

(19) BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND



Patent
aufrechterhalten nach
§ 12 Abs. 3 ErstrG

(12) **PATENTCHRIFT**
(11) **DD 275 540 B 5**

(51) Int. Cl.⁶: **G 01 R 31/14**

DEUTSCHES PATENTAMT

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Aufrechterhaltung kann Einspruch eingelegt werden

(21) Aktenzeichen:	(22) Anmeldetag:	(44) Veröff.-tag der DD-Patentschrift:	(45) Veröff.-tag der Aufrechterhaltung:
DD G 01 R / 319 691 0	12. 09. 88	24. 01. 90	23. 03. 97

(30) Unionspriorität:
—

(72) Erfinder: Lemke, Eberhard, Prof. Dr.-Ing., Dresden, DE; Matz, Gerhard, 01307 Dresden, DE; Friese, Gert, Dipl.-Ing., 01219 Dresden, DE
(73) Patentinhaber: Hagenuk GmbH, Westring 431, 24118 Kiel, DE; Technische Universität Dresden, Mommsenstr. 13, 01069 Dresden, DE
(74) Vertreter: Hansmann, Klickow und Hansmann, Pat.-Anwälte, 22767 Hamburg

(54) Teilentladungs-Sensor

(56) Für die Beurteilung der Patentfähigkeit in Betracht gezogene Druckschriften:
Partial discharge measurement. In: IEC-Publikation 270, 1981

ZAENGL, W.; KLAUSS, A.: On-site surveillance of potential transformers by means of DP measurement. In: CIGRE-Symposium, Wien 1987, Section 700-01

LEMKE, E.: Diagnose an elektrotechnischen Betriebsmitteln auf der Grundlage sehr breitbandiger Teilentladungsmessungen. In: ELEKTRIE, Berlin, 1984, Heft 10, S. 387-398

DE-OS 2 721 353 DD-WP 253 333 DE-OS 3 630 026
DE-PS 3 408 256 DD-WP 214 461 DE 2 806 592 C2

Patentansprüche:

1. Teilentladungs-Sensor, insbesondere für die Vor-Ort-Diagnose, die Anomalie-Früherkennung und den Havarieschutz an elektrotechnischen Betriebsmitteln, ohne deren Freischaltung, bestehend aus einem dem jeweiligen Prüfobjekt angepaßten Adapter (AD) für Teilentladungssignale, einer Verarbeitungseinheit (VE) und einer Signalverarbeitungsstufe (SV), **gekennzeichnet dadurch**, daß der Adapter (AD) über eine Signalleitung (SL) und zwei Ladungsspeicherkondensatoren (C_{S1} ; C_{S2}) je mit den mittels Hochohmwiderstand (R_B) untereinander verbundenen Basen zweier komplementärer Bipolartransistoren (T_1 ; T_2) verbunden ist, daß deren Emitter jeweils an einen Pol einer Betriebsspannung (+; -) liegen und deren Kollektoren miteinander verbunden sind und über je einen Koppelkondensator (C_{K1} ; C_{K2}), je einer zueinander komplementären in Sperrichtung gepolte Emitter-Basis-Strecke (T_3 ; T_5) und je einen Ladekondensator (C_{L1} ; C_{L2}) zu jeweils seinem Pol der Betriebsspannung geschaltet sind, daß außerdem jeder Ladekondensatoranschluß (C_{L1} ; C_{L2}), mit der Basis je zueinander komplementär aufgebauter Emitterfolger (T_4 ; T_6) verbunden ist, daß jeweils der Verbindungspunkt von Koppelkondensator (C_{K1} ; C_{K2}) und der Emitter-Basis-Strecke (T_3 ; T_5) jeweils über Klemmwiderstände (R_{K1} ; R_{K2}) mit dem Pol der Betriebsspannung verbunden ist, an dem auch der Kollektor des zugehörigen Emitterfolgers (T_4 ; T_6) liegt und daß von den beiden in den Emitterzweigen liegenden Arbeitswiderständen (R_{A1} ; R_{A2}) jeweils Reihenkondensatoren (C_{R1} ; C_{R2}) die verstärkten und gedehnten TE-Signale auf eine Ausgangsbuchse (K3) auskoppeln, an der die Signalverarbeitungsstufe (SV) angeschlossen ist.
2. Teilentladungs-Sensor gemäß Anspruch 1, **gekennzeichnet dadurch**, daß zur Zuführung eines Speisestroms über die Ausgangssignalleitung ein Kontakt der Ausgangsbuchse (K3) der Verarbeitungseinheit (VE) über einen Widerstand (R_R) mit der positiven (+) und der andere Kontakt der Ausgangsbuchse (K3) über einen Trennwiderstand (R_T) mit der negativen (-) Betriebsspannungsleitung verbunden ist, wobei am Ende der Ausgangssignalleitung in der Schaltwarte neben der Signalverarbeitungsstufe (SV) verdrosselt eine Stromversorgung angeschlossen ist.
3. Teilentladungs-Sensor gemäß Anspruch 1, **gekennzeichnet dadurch**, daß zur Vermeidung von Schwingungsneigungen sowie unsymmetrischer Aussteuerungen ein induktivitätsarmer Glättungskondensator (C_G) über die Verbindungspunkte der Transistoremitter (T_1 ; T_2) mit den Betriebsspannungspotentialen (+; -) geschaltet ist.
4. Teilentladungs-Sensor gemäß Anspruch 1, **gekennzeichnet dadurch**, daß zur Erhöhung der TE-Nachweisgrenze zwischen der Signalleitung (SL) und den Basen der zwei komplementären Bipolartransistoren (T_1 ; T_2) eine gleichermaßen aufgebaute zweite Komplementärtransistoranordnung mit Ladespeicherkondensatoren als Vorstufe eingefügt ist.
5. Teilentladungs-Sensor gemäß Anspruch 1, **gekennzeichnet dadurch**, daß zur digitalen Auswertung an Stelle der Emitterfolger (T_5 ; T_6) als Spannungsfolger geschaltete OP-Verstärker angeordnet sind, deren Ausgänge auf einen Schwellwert-Trigger geschaltet sind.
6. Teilentladungs-Sensor gemäß Anspruch 1 oder 5, **gekennzeichnet dadurch**, daß die Ausgangsbuchse (K1) mit dem Modulationseingang eines nachgeschalteten Lichtsenders verbunden ist, der über Lichtleitkabel oder über einen fokussierten Strahl mit einem der Signalverarbeitungsstufe (SV) vorgeschalteten Lichtempfänger mit Demodulator gekoppelt ist.
7. Teilentladungs-Sensor gemäß Anspruch 6, **gekennzeichnet dadurch**, daß zur Bildung eines Meßwertes, der dem Mittelwert des Quadrates der TE-Impulsladungen entspricht, ein OP-Verstärker mit seinem nichtinvertierenden Eingang (+) an negative Betriebsspannung (U_B -) und mit seinem invertierenden Eingang (-) über eine Hochpaßkapazität (C_1) an dem Ausgang (K1) der Verarbeitungseinheit (VE), über einen Hochpaßquerwiderstand (R1) an die negative (-) Betriebsspannung (U_B -), über eine Diode (D_1) parallel mit einem Widerstand (R_2) an den Ausgang des Op-Verstärkers (V1) und auf den Eingang eines Integrators geschaltet sind.
8. Teilentladungs-Sensor gemäß Anspruch 7, **gekennzeichnet dadurch**, daß der Integrator aus einer Widerstands-Kondensator-Widerstands-Reihenschaltung besteht, wobei das Ausgangssignal über dem Kondensator abgegriffen ist.
9. Teilentladungs-Sensor gemäß Anspruch 8, **gekennzeichnet dadurch**, daß ein als aktiver Integrator geschalteter Op-Verstärker (V2) zwischen den Ausgang des Op-Verstärkers (V1) und die Widerstands-Kondensator Widerstands-Reihenschaltung angeordnet ist.

Hierzu 7 Seiten Zeichnungen

Die Erfindung bezieht sich auf das Gebiet der Teilentladungsmessung bei der Vor-Ort-Diagnose an elektrotechnischen Betriebsmitteln, wie Transformatoren, Generatoren, Motoren, Schaltanlagen einschließlich feststoffisolierte und SF₆-Schaltanlagen, Kabelnetze u. a., ohne Freischaltung dieser Objekte. Neben der zyklischen oder permanenten Zustandsdiagnose ergeben sich damit prinzipiell auch Möglichkeiten der Anomalie-Früherkennung und damit der Auslösung von Abschaltungen gefährdeter Objekte, bei Verhinderung eines zerstörenden Durchschlages.

Neben der klassischen und standardisierten Teilentladungsmeßtechnik („Partial discharge measurement“ IEC-Publication 270 [1981] