderlichen Laufzeit bemessen werden muß. Damit ergeben sich im allgemeinen verhältnismäßig kurze Kabellängen, deren

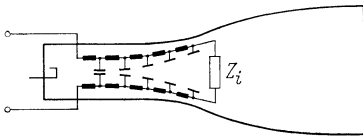


Bild 5. Elektronenstrahlröhre mit vertikalem Kettenleiterablenksystem. Z_i Abschlußwiderstand des Kettenleiters (Wellenwiderstand).

Übertragungsfehler im Rahmen der übrigen Fehlermöglichkeiten vernachlässigt werden können.

Für extreme Bandbreiten (100 bis 2000 MHz) besteht das vertikale Ablenkensystem nicht mehr nur aus einer oberen und unteren Ablenkplatte, sondern aus mehreren Elektroden, die in Art eines Kettenleiters elektrisch untereinander verbunden sind (Bild 5.). Man bemißt die Leitungsparameter so, daß die Fortpflanzungsgeschwindigkeit des Signals längs des Ablenkensystems gleich der Geschwindigkeit der Elektronen im Elektronenstrahl ist [18, 541]. Bei höchsten Frequenzen wird das Kettenleiterablenksystem direkt aus zwei Flachwendeln konstanten Wellenwiderstands gebildet [19].

Wenn die volle Bandbreite dieser Röhren ausgenutzt werden soll, betreibt man sie ohne Vertikalverstärker. Das Signal wird unmittelbar der Ablenkeinheit zugeführt. Die Anwendung dieser sogenannten Wanderwellenoszilloskope wird durch ihren stets niederohmigen Eingangswiderstand (z. B. Tektronix Typ 519, $Z_i = 125 \Omega$; Edgerton, $Z_i = 100 \Omega$ [23]), der durch den reflexionsfreien Abschluß des Kettenleiterablenksystems bedingt ist, eingeschränkt. Sie können zur Messung von steilen Spannungsschößen nur in Verbindung mit ohmschen Spannungsteilern verwendet werden. Kapazitive Spannungsteiler erfordern eine Impedanzwandlerstufe, deren Eingang auf das Niederspannungsteil des kapazitiven Teilers abgestimmt ist und deren Ausgangsimpedanz dem Wellenwiderstand des Ablenkensystems entspricht [4].

1.2 Speicheroszilloskope und photographische Aufzeichnung

Bis vor wenigen Jahren erfolgte die Auswertung und Aufzeichnung schneller einmaliger Vorgänge ausschließlich auf photographischem Wege. Heute kommen zunehmend Speicheroszilloskope zum Einsatz, die die Strahlspur über längere Zeit zu speichern vermögen. Man unterscheidet mit wachsender speicherbarer Schreibgeschwindigkeit zwischen bistabiler, Halbton- und Transferspeicherung, einer Kombination der beiden erstgenannten Verfahren.

Elektronenstrahlröhren mit Speicherfähigkeit weisen neben der Elektronenkanone für den Schreibstrahl eine oder mehrere Hilfskathoden mit konischem, über den ganzen Bildschirm verteilten Elektronenschauer auf (Bild 6).

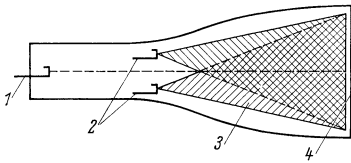


Bild 6. Vereinfachte Darstellung einer Elektronenstrahlröhre mit Speichereinrichtung. 1 Schreibstrahlkathode, 2 Hilfskathoden zur Erzeugung eines ungebündelten Elektronenschauers, 3 kegelförmige Verteilung der Schauerelektronen, 4 Spezialbildschirm mit halbleitender Beschichtung (Tektronix).

Beim bistabilen Verfahren besitzt die Rückseite des Bildschirmphosphors eine hochisolierende Oberfläche mit speziellen Eigenschaften der Sekundärelektronenauslösung. Im unbeschriebenen Zustand besteht zwischen Schirm und Hilfskathoden eine relativ kleine Potentialdifferenz, so daß die Teilchenenergie im Elektronenschauer nicht ausreicht, um den Bildschirmphosphor zum Leuchten anzuregen. Beim Auftreffen der energiereichen Teilchen des Schreibstrahls hebt sich wegen der vermehrten Sekundärelektronenauslösung das Potential der beschriebenen Stellen an, wobei die hochisolierende Oberfläche dafür sorgt, daß die durch Sekundärelektronenauslösung erzeugten positiven Ladungen sich nicht über die beschriebenen Stellen hinaus ausbreiten. Die auf die positiv geladene Strahlspur zufliegenden Schauerelektronen können längs ihres Flugwegs durch die höhere Potentialdifferenz mehr Energie aufnehmen und damit den Bildschirmphosphor zur Lumineszenz anregen. Dieser Zustand bleibt erhalten, wenn der Schreibstrahl die Speicherschicht mindestens so weit positiv aufgeladen hat, daß auch die Schauerelektronen Sekundärelektronen im Verhältnis größer eins auslösen und die positiv geladene Strahlspur nicht löschen. Unterhalb dieses positiven Mindestpotentials entladen die Schauerelektronen die Strahlspur sofort, es findet keine Speicherung statt. Kehrt die Signalspannung jedoch mehrfach wieder, ist durch wiederholtes Beschreiben eine Speicherung möglich („Integrate“-Betrieb). Für einmalige Vorgänge läßt sich die speicherbare Schreibgeschwindigkeit durch Anlegen einer positiven Vorspannung erhöhen („Enhance“-Betrieb, bis ca. $5 \text{ cm}/\mu\text{s}$). Da die bistabile Speicherung nur zwei Helligkeitswerte kennt — den gespeicherten Pegel, Sekundärelektronenauslösung durch Schauerelektronen im Verhältnis größer eins — und den nicht gespeicherten Pegel, Verhältnis kleiner eins, und daher alle gespeicherten Informationen die gleiche Helligkeit

besitzen, eignet sie sich vorzugsweise für Signale mit stark unterschiedlicher Strahlggeschwindigkeit, d. h. für Signale mit kleiner Anstiegszeit und langem Rücken sowie für lange Beobachtungszeiten (Größenordnung Stunden).

Bei Elektronenstrahlröhren für Halbtonspeicherung ist die Speicherschicht vom eigentlichen Bildschirm getrennt und besitzt eine Gitterstruktur. Auf die beschriebenen Stellen der Speicherschicht zufliegende Schauerelektronen treten durch das Gitter hindurch und werden durch eine Nachbeschleunigungsspannung von einigen Kilovolt in Richtung Bildschirm beschleunigt. Im Gegensatz zum bistabilen Verfahren bedarf es nicht des Erreichens eines positiven Mindestpotentials, da die Schauerelektronen von der Nachbeschleunigungsspannung abgesaugt werden und die positive Strahlspur nicht löschen können. Das Fehlen der Forderung nach dem positiven Mindestpotential ermöglicht eine höhere Schreibgeschwindigkeit und die Wiedergabe von Halbtönen je nach Höhe der vom Schreibstrahl hervorgerufenen positiven Aufladung. Die Lebensdauer des Speicherzustands wird dadurch begrenzt, daß die Schauerelektronen in Stoßprozessen Restgasatome ionisieren und die dabei entstehenden positiven Gasionen die nicht beschriebenen Stellen im Laufe der Zeit ebenfalls aufladen (Größenordnung Minuten). Der Speicherzustand läßt sich auch absichtlich verkürzen (variable Nachleuchtdauer⁴), in dem an das Speichergitter positive Spannungsimpulse gelegt werden, die während der Impulsphasen eine vermehrte Elektronenaufnahme, d. h. Verringerung des positiven Potentials der beschriebenen Stellen ermöglichen. Die Halbtonspeicherung eignet sich für den Vergleich ständig sich ändernder Signale, für die Aufzeichnung schneller einmaliger Ereignisse (äquivalente photographische Schreibgeschwindigkeit 200 cm/ μ s) und für Anwendungen, die bislang Elektronenstrahlröhren mit langer Nachleuchtdauer erforderlich machten.

Elektronenstrahlröhren für das Transfervverfahren besitzen zwei Speicherschichten, die je nach einem der beiden bereits beschriebenen Verfahren arbeiten. Zunächst wird der Schreibstrahl auf der der Kathode am nächsten liegenden Schicht nach dem schnelleren Halbtonverfahren gespeichert, anschließend auf die zweite, bistabile Speicherschicht mit hohem Kontrast und langer Lebensdauer umgeladen. Das Transfervverfahren besitzt die höchste speicherbare Schreibgeschwindigkeit (2,5 cm/ns, [663]) und eignet sich damit auch für die Aufzeichnung von Impulsflanken im Nanosekunden-Bereich. Meist lassen sich die beiden im Transfervverfahren kombinierten Speichermöglichkeiten auch einzeln benutzen. Die genannten Zahlen für speicherbare Schreibgeschwindigkeiten verschiedener Verfahren stellen nur Anhaltswerte dar, die je nach Gerätetyp und Betriebsart („Integrate“, „Enhance“, „Reduced Scan“) sehr verschieden sein können.

Die physikalischen Vorgänge bei der Speicherung sowie die Probleme der konstruktiven Gestaltung der Röhre einschließlich bislang noch nicht erwähnter Kollektor- und Kollimatorelektroden sind im einzelnen recht kompliziert. Ausführliche Betrachtungen finden sich bei Kolar [15], Anderson [542] und Lipinski [577, 583, 646, 647].

Extrem schnelle Schreibgeschwindigkeiten lassen sich auch mit konventionellen photographischen Methoden erreichen [21, 36]. Im einfachsten Fall der photo-

⁴ Engl.: variable persistence

graphischen Dokumentation liefert eine lichtstarke Kleinbildkamera, die mit einem lichtdichten, innen geschwärzten Tubus vor den Bildschirm montiert wird, völlig ausreichende Ergebnisse. Höheren Bedienungskomfort gewähren Spezialkameras mit variablem Abbildungsmaßstab, elektrisch betätigtem Verschluß und eigens für die kurzen Aufnahmeentfernungen korrigierten Spezialobjektiven (Bild 7).

Das Maß für die Leistungsfähigkeit einer photographischen Registriereinrichtung in Zusammenhang mit einer bestimmten Oszilloskopröhre ist die maximale Schreibgeschwindigkeit. Darunter versteht man nicht die maximale Bewegungsgeschwindigkeit des Leuchtflecks allein, sondern die Geschwindigkeit des Leuchtflecks, die bei vorgegebenen Aufnahmebedingungen auf dem photographischen

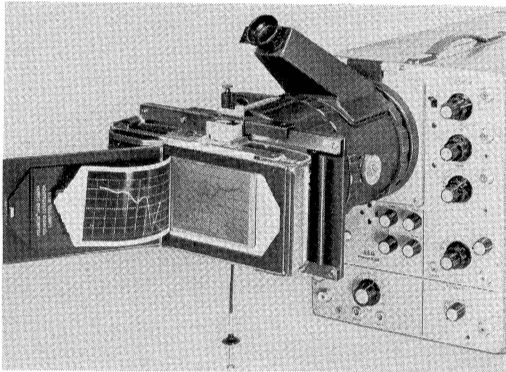


Bild 7. Oszilloskopkamera mit Polaroid-Sofortbildrückteil (Steinheil).

Material eine gerade noch kopierfähige Schwärzung ergibt [17, 21, 541, 543]. Große Leuchtfleckhelligkeit, tatsächliche Leuchtfleckgeschwindigkeit (geometrische Summe aus Vertikal- und Horizontalablenkung), Lichtstärke des Kameraobjektivs, Empfindlichkeit des Aufnahmematerials und andere Parameter bestimmen gemeinsam die Schreibgeschwindigkeit. Beispielsweise besitzt das Elektronenstrahloszilloskop Tektronix Typ 7904 (1 GHz) in Verbindung mit der Kamera Tektronix Typ C 51 (Lichtstärke 1:1,2) eine Schreibgeschwindigkeit von über 10 cm/ns. Meist wird als Aufnahmematerial Polaroid-Land-Film verwendet, der in wenigen Sekunden ein entwickeltes und fixiertes Papierbild liefert. Die erhöhten Kosten für das Aufnahmematerial werden in fast allen Fällen durch die Ersparnis an Zeit wettgemacht. Für die wissenschaftliche Schirmbildphotographie kommen die Filme Polaroid Typ 47 (36 DIN) und Typ 410 (41 DIN) in Frage. Beide sind panchromatisch, d. h. ihre Empfindlichkeit ist vergleichsweise unabhängig von der spektralen Zusammensetzung des von den verschiedenen Leuchtschirmen abgestrahlten Lichts. Größere Unterschiede bestehen dagegen zwischen den einzelnen Bildschirmphosphoren, deren sichtbares Strahlungsmaximum möglichst kurzwellig, d. h. blau bzw. violett sein sollte (z. B. Phosphore P7 u. P11).

Von den herkömmlichen Filmmaterialien eignen sich besonders die speziellen Röntgenfilme für Schirmbildphotographie:

Skopix RP1	Hersteller
Skopix RP1C (kontrastreicher)	Agfa-Gaevert

sowie höchstempfindliche Schwarzweißfilme wie

Ilford HP5	30 DIN	} (Mit empfindlichkeitssteigender Entwicklung)
Kodak Trix X	30 DIN	

und andere.

Trotz der großen Empfindlichkeit der oben genannten Filmmaterialien ist häufig eine weitere Steigerung der Schreibgeschwindigkeit bei einmaligen Vorgängen erwünscht. Die maximale Schreibgeschwindigkeit einer Meß- und Registrieranordnung mit Polaroid-Land-Film kann nahezu verdoppelt werden, wenn man die Entwicklungszeit um etwa 50% verkürzt. Die Bilder werden dadurch zwar kontrastärmer, die Leuchtfleckspur ist jedoch noch gut zu erkennen. Eine Steigerung der maximalen Schreibgeschwindigkeit je nach Filmart auf das Drei- bis Vierfache kann durch eine diffuse Vor- oder Nachbelichtung des Aufnahmematerials (engl.: prefogging, postfogging) erreicht werden. Optimal ist die gleichzeitige Zusatzbelichtung während der Aufnahme [578, 649]. Manche modernen Oszilloskopkameras besitzen eine eingebaute Zusatzbelichtungsautomatik.

Auch bei herkömmlichen Filmen mit normaler Dunkelkammertechnik läßt sich durch diffuse Vorbelichtung und verlängerte Entwicklung mit sogenannten empfindlichkeitssteigernden Entwicklern die maximale Schreibgeschwindigkeit erhöhen.

Die richtige Belichtungszeit wird in der Schirmbildphotographie meist durch Testaufnahmen ermittelt. Da die Ablenkgeschwindigkeit des Leuchtflecks auf dem Schirm sehr unterschiedlich sein kann, muß die Belichtungszeit auf den Teil des Vorgangs abgestimmt werden, der genau ausgemessen werden soll. Die Schwierigkeit, Leuchtfleckspuren stark unterschiedlicher Bewegungsgeschwindigkeit mit annähernd gleicher Schwärzung auf dem Film einzufangen, kommt die Eigenschaft der hochempfindlichen Filme sehr entgegen, starke Kontraste weich zu verarbeiten.

In vielen Fällen wird die Ermittlung der richtigen Belichtungszeit durch echte Messung der Helligkeit der Strahlspur mittels eines elektronischen Belichtungsmessers [21] oder durch Vergleich mit einem in der Kamera eingebauten Helligkeitsnormal erleichtert (z. B. Tektronix C 51).

Ultrahohe Schreibgeschwindigkeiten lassen sich mit Spezialelektronenstrahlröhren erreichen, bei denen die Strahlelektronen in einem vor dem Bildschirm befindlichen scheibenförmigen Vielkanal-Sekundärelektronenvervielfacher vermehrt und anschließend nochmals beschleunigt werden (engl. micro-channel plate, z. B. Tektronix 7104, 20 cm/ns, [672]).

1.3 Digitale Speichersysteme

An Stelle von Speicheroszilloskopen werden zunehmend digitale Speichersysteme zur Messung und Speicherung des zeitlichen Verlaufs schnellveränderlicher einmaliger Vorgänge herangezogen. Gegenüber Speicheroszilloskopen bieten sie je nach Systemkonzept den Vorzug extremer äquivalenter photographischer Schreibgeschwindigkeit (Tektronix R 7912, 30 div/ns) sowie die Fähigkeit, analoge Signale in digitalisierter Form für die Weiterverarbeitung mittels Rechner-

systemen zur Verfügung zu stellen. Gerade letztere Eigenschaft kommt dem Trend zur automatisierten Hochspannungsprüftechnik entgegen [649–653, 673, 809] und ermöglicht in gewissem Umfang auch die Korrektur systembedingter Übertragungsfehler.

Die zahlreichen Verfahren zur Digitalisierung transienter Signale lassen sich im wesentlichen in zwei Gruppen einteilen. Bei den Verfahren der ersten Gruppe wird das Meßsignal zunächst mit einem schnellen Analogspeicher erfaßt (Photographische Registrierung, Sample und Hold-Schaltungen, Magnetträger, Speicheroszilloskop, Nachleuchtende Elektronenstrahlröhren) und anschließend vergleichsweise langsam digitalisiert, bei den Verfahren der zweiten Gruppe erfolgt die A/D-Wandlung unmittelbar elektronisch. Eine Sonderstellung nehmen A/D-Wandler mit Elektronenstrahlröhre ein. Wegen ihrer Bedeutung für die Hochspannungsmeßtechnik wird im folgenden die Wirkungsweise der Geräte der zweiten Gruppe, „Transientenrecorder“, sowie die des A/D-Wandlers mit Elektronenstrahlröhre, „Transient-Digitizer“, näher erläutert. Das vereinfachte Blockschaltbild eines Transientenrecorders zeigt Bild 8.

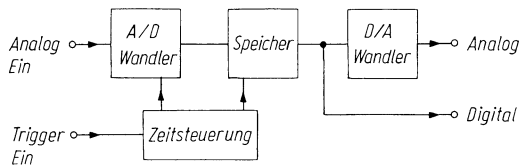


Bild 8. Vereinfachtes Blockschaltbild eines Transientenrecorders

Das analoge Eingangssignal wird in einem A/D-Wandler digitalisiert und in einem dynamischen Schieberegister gespeichert. Die vom A/D-Wandler gelieferte Information geht nach Durchlaufen aller Speicherplätze wieder verloren, wenn die Aufzeichnung nicht vorher gestoppt wird. Im Gegensatz zum normalen Oszilloskop, bei dem die Aufzeichnung durch das Eintreffen eines Ereignisses getriggert wird, beendet beim Transientenrecorder das Triggerereignis die Aufzeichnung. Diese nur bei fortlaufend speichernden Verfahren realisierbare Betriebsart nennt man „Pre-Trigger-Mode“. Sie ermöglicht beispielsweise bei Durchschlagsuntersuchungen die zeitliche Erfassung des Übergangs vom Vorentladungsstadium in die stromstarke Hauptentladung. Selbstverständlich ist auch eine dem normalen Oszilloskop entsprechende Aufzeichnung möglich, indem mittels einer Triggerverzögerung der Speichervorgang erst nach Verstreichen der Zykluszeit des Schieberegisters abgebrochen wird („Post-Trigger-Mode“). Nach Beendigung des Aufzeichnungsvorgangs zirkuliert die gespeicherte Information im Speicher und kann beliebig oft wahlweise in digitaler oder analoger Form (D/A-Wandler) abgerufen werden.

Die Genauigkeit, mit der sich ein Analogsignal durch das Digitalsignal darstellen läßt, hängt wesentlich von drei Gerätespezifikationen ab: der horizontalen Auflösung (Abtastrate bzw. Abtastfrequenz), der vertikalen Auflösung (z. B. 6 oder 8 bit) und der sogenannten Analogbandbreite. Letztere ist leicht irreführend und nicht mit dem gewohnten Begriff, etwa der Bandbreite eines Oszilloskops, gleichzusetzen: Während beispielsweise ein Elektronenstrahloszilloskop mit 2 MHz Bandbreite zur Darstellung einer genormten Blitzstoßspannung gewöhnlich

ausreicht, läßt sich mit einem Transientenrecorder, dessen „Analogbandbreite“ mit 2 MHz spezifiziert ist, nur eine beschränkte Auflösung erzielen, da die der „Analogbandbreite“ angepaßte Abtastfrequenz von 10 MHz nur alle 100 ns einen Amplitudenwert ermittelt. Größere Unsicherheiten treten bei der Messung des Scheitelwerts in der Stirn abgeschnittener Stoßspannungen sowie bei der Messung von Zeitparametern auf. Beispielsweise zeigt Bild 9 zwei mögliche Aufzeichnungen ein und desselben Signals mit 100 ns Abtastintervall.

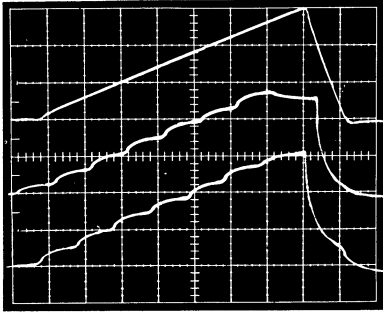


Bild 9. Zum methodischen Fehler von Transientenrecordern. Obere Kurve: Simulation einer nach etwa 700 ns abgeschnittenen Blitzstoßspannung. Untere Kurven: Aufeinanderfolgende Aufzeichnungen ein und desselben Signals mit 10 MHz Abtastfrequenz

Für ideale Keilwellen läßt sich der maximale prozentuale Scheitelwertfehler aus nachstehender Gleichung abschätzen:

$$\Delta U = \left(-\frac{t_i}{T_c} \pm \frac{0,5}{2^k} - \frac{1}{2\pi B T_c} \right) \cdot 100\%.$$

Hierin bedeuten:

t_i Abtastintervall = $1/\text{Abtastfrequenz}$,

T_c Abschneidezeit (s. 3.1),

k vertikale Auflösung in bit

B Analogbandbreite = $1/2\pi T_R$ (T_R Antwortzeit, s. 3.1).

Der erste Term der Klammer berücksichtigt den von der endlichen Abtastfrequenz hervorgerufenen Fehler, der zweite die endliche Amplitudenauflösung, der dritte die Analogbandbreite des Eingangsverstärkers. Zu diesem methodischen Fehler kommen die üblichen Fehlereinflüsse, wie Verstärkungsschwankungen, Rauschen, Drift etc. s. a., [839]. Zusammenfassend läßt sich feststellen, daß sich für die Aufgabenstellungen der Hochspannungstechnik nur Transientenrecorder mit Abtastfrequenzen von 100 MHz (\triangle Abtastrate 10 ns) und mehr eignen.

Das Herz des „Transient Digitizer“ ist die sogenannte „Scan Converter-Röhre“ [656].⁵ Sie besteht im wesentlichen aus der in einem Glaskolben untergebrachten Kombination zweier Elektronenstrahlröhren, von denen eine als Schreibsystem, die andere als Lesesystem ausgebildet ist (Bild 10). Zwischen beiden Systemen befindet sich als „Bildschirm“ das Target⁶, bestehend aus einer Matrix sehr dicht

⁵ scan: engl., abtasten

⁶ target: engl., Zielscheibe

beieinanderliegender, in integrierter Technik hergestellter Halbleiterdioden. Im unbeschriebenen Zustand lädt der Lesestrahl das Target negativ auf, die Dioden sind in Sperrichtung vorgespannt. Beim Schreiben erzeugen die energiereichen Elektronen des Schreibstrahls auf dem Target Elektronen-Loch Paare, die zu einer Entladung der getroffenen Dioden führen. Während der unmittelbar sich anschließenden Abtastung durch den Lesestrahl werden die beschriebenen Dioden wieder geladen, was sich für jede Diode in der Zuleitung zum Target als Stromimpuls auswirkt. Diese Stromimpulse werden verstärkt und können wahlweise sofort als TV-Signal auf einem Monitor dargestellt (äquival. Schreibgeschwindigkeit 30000 div/ μ s) oder digital gespeichert werden (äquival. Schreibgeschwindigkeit 8000 div/ μ s).

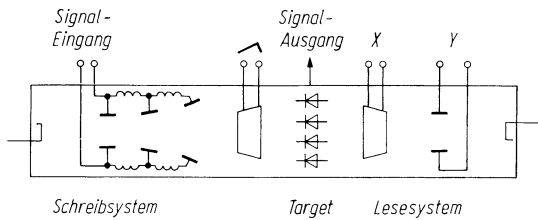


Bild 10. „Scan-Converter-Röhre“ des Transient Digitizer (Tektronix)

1.4 Meßkabel

Aus Gründen der Sicherheit, zur Verringerung von Fremdfeldeinstreuungen oder auch nur wegen der vereinfachten Bedienung steht das Elektronenstrahl-oszilloskop meist nicht direkt neben dem Stoßspannungsteiler oder dem Impulsstrommeßwiderstand. Das Meßsignal $u_M(t)$ muß daher über ein Koaxialkabel zum Oszilloskopeingang übertragen werden. Bei vergleichsweise langsam veränderlichen Meßspannungen dient die koaxiale Anordnung von Meßleitungen lediglich der Abschirmung des Meßkreises gegen Störspannungen. In Bild 11 sei angenommen, daß sich in der näheren Umgebung der Meßleitungen ein dritter stromdurchflossener Leiter befindet. Der durch diesen Leiter fließende Störstrom $i_{St}(t)$ erzeugt ein zeitlich veränderliches Magnetfeld, das die Meßschleife durchsetzt. Die in der Schleife induzierte Spannung wird als Störspannung dem eigentlichen Meßsignal überlagert. Parallel dazu wird über die Streukapazität C_{Str} eine weitere Störspannungskomponente eingekoppelt. Um beide Störspannungskomponenten zu unterdrücken, führt man die Meßleitungen koaxial aus, Bild 11. Die kapazitiv eingekoppelte Störspannung kann dann vollständig eliminiert werden, da alle elektrischen Feldlinien zwischen dem Störstrom führenden Leiter und den eigentlichen Meßleitungen auf dem geerdeten Kabelmantel enden. Die Schirmung gegen elektrische Felder ist insofern nicht ganz ideal, als bei gewöhnlichen koaxialen Meßkabeln der Kabelmantel aus einem Drahtgeflecht besteht, das noch einen gewissen Durchgriff in den Innenraum zuläßt. Flexwellkabel⁷, deren Abschirmung aus einem gewellten Metallrohr besteht, schirmen den Innenleiter völlig gegen elektrische Felder ab.

⁷ Flexwell: Warenbezeichnung der Firma Kabelmetal, Hannover.

Die Abschirmung der magnetischen Feldkomponente wird durch ein Gegenfeld bewirkt, das von den in der Abschirmung durch das äußere magnetische Wechselfeld induzierten Wirbelströmen herrührt. Die üblicherweise unmagnetischen Abschirmungen von Koaxialkabeln dämpfen magnetische Gleichfelder nicht und magnetische Wechselfelder niedriger Frequenz nur schlecht, weil keine oder nur geringe Wirbelströme induziert werden. Dies ist jedoch nicht bedeutend, da die induzierte Störspannung der Frequenz des Störstroms proportional ist und dementsprechend bei kleinen Frequenzen nur geringe Werte annimmt, die keiner Dämpfung bedürfen. Mit zunehmender Frequenz steigt die Schirmdämpfung

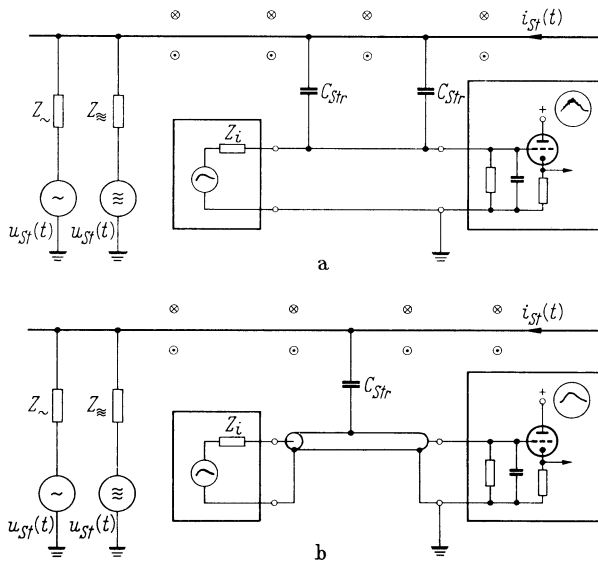


Bild 11. Entstehung von Störspannungen durch benachbarte stromführende Leiter

für magnetische Felder an und strebt einem Endwert zu, der im wesentlichen durch die Dichte des Drahtgewebes bestimmt wird. Bei Flexwellkabeln steigt die Schirmdämpfung für magnetische Felder mit zunehmender Frequenz aufgrund der Stromverdrängung unbegrenzt an.

Trotz der Verwendung koaxialer Meßleitungen treten bei der Messung sehr schnell veränderlicher Vorgänge weiterhin Störspannungen auf, deren Ursache und Dämpfung später noch ausführlich behandelt werden wird.

Für langsame Vorgänge, deren Spektren keine vergleichsweise hohen Frequenzen enthalten, stellen Kabel und Leitungen, je nach ihrem Zustand am Kabelende, Kapazitäten oder Induktivitäten dar. Bei sehr schnellen Spannungsänderungen erblickt dagegen eine in ein Kabel einlaufende Spannungswelle nur dessen Wellenwiderstand Z , unabhängig davon, ob das Kabel am Ende leerläuft, kurzgeschlossen oder mit einem beliebigen Widerstand belastet ist. Die Art der am Ende angeschlossenen Last kann sich am Anfang des Kabels frühestens nach Ablauf der doppelten Laufzeit bemerkbar machen. Ein Kabel muß also dann als Leitung

mit verteilten Parametern aufgefaßt werden, wenn seine Laufzeit in die Größenordnung der Anstiegszeit der zu übertragenden Impulse kommt.

Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit eines Signals auf einer Leitung ist gegeben durch

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{rel}} \mu_{\text{rel}}}}.$$

Da für normale Meßkabel $\mu_{\text{rel}} = 1$ ist, vereinfacht sich obige Gleichung zu

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{\text{rel}}}}.$$

Meist wird das Verhältnis der Fortpflanzungsgeschwindigkeit im Kabel zur Geschwindigkeit im freien Raum ($c = 300\,000$ km/s) als relative Ausbreitungsgeschwindigkeit angegeben:

$$v_{\text{rel}} = \frac{v}{c} \cdot 100\%.$$

Bei den für koaxiale Meßkabel verwendeten Dielektrika beträgt die Ausbreitungsgeschwindigkeit im allgemeinen 50 bis 70% der Lichtgeschwindigkeit.

Der reziproke Wert der Fortpflanzungsgeschwindigkeit ist die längenbezogene Laufzeit

$$T = \frac{1}{v}.$$

Sie wird von den Kabelherstellern meist in Mikrosekunden pro Meter angegeben. Die absolute Laufzeit berechnet man aus

$$\tau = Tl = \frac{l}{c} \sqrt{\epsilon_{\text{rel}}}.$$

Nach dieser Gleichung werden die zur Verzögerung eines Meßsignals benötigten Kabellängen bemessen.

Ein wesentliches Merkmal einer echten Leitung ist die Tatsache, daß bei einem Abschlußwiderstand ungleich Z ein Teil des Signals am Ende reflektiert wird und zum Anfang der Leitung zurückläuft. Ist der Innenwiderstand der Quelle ebenfalls ungleich Z , wird die rücklaufende Welle dort erneut reflektiert. Auf dem Bildschirm des Elektronenstrahloszilloskops erscheint ein Spannungsverlauf, der auch nicht mehr annähernd mit dem zeitlichen Verlauf des ursprünglichen Meßsignals $u_M(t)$ übereinstimmt. Sollen die durch Mehrfachreflexionen bedingten Abweichungen unter 1% bleiben, so gelten für Rampenfunktionen (Spannungssprünge mit endlicher Anstiegszeit T_a) Meßkabel strenggenommen dann als elektrisch lang, wenn ihre Laufzeit mehr als das 0,0125fache der Anstiegszeit T_a beträgt. In praxi wird diese Forderung dadurch abgeschwächt, daß meist kein idealer Leerlauf- bzw. Kurzschlußbetrieb vorliegt, die Impulse in den Ecken mehr oder weniger verrundet sind, und außerdem die Mehrfachreflexionen wegen der frequenzabhängigen Dämpfung der Meßkabel stark verformt werden und schnell abklingen. Eine praxisnahe Forderung ist $T_a > 5 \cdots 10\tau$.

Damit Meßsignale auf elektrisch langen Leitungen einwandfrei übertragen werden können, sind die Meßkabel wenigstens an einem Ende mit ihrem Wellenwiderstand abzuschließen (Bild 12 a, b).

Bei Abschluß am Ausgang sieht die ankommende Spannungswelle die Abschlußimpedanz Z und erfährt daher keine Reflexion. Auf dem Bildschirm eines Elektronenstrahloszilloskops wird für $R_i \ll Z$ die Leerlaufklemmenspannung bzw. für $R_i < Z$, $R_i = Z$ oder $R_i > Z$ die um das Übersetzungsverhältnis $(R_i + Z)/Z$ verkleinerte Leerlaufspannung dargestellt.

Bei niederohmigen Quellen (Meßwiderstände, kapazitive Teiler) wird das Meßkabel häufig nur eingangsseitig durch einen Reihenwiderstand der Größe Z abgeschlossen (Bild 12 b). Dieser Widerstand bildet zusammen mit dem Wellen-

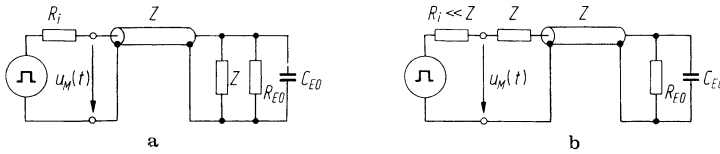


Bild 12. Anschluß einer Impulsspannungsquelle an ein Elektronenstrahloszilloskop über eine elektrisch lange Leitung. **a** Abschluß am Ausgang; **b** Abschluß am Eingang. R_i Ausgangsimpedanz der Quelle (Innenwiderstand), Z , τ Wellenwiderstand und Laufzeit des Meßkabels, R_{EO} , C_{EO} Eingangsimpedanz des Elektronenstrahloszilloskops.

widerstand der Leitung einen Spannungsteiler, der die Leerlaufspannung der Quelle im Verhältnis 1:2 teilt. Die in die Leitung einlaufende Wanderwelle $u_M(t)/2$ wird am leerlaufenden Ende mit gleichem Vorzeichen reflektiert, so daß auf dem Bildschirm wieder die Leerlaufspannung $u_M(t)$ erscheint. Die reflektierte Welle wird vom eingangsseitigen Abschlußwiderstand reflexionsfrei absorbiert.

Leider läßt sich ein idealer Abschluß nicht verwirklichen, da z. B. bei Abschluß am Ausgang dem Abschlußwiderstand Z immer die Eingangsimpedanz des nachfolgenden Elektronenstrahloszilloskops parallel geschaltet wird (meist $1\text{ M}\Omega$ parallel mit 10 bis 50 pF). Bei niederen Frequenzen macht sich diese Parallelschaltung praktisch nicht bemerkbar. Für sehr hohe Frequenzen jedoch kommt $1/\omega C_{EO}$ sehr schnell in die Größenordnung von Z , so daß kein einwandfreier Kabelabschluß mehr vorliegt (z. B.: Für $C_{EO} = 20\text{ pF}$ und $f = 100\text{ MHz}$ wird $1/\omega C_{EO} = 80\text{ }\Omega$). Damit das reflektierte Signal am Kabelanfang nicht nochmals reflektiert wird, empfiehlt es sich, möglichst auch dem Innenwiderstand der Quelle den Wert Z zu geben. Man darf jedoch nicht übersehen, daß im angepaßten Betriebszustand — d. h. Innenwiderstand der Quelle, Wellenwiderstand des Meßkabels und Abschlußwiderstand besitzen den gleichen Wert — die auf dem Elektronenstrahloszilloskop beobachtete Spannung mit dem Faktor 2 multipliziert werden muß, um die Leerlaufklemmenspannung der Quelle zu erhalten. Besitzt zum Beispiel ein ohmscher Spannungsteiler mit $R_2 = Z$ ein Leerlaufübersetzungsverhältnis

$$ü = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1000,$$

und wird die am Niederspannungsteil abgegriffene Spannung mit einem angepaßten Kabel zum Elektronenstrahloszilloskop übertragen, so ergibt sich praktisch ein Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 2000$, da der wirksame Widerstand im Niederspannungsteil durch die Parallelschaltung des mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossenen Kabels auf die Hälfte verkleinert wird.

Die Kabeldämpfung und die damit verbundenen frequenzabhängigen Übertragungsfehler werden bei einer gegebenen Kabeltype um so kleiner, je kürzer das Kabel ist. Für die in der Hochspannungsmeißtechnik zu übertragenden Spannungsimpulse können Kabellängen < 10 m im Rahmen der durch die übrigen Teile der Meßeinrichtung bedingten Fehler als verlustfreie Leitungen ohne Dämpfung aufgefaßt werden. Hier zeigt sich der Vorteil der im vorangegangenen Abschnitt unter c) aufgeführten Triggermöglichkeit mittels gesteuerter Auslösung des Stoßgenerators. Das Verbindungskabel vom Spannungsteiler zu den Ablenkplatten des Elektronenstrahloszilloskops muß nicht mehr nach einer von der Zeitablenkung geforderten Verzögerung bemessen werden, sondern kann den jeweiligen Umständen entsprechend beliebig kurz sein.

Lange Koaxialkabel dürfen nicht mehr als quasi verlustfreie Leitungen aufgefaßt werden. Bei der Übertragung von Impulsen mit großer Rückenzeit tritt an der Serienschaltung des Kabellängswiderstands $\bar{R}l$ und dem ohmschen Abschlußwiderstand Z eine Spannungsteilung auf, die zu dem sogenannten Gleichspannungsfehler führt,

$$\Delta U = u_2(t) \frac{\bar{R}l}{Z}.$$

Sollen steile Flanken übertragen werden, z. B. Keilwellen, so muß man bei großer Steilheit aufgrund der Wirkwiderstandserhöhung durch Skineffekt mit einer starken Amplitudenabsenkung rechnen. Beide Fehler fallen bei Kabellängen < 10 m kaum ins Gewicht. Bei großen Längen empfiehlt sich auf jeden Fall die Verwendung von Kabeln mit geringem Wellenwiderstand, da diese von Natur aus große Innenleiterdurchmesser und damit einen kleinen Widerstandsbelag \bar{R} besitzen. Ausführlichere Überlegungen und Gleichungen zur Berechnung der Übertragungsfehler langer Koaxialkabel finden sich bei Park [7] und anderen [5, 6, 24—28, 630].

Häufig stellt sich die Aufgabe, den Wellenwiderstand eines vorhandenen Koaxialkabels zu bestimmen. Die Kabelhersteller verwenden hierzu aufwendige Meßplätze, die die Messung der Kabeleigenschaften über einen weiten Frequenzbereich erlauben. Man kann den Wellenwiderstand aber auch mit einfacheren Geräten und einer für die hier betrachteten Anwendungsfälle ausreichenden Genauigkeit ermitteln. Bekanntlich ist der Wellenwiderstand eines verlustarmen Koaxialkabels definiert durch

$$Z = \sqrt{\frac{\bar{L}}{\bar{C}}}.$$

Kennt man den Induktivitäts- und den Kapazitätsbelag des Kabels, so läßt sich der Wellenwiderstand berechnen. Beide Leitungsbeläge können in der Praxis einfach bestimmt werden. Mit einer Induktivitätsmeßbrücke (oder auch einem

Resonanzverfahren) mißt man die Induktivität des einseitig kurzgeschlossenen Kabels beziehungsweise eines Probestücks. Sodann mißt man die Kapazität der gleichen Probe bei ausgangsseitigem Leerlauf. Die Wurzel aus dem Quotienten beider Messungen ergibt den Wellenwiderstand.

Während die Kapazität eines PE-isolierten Kabels in erster Näherung frequenzunabhängig ist, nimmt die Induktivität bei Frequenzen zwischen 10^5 und 10^7 Hz abhängig vom Kabeltyp um etwa 20% ab (aufgrund der Stromverdrängung strebt die innere Induktivität der Leiter gegen Null). Da der Wellenwiderstand sich mit \sqrt{L} ändert, beträgt die Abnahme des Wellenwiderstands im gleichen Frequenzbereich etwa 10%. Abhängig von der Meßfrequenz des Induktivitätsmeßgeräts ergeben sich demnach verschiedene Werte für Z . Die meisten Geräte arbeiten bei Frequenzen ≤ 1 MHz, so daß man im allgemeinen die höheren Werte erhalten wird. Die Abrundung des berechneten Werts auf den nächst kleineren genormten Wellenwiderstand, der von den Kabelherstellern bei mehreren 100 MHz bestimmt wird, führt dann zu dem Widerstandswert, der bei der Übertragung von Signalen mit steilen Flanken in Betracht gezogen werden muß.

1.5 Elektromagnetische Verträglichkeit

Bei der erstmaligen Inbetriebnahme einer Meßeinrichtung zum Aufzeichnen von Stoßspannungen oder Stoßströmen, bestehend aus Spannungsteiler oder Impulsstrommeßwiderstand, Verbindungskabel und Elektronenstrahloszilloskop, wird man auf dem Bildschirm eine Wiedergabe gemäß Bild 13 erhalten. In den

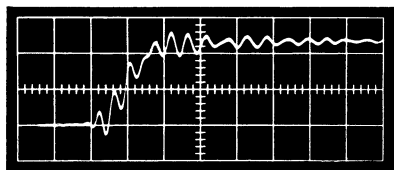


Bild 13. Oszillogramm des aperiodischen Stromverlaufs beim Entladen eines auf 100 kV aufgeladenen Kondensators (gemessen als Spannungsabfall an einem in den Entladekreis geschalteten Meßwiderstand). Die überlagerte HF-Schwingung stellt eine Störspannung dar.

allermeisten Fällen, insbesondere bei den Elektronenstrahloszilloskopen mit Einschubtechnik, entspricht diese Wiedergabe nicht dem tatsächlichen zeitlichen Verlauf des zu erfassenden Vorgangs. Dem eigentlichen Meßsignal $u_M(t)$ sind Störspannungen überlagert, die auf verschiedenen Wegen das Ablenkssystem erreichen. Im Zweifelsfall läßt sich durch zwei Testmessungen leicht klären, ob die hochfrequenten Schwingungen eines Oszillogramms tatsächlich dem Meßsignal eigen sind oder echte Störspannungen darstellen. Bei der ersten Testmessung wird der Kabelmantel des Koaxialkabels mit der geerdeten Klemme der Impulsspannungsquelle (Niederspannungsteil eines Teilers oder niederohmiger Meßwiderstand) verbunden, der Innenleiter jedoch nicht angeschlossen. Mit

anderen Worten, das Meßkabel wird eingangsseitig im Leerlauf betrieben. Bei der zweiten Testmessung verbindet man zusätzlich noch den Innenleiter mit der geerdeten Klemme der Impulsspannungsquelle, betreibt das Meßkabel also eingangsseitig im Kurzschluß. In beiden Fällen darf während der Zeit, in der der zu messende Vorgang abläuft, auf dem Bildschirm des Elektronenstrahloszilloskops keine Auslenkung des Strahls bemerkbar sein.

Die Ursachen der Störspannungen liegen in Potentialanhebungen und dem Vorhandensein der mit den schnell sich ändernden Spannungen und Strömen verknüpften elektromagnetischen Felder, insbesondere der beim Auf- beziehungsweise Entladen von Streukapazitäten entstehenden Streufeldänderungen [8—11, 22, 38—41.]

Für das Zustandekommen der verzerrten Darstellung in Bild 13 gibt es vier Möglichkeiten:

1. Die elektromagnetischen Felder durchdringen das unvollkommen abschirmende Gehäuse des Elektronenstrahloszilloskops und rufen direkt im Vertikalteil Störspannungen hervor. Diese Schwierigkeit kann beseitigt werden, indem man

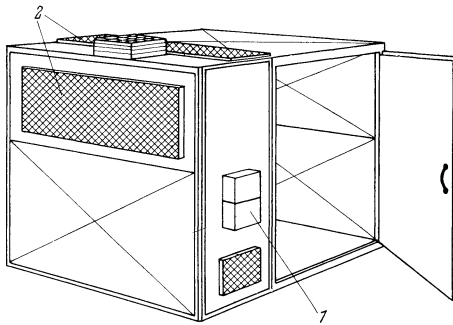


Bild 14. Transportable, vollgeschirmte Meßkabine. 1 Netzverriegelung zur Unterdrückung leitungsgebundener Störspannungen, 2 Wabenkaminfenster zur Beleuchtung und Klimatisierung (Siemens).

das Elektronenstrahloszilloskop in einem abgeschirmten Meßraum aufstellt (Bild 14). Je nach Feldstärke und Frequenz genügt auch oft ein einseitig offener Blechkasten.

Der Einfluß der Störfeldstärken wird weiter verringert, wenn die Entfernung zwischen Elektronenstrahloszilloskop und Stoßkreis vergrößert wird. Vollgeschirmte Meßkabinen besitzen Schirmdämpfungen von 80 bis 100 dB für Frequenzen bis zu 35 GHz, entsprechend einem Schirmfaktor von 1:10000 bis 1:100000. Damit lassen sich direkte Einstreuungen auf das Oszilloskop in fast allen Fällen ausschalten.

2. Quasistationäre magnetische und elektrische Felder durchdringen die unvollkommene Abschirmung des Meßkabels. Elektrische Felder greifen bei geringer Geflechtichte auf den Innenleiter durch und influenzieren unmittelbar auf ihm eine Störspannung. Ein Maß für diese Störspannung ist der sogenannte Durchgriffsleitwert des Kabels. Magnetfelder erzeugen zu beiden Seiten des Innenleiters zwei gleichgroße, gegenphasige Spannungen, die sich gegenseitig aufheben. Aufgrund immer vorhandener leichter Exzentrizitäten des Innenleiters verbleibt eine Restspannung. Beide Störspannungen können jedoch im allgemeinen gegen

die durch Kabelmantelströme verursachten Störspannungen vernachlässigt werden [657–661].

3. Das Elektronenstrahloszilloskop fängt die Störspannung als leitungsgebundene Störung (≤ 30 MHz) über seine Stromversorgung ein. Dies wird zweckmäßigerweise dadurch verhindert, daß man die Netzleitung mit einem Durchführungsfilter für Funkentstörung verriegelt. Die Filter bestehen im allgemeinen aus zwei kapazitiven Quergliedern und einem induktiven Längsglied in π -Schaltung. In Bild 15 ist das Ersatzschaltbild und die Betriebsdämpfung eines Breitbanddurchführungsfilters in Abhängigkeit von der Frequenz wiedergegeben [12]. Um eine breitbandige Kopplung hoher Güte zu erreichen, werden die Filter im allgemeinen in eine Abschirmwand eingesetzt, d. h. mit einer der oben genannten Abschirmmaßnahmen kombiniert.

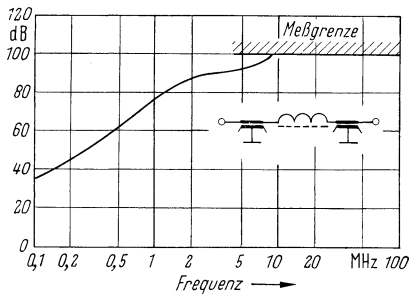


Bild 15. Betriebsdämpfung des Breitbanddurchführungsfilters B 85321 ABO 1, gemessen in einer 60- Ω -Leitung (Siemens).

Manchmal genügt es, die Netzleitung um einen Ferritkern zu wickeln, oder über die Netzzuleitung einen flexiblen Tombakschlauch zu schieben, der mit der Abschirmwand beziehungsweise mit dem Gehäuse des Elektronenstrahloszilloskops gut leitend verbunden wird.

4. Kabelmantel- und Gehäuseströme, bedingt durch Potentialdifferenzen in den Erdleitungen, verursachen Spannungsabfälle, die über den Kopplungswiderstand (engl.: coupling impedance) Störspannungen erzeugen.

Wenn ein von einer äußeren Spannungsquelle hervorgerufener Störstrom über einen Kabelmantel oder -schirm fließt, so verursacht er an der inneren Oberfläche des Mantels einen Spannungsabfall, der sich als Störspannung in dem vom Kabelmantel geschirmten Leitungssystem bemerkbar macht [34, 575, 660, 661].

Der Kopplungswiderstand⁸ wird aus Bild 16 unter der Voraussetzung, daß die Leitungslänge l klein gegen $\lambda/4$ ist, definiert zu:

$$R_K(\omega) = \frac{U_{St}(\omega)}{I_{St}(\omega) l}$$

⁸ Im englischen ist für abgeschlossene Leitungen auch der Begriff „surface transfer impedance“ üblich:

$$Z_{\alpha,\beta} = \frac{2U_{St}(\omega)}{I_{St}(\omega) l}$$

Je kleiner der Kopplungswiderstand eines Koaxialkabels ist, desto besser ist seine Schirmwirkung und desto kleiner die erzeugte Störspannung. Mitunter benützt man zur Verringerung des Kopplungswiderstands doppelt oder dreifach geschirmte Leitungen oder Flexwellkabel, deren Außenleiter aus einem gewellten, nahtlos verschweißten Metallmantel besteht.

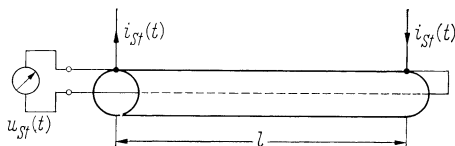


Bild 16. Zur Definition des Kopplungswiderstands R_K eines Koaxialkabels.

Bild 17 zeigt den typischen Verlauf des Kopplungswiderstands von Flexwellkabeln und gewöhnlichen Koaxialkabeln mit Geflechschirm. Die Ursache für das unterschiedliche Verhalten beider Schirmarten bei hohen Frequenzen wurde bereits in 1.5 erläutert.

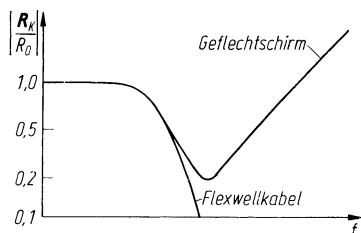


Bild 17. Kopplungswiderstand $R_K(f)$ von Flexwellkabeln und gewöhnlichen Koaxialkabeln.

In gleicher Weise wie an den Kopplungswiderständen von Kabeln bewirken die Kabelmantelströme auch an den Übergangswiderständen lösbarer koaxialer Steckverbindungen sowie an Gehäusetrennfugen und Chassisteilen (Gehäuseströme) zusätzliche Störspannungen.

Ein Kabelmantelstrom, der durch den mit Masse verbundenen Kragen der Eingangsbuchse eines Oszilloskops in das Gehäuse eintritt und dieses durch die Erdkapazität und den Schutzleiter wieder verläßt, erzeugt längs des Chassis Spannungsabfälle, die galvanisch dem Nutzsignal $u_M(t)$ überlagert werden, teilweise aber auch durch kapazitive Kopplung auf den Abschwächer und das Gitter der Eingangsrohre gelangen (Bild 18).

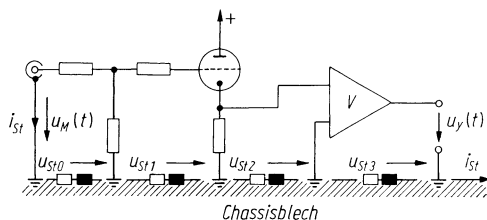


Bild 18. Zur Erklärung des Kopplungswiderstands eines Verstärkerchassis.

Bei Kabellängen von wenigen Metern überwiegt der Kopplungswiderstand des Oszilloskops im allgemeinen den Kopplungswiderstand des Meßkabels. Um den Kopplungswiderstand eines Oszilloskops und damit dessen Störspannungsempfindlichkeit abschätzen zu können, wird in den Mantel eines am Eingang kurzgeschlossenen Meßkabels ein Stromsprung eingespeist, Bild 19, [674, 675].

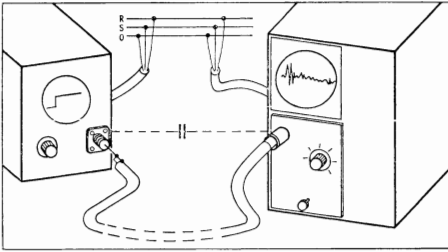


Bild 19. Ermittlung der Störspannungsempfindlichkeit eines Elektronenstrahloszilloskops gegen Gehäuseströme.

Als Stromquelle dient ein Impulsgenerator mit Quecksilberschalter. Das Oszillogramm in Bild 20 zeigt repräsentativ für eine Vielzahl von Messungen das auf dem Bildschirm beobachtete Signal.

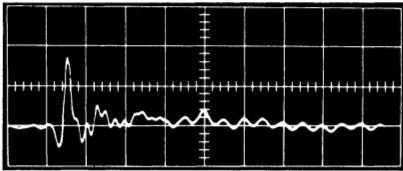


Bild 20. Störspannung hervorgerufen durch einen Gehäusestrom von 1 A. Zwischen den Abschwächerstellungen 1 mV/cm bis 20 V/cm ändert sich die Wiedergabe nur unwesentlich.

Die maximale Störspannungsamplitude ändert sich nur unwesentlich beim Öffnen des Kurzschlusses am Kabeleingang bzw. bei direkter Einspeisung auf die Erdbuchse des Elektronenstrahloszilloskops. Desgleichen verändern sich die hochfrequenten Anteile der Störspannung praktisch nicht, wenn eines der beiden Geräte ohne Schutzkontakt betrieben wird, da für hohe Frequenzen die Gehäuse über ihre Erdstreukapazität geerdet bleiben.

Der bizarre Verlauf der Störspannung rührt einmal vom resonanzartigen Charakter des Oszilloskopkopplungswiderstands, zum anderen von Wanderwellenschwingungen auf dem Kabelmantel her. Bei tatsächlichen Stoßversuchen wird der zeitliche Verlauf der Ausgleichsströme und Potentialanhebungen durch Mehrfachreflexionen und Wanderwellenschwingungen im gesamten Erdsystem bestimmt, wodurch der Störspannungsverlauf noch komplexer wird.

Im folgenden werden nun die elektromotorischen Kräfte für das Entstehen der Kabelmantelströme ergründet und daraus geeignete Gegenmaßnahmen abgeleitet.

a) Spannungsabfälle längs des Schutzleiters

Aus Gründen der Betriebssicherheit sind die Gehäuse elektrischer Geräte im allgemeinen mit dem Nulleiter des Mehrphasensystems oder auch einem gesonderten

Schutzleiter verbunden. Über diese Leitungen fließen die Ableitströme aller anderen am gleichen Netz betriebenen Verbraucher, über den Nulleiter zusätzlich noch ein Teil der Betriebsströme dieser Geräte. Durch galvanische Verbindungen zwischen beiden Leitern kann der Schutzleiter ebenfalls einen Teil der Betriebsströme führen. Diese Ströme rufen längs der Null- und Schutzleiter Spannungsabfälle hervor, so daß zwischen den Schutzleiterkontakten verschiedener Steckdosen und auch zwischen verschiedenen Erdklemmen einer Schalttafel beachtliche Spannungen vorhanden sein können.

Werden nun mehrere elektronische Geräte aus verschiedenen Steckdosen betrieben, so entstehen zusammen mit den Mänteln der coaxialen Signalkabel sogenannte „Ringerden“ (engl.: ground loop). Durch diese Erdschleifen fließen Ausgleichsströme, die den eigentlichen Signalen eine Störspannung mit einer Grundfrequenz von 50 Hz überlagern (50 Hz-Brunn). Um diese Störspannung zu vermeiden, werden die Erdschleifen unterbrochen, indem nur ein Gerät mit Schutzkontakt betrieben wird. (Die Betriebssicherheit des Versuchsaufbaus leidet darunter zunächst keinen Schaden, da zwischen dem einen geerdeten Gerät und den nicht über einen Schutzleiter geerdeten Geräten eine galvanische Verbindung über die Kabelmäntel der Signalleitungen besteht. Trotzdem empfiehlt sich die Anwendung zusätzlicher Schutzmaßnahmen wie Schutztrennung, Standortisolierung etc.)

Der gleiche Effekt tritt auch bei der Messung schnell veränderlicher hoher Spannungen auf, wenn der Hochspannungskreis direkt und das Elektronenstrahl-oszilloskop über seinen Schutzleiter geerdet wird. Während sich jedoch 50-Hz-Störspannungen sofort beseitigen lassen, indem meist das Oszilloskop ohne Schutzleiter betrieben wird, bleiben hochfrequente und transiente Störspannungen auch nach Auftrennen redundanter Schutzleiter bestehen, da das Oszilloskop und andere Geräte für hohe Frequenzen nach wie vor über ihre Erdstreukapazitäten mit Erde verbunden sind.

b) Induzierte und influenzierte elektromotorische Kräfte

Die mit den schnellveränderlichen Vorgängen verknüpften quasistationären magnetischen und elektrischen Felder induzieren und influenzieren auf dem Kabelmantel (C_{str} in Bild 21) bzw. in der Erdschleife (schraffierte Fläche in Bild 21) elektromotorische Kräfte, die ebenfalls Kabelmantel- und Gehäuseströme ver-

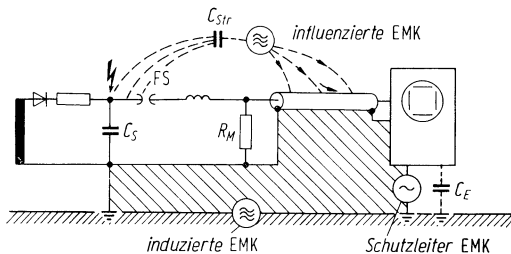


Bild 21. Schematische Darstellung eines Stoßstromentladekreises (FS Schaltfunkenstrecke, C_S Stoßkapazität, R_M Strommeßwiderstand, L Arbeitsspule). Entstehung von Kabelmantelströmen durch induzierte und influenzierte elektromotorische Kräfte sowie durch unterschiedliche Schutzleiterpotentiale.

ursachen. Die Wirkung beider Felder wird durch Verlegung der Meßleitungen in Stahlpanzerrohren, die an beiden Enden geerdet sind, verringert. Das Stahlpanzerrohr schirmt elektrische Felder nahezu ideal, da die elektrischen Feldlinien jetzt nicht mehr auf dem Kabelmantel, sondern auf dem geerdeten Stahlpanzerrohr enden. Bei sehr hohen Frequenzen verringert sich die elektrische Schirmdämpfung; sie besitzt jedoch für die meisten Anwendungen noch ausreichend hohe Werte [34].

Die Schirmwirkung gegen magnetische Wechselfelder beruht auf der Tatsache, daß in der Schleife, gebildet aus dem an beiden Seiten geerdeten Stahlpanzerrohr und Erde, ein Strom fließt, dessen Magnetfeld das äußere Feld zu kompensieren sucht.

c) Potentialanhebungen im Stoßentladekreis

Potentialanhebungen des Stoßgenerators sind neben induzierten und influenzier-ten elektromotorischen Kräften die wesentliche Ursache für das Entstehen von Störspannungen.

Bild 22a, b zeigt einen Hochspannungskreis, bestehend aus dem Generator G und dem Prüfling P ; Z_E stellt die unvermeidliche Erdimpedanz dar.

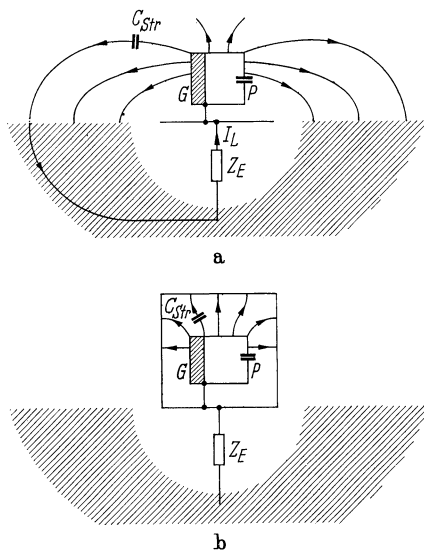


Bild 22. Anhebung des Erdpotentials in einem Hochspannungsentladekreis. **a** zeigt den Verlauf der Streufeldlinien bei einem normalen Versuchsaufbau; **b** den Verlauf, wenn sich die gesamte Anordnung innerhalb eines Faraday-Käfigs befindet. (Nach Nielsen und Odershede [22]).

G Stoßspannungsgenerator, P Prüfling, C_{Str} Streukapazitäten, Z_E Erdimpedanz, I_L Ladeströme der Streukapazitäten

Von den auf Hochspannungspotential befindlichen Teilen der Anlage gehen Feldlinien zu der auf Erdpotential liegenden benachbarten Umgebung aus. Diesen Feldlinien ordnet man Streukapazitäten C_{Str} zu, die bei Stoßvorgängen in kurzer Zeit aufgeladen oder entladen werden. Wegen der großen Änderungsgeschwindigkeiten der Spannungen können die Ladeströme sehr hohe Werte annehmen [9–11]. Die Ladeströme fließen über die Erdimpedanz zum Fuß des Generators zurück und erzeugen auch bei kleinen Werten von Z_E beträchtliche Potentialanhebungen, die Ausgleichsströme innerhalb des gesamten Erdnetzes verursachen. Befindet sich der Hochspannungskreis innerhalb eines Faraday-Käfigs, Bild

22b, so enden die Streufeldlinien alle auf der Abschirmung. Die Ladeströme fließen auf der Innenseite der Käfigwand [34] und können keine Potentialanhebung an Z_E bewirken. Besondere Tiefenerder erübrigen sich in diesem Fall.

Bild 23 veranschaulicht die Entstehung von Potentialanhebungen längs der Rückleitung zum Fuß eines Stoßgenerators.

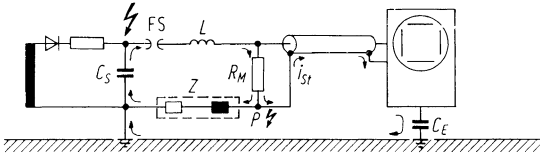


Bild 23. Schematische Darstellung eines Stoßstromentladekreises. Zur Erklärung des Entstehens von Störspannungen durch Potentialanhebungen an der Impedanz der Rückleitung des Arbeitskreises (Generator geerdet).

Nach dem Zünden der Funkenstrecke entlädt sich der Kondensator über die Arbeitsspule und den Meßwiderstand R_M . Am Verzweigungspunkt P — Anschluß des Kabelmantels des Signalkabels — teilt sich der Entladestrom auf. Der überwiegende Teil des Stroms fließt unmittelbar zum geerdeten Belag des Stoßkondensators zurück. Dabei ruft er einen Spannungsabfall über der Impedanz Z der Rückleitung hervor und hebt somit das Potential des Punktes P an. Diese Potentialanhebung ist die EMK für den Kabelmantelstrom. Um sie zu vernichten, wird allgemein empfohlen, nicht den Fuß des Stoßgenerators, sondern den Verzweigungspunkt P , die Erdklemme des Meßwiderstands, zu erden (Bild 24).

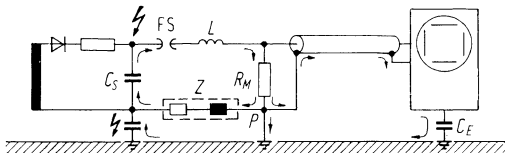


Bild 24. Schematische Darstellung eines Stoßstromentladekreises. Zur Erklärung des Entstehens von Störspannungen durch Potentialanhebungen an der Impedanz der Rückleitung des Arbeitskreises (Meßwiderstand geerdet).

In dieser Schaltung liegt der Punkt P auf Erdpotential, dafür hebt sich aber jetzt das Potential des erdnahen Belags der Stoßkapazität um etwa den gleichen Betrag an. Aufgrund der Erdstreukapazität des Arbeitskreises wird auch diese Potentialanhebung wieder zur EMK für Kabelmantelströme. Offensichtlich gibt es zwar bestimmte optimale Erdungsverhältnisse, bei denen die elektromotorischen Kräfte für die Kabelmantel- und Gehäuseströme vergleichsweise kleine Werte annehmen; ganz vermeiden lassen sie sich jedoch nicht. Der Ausweg aus dieser Situation liegt in einem Versuchsaufbau gemäß Bild 25, der Kabelmantel- und Gehäuseströme, gleich welchen Ursprungs, eliminiert.

Aufgrund der Stromverdrängung fließt der Störstrom bevorzugt über den zusätzlichen äußeren Schirm und die äußere Oberfläche der Schirmkabine nach Erde ab. Er wird also am Meßkabelmantel und am Oszilloskopgehäuse vorbei-

geleitet. Diesen „bypass“ zu schaffen, ist in einer Vielzahl von Anwendungen die Hauptaufgabe der Schirmkabine und des doppelten Schirms eines Koaxialkabels, weniger deren eigentliche Schirmwirkung. Als Schirmkabine kann daher oft ein einseitig offener Blechkasten mit in der Rückwand eingesetzter Netzverriegelung dienen.

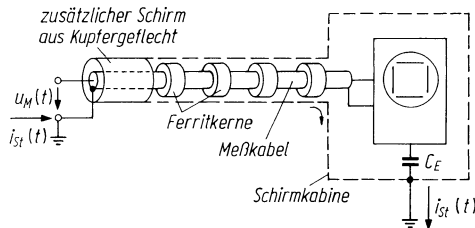


Bild 25. Meßaufbau zur Unterdrückung von Kabelmantel- und Gehäuseströmen.

Die angestrebte Störstromverteilung wird unterstützt durch die auf dem Meßkabelmantel aufgetragenen Ferritkerne, die die für den Störstrom wirksame Impedanz des Meßkabelmantels vergrößern und somit den Störstrom auf den äußeren Schirm zwingen [594].

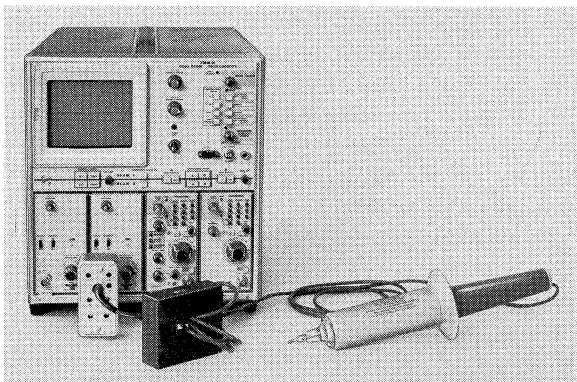


Bild 26. Unterdrückung von Kabelmantel- und Gehäuseströmen durch Aufwickeln des Meßkabels auf einen weichmagnetischen Kern.

In einfach gelagerten Fällen läßt sich der Kabelmantel für hochfrequente Ströme sperren, indem man seine Induktivität durch Aufwickeln eines Teils des Kabels auf einen weichmagnetischen Kern vergrößert, Bild 26. Die Induktivitätserhöhung ist proportional dem Quadrat der Windungszahl. Die Kabel müssen einen Kunststoffmantel besitzen, damit die einzelnen Windungen nicht kurzgeschlossen werden und die parallel zur Induktivität liegende Wicklungskapazität klein gehalten wird. Bei großen Kabellängen wird die Spannungs- und Stromverteilung auf dem Kabelmantel abhängig vom Ort. In diesen Fällen bewirkt eine konzentrierte Drossel keine breitbandige Sperrung mehr. Für bestimmte Frequenzen können Lage eines Stromknotens und Drossel zusammenfallen. Deshalb muß für Mantelströme, deren Wellenlängen klein gegen die Länge des Meßkabels sind, das weichmagnetische Material in Form einer gestreckten Drossel über eine größere Leitungslänge verteilt werden [14].

Sehr zu empfehlen ist die Verlegung der Meßleitungen in außerhalb der Abschirmung bzw. unterhalb des Hallenerdnetzes liegenden Stahlpanzerrohren. Da die Ladeströme für die Streukapazitäten aufgrund der Stromverdrängung vorzugsweise auf der Innenseite der Abschirmung fließen (vgl. Erläuterung zu Bild 22b) bleiben die Meßleitungen frei von Kabelmantelströmen.

Stoßanlagen für Abnahmeprüfungen an Geräten der Energieversorgungstechnik besitzen nicht nur eine koaxiale Meßleitung vom Spannungsteiler zum Elektronenstrahloszilloskop, sondern eine Vielzahl von Steuer- und Meßleitungen zwischen der eigentlichen Stoßanlage und dem Kommandopult mit Meßeinrichtung. Hier ist die Gefahr des zufälligen und unbewußten Entstehens von Erdschleifen besonders groß. Bild 27b zeigt den prinzipiellen Aufbau einer Stoßanlage, in der mit Sicherheit unkontrollierte Potentialanhebungen und unbefriedigende Meßergebnisse zu erwarten sind [35]. Bild 27a zeigt dagegen den vorschriftsmäßigen Aufbau der gleichen Anlage. Alle Leitungen gehen als Stichleitungen von einem Kabelbaum ab. Die Verdrahtung enthält keine Maschen, sondern nur Zweige.

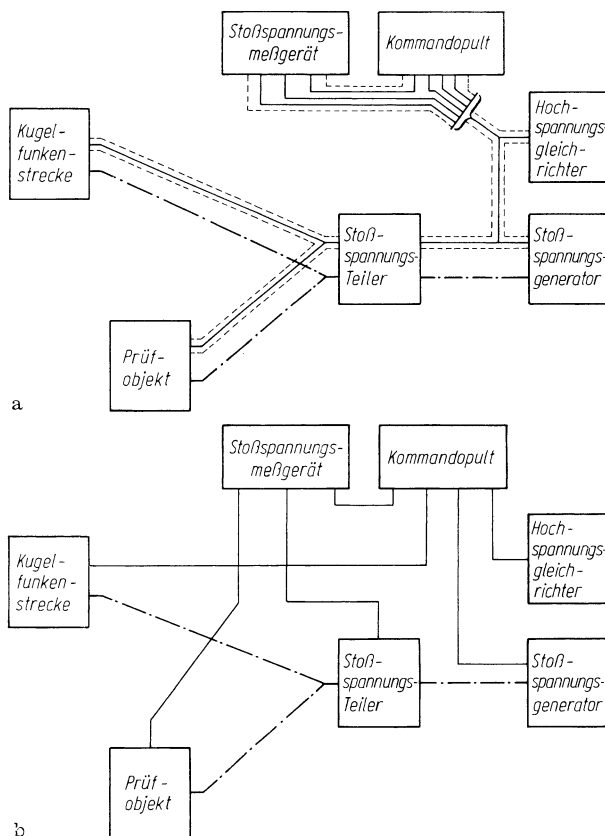


Bild 27. Schematische Darstellung einer Stoßspannungsprüfeinrichtung; (Haefely [35]).
a Zweckmäßige Verlegung der Steuer- und Meßleitungen (Zweige); **b** falsche Verlegung der Steuer- und Meßleitungen (Maschenbildung).

Sollten die äußeren Umstände einmal so ungünstig liegen, daß trotz aller beschriebenen Maßnahmen zur Störspannungsunterdrückung keine einwandfreien Messungen zu erreichen sind⁹, so gibt es immer noch die Möglichkeit der völligen galvanischen Trennung des Arbeits- und Meßkreises durch Lichtleiter (s. 5) und Übertragung des Signals auf optoelektrischem Wege [30–33, 595, 806–810].

1.6 Messungen mit Differenzverstärkern

Die Verarbeitung der an Spannungsteilern oder niederohmigen Meßwiderständen abgegriffenen Meßsignale $u_M(t)$ setzt im allgemeinen voraus, daß eine der beiden Klemmen, zwischen denen $u_M(t)$ existiert, auf Erdpotential liegt. Sollte noch keine definierte Erdverbindung vorhanden sein, so erfolgt spätestens beim Anschließen des koaxialen Meßkabels zwangsweise eine Erdung der Klemme, die mit dem auf Erdpotential befindlichen Kabelmantel verbunden wird; der Anschluß eines geerdeten Koaxialkabels ist selbstverständlich nur dann zulässig, wenn nicht schon andere Erdverbindungen im eigentlichen Arbeitskreis bestehen, da sonst unweigerlich Schaltelemente des Arbeitskreises kurzgeschlossen würden. Zum Beispiel stellt sich bei Stromrichterschaltungen der Leistungselektronik die Aufgabe, Steilheiten, Lösch- und Zündzeitpunkte von Thyristoren zu messen, deren Hauptanschlüsse nicht auf Erdpotential, sondern möglicherweise einige Kilovolt über Erdpotential liegen. Hier wird häufig von der Möglichkeit Gebrauch gemacht, das Elektronenstrahloszilloskop über einen Isoliertransformator zu betreiben. Dadurch wird dann — zumindest für niedrige Frequenzen — die Erdung der Abschirmung der koaxialen Meßleitung und des Gehäuses des Elektronenstrahloszilloskops unterbrochen, so daß auch Meßsignale von Quellen, deren beide Ausgangsklemmen eine Potentialdifferenz gegen Erde besitzen, aufgezeichnet werden können. (Auf die mit diesem Kunstgriff verbundenen Gefahren für die Sicherheit des Bedienungspersonals muß wohl nicht besonders hingewiesen werden.) Bei höheren Frequenzen wird die galvanische Trennung der Primär- und Sekundärwicklung des Trenntransformators durch die Kapazität zwischen beiden überbrückt. Um auch hier noch eine wirksame Entkopplung zu erreichen, legt man zwischen Primär- und Sekundärwicklung einen geerdeten Schirm, der die kapazitive Beeinflussung zwischen beiden Wicklungen verringert [536].

Die Potentialdifferenz, um die sich beide Klemmen einer Spannungsquelle von Erdpotential unterscheiden, wird als Gleichtaktspannung, Gleichtaktsignal (common mode signal [43, 46]) oder auch als gleichlaufende Spannung [44] bezeichnet. Eine elegante Möglichkeit, Gleichtaktstörungen zu unterdrücken, bietet die Anwendung eines Differenzverstärkers [43–45, 47]. Differenzverstärker verstärken nur die zwischen den beiden Leitern einer Meßleitung ankommenden Meßsignale. Gleichtaktsignale, die an beiden Leitern mit gleicher Phase und Amplitude auftreten, werden unterdrückt. Die Eigenschaft eines Differenzverstärkers, Gleichtaktsignale zu unterdrücken, bezeichnet man als Gleichtaktunterdrückung (CMR — Common Mode Rejection). Das Ausmaß der Unterdrückung

⁹ Dem Verfasser ist bislang kein derartiger Fall bekannt geworden.

von Gleichtaktsignalen wird durch das Gleichtaktunterdrückungsverhältnis (CMRR — Common Mode Rejection Ratio) gekennzeichnet. Darunter versteht man das Verhältnis der am Eingang des Differenzverstärkers liegenden Gleichtaktspannung zu der auf dem Bildschirm des Elektronenstrahloszilloskops durch das Gleichtaktsignal hervorgerufenen Ablenkung. Beispielsweise besitzt der 50-MHz-Differenzverstärker-Tastkopf Typ P 6046 von Tektronix ein Gleichtaktunterdrückungsverhältnis von 1000:1 für Gleichtaktfrequenzen bis zu 50 MHz. Das Gleichtaktunterdrückungsverhältnis ist nicht konstant. Mit zunehmender Amplitude und steigender Frequenz des Gleichtaktsignals nimmt die Gleichtaktunterdrückung ab. Außerdem bewirken Unsymmetrien der Meßleitungen — beispielsweise nicht korrekt abgegliche Tastköpfe — insbesondere bei hohen Frequenzen eine starke Reduzierung der Gleichtaktunterdrückung, da die von der Quelle ankommenden Gleichtaktspannungen durch unterschiedliche Spannungsabfälle auf den Meßleitungen am Eingang des Differenzverstärkers kleine Unterschiede in Phase und Amplitude aufweisen, die nicht unterdrückt, sondern zusammen mit dem Meßsignal verstärkt werden.

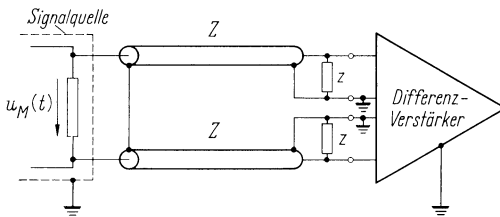


Bild 28. Erdungsverhältnisse beim Messen mit Differenzverstärkern. (Nach Nelson [43]).

Bild 28 zeigt die richtige Art, einen Differenzverstärker anzuschließen. Das Meßsignal $u_M(t)$ wird entweder über zwei identisch abgegliche Tastköpfe oder zwei gleichartige, am Ende mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossene Koaxialkabel zum Eingang des Verstärkers übertragen. Der Differenzverstärker besitzt zwei koaxiale Eingangsbuchsen zum Anschluß der beiden Meßleitungen. Die Abschirmungen der Meßleitungen sind am Gehäuse des Elektronenstrahloszilloskops geerdet und an dem der Quelle zugewandten Ende miteinander verbunden. Die beiden Kabelschirme bilden eine Kurzschlußwindung, die verhindert, daß in der aus den beiden Innenleitern, der Quelle und dem Oszilloskop gebildeten Schleife Störspannungen induziert werden. Eine aus Sicherheitsgründen erforderliche Erdung des Arbeitskreises ist erlaubt und hat keinen Einfluß auf die Differenzmessung, eine zusätzliche Erdung am Eingang der Kabel muß unterbleiben.

Die Übertragung des Meßsignals mit angepaßten Koaxialkabeln empfiehlt sich bei Strommessungen mit niederohmigen Meßwiderständen und allen anderen Meßaufgaben, bei denen der Quellenwiderstand entweder sehr klein gegen den Wellenwiderstand der Meßleitungen ist oder den gleichen Wert wie deren Wellenwiderstand besitzt. Quellen mit hochohmigen Innenwiderständen und Hochspannungsmessungen erfordern die Verwendung gut abgeglichener spannungsfester Tastköpfe (s. 2.2.1) und Spannungsteiler. Bei unzureichender Gleichtaktunterdrückung bzw. extremem Gleichtaktsignal empfiehlt sich der Einsatz nichtkonventioneller Meßverfahren (s. 5).

Hochspannungsmesstechnik

Messgeräte und Messverfahren

Schwab, A.J.

2011, IX, 278 S. 120 Abb., Hardcover

ISBN: 978-3-642-19881-6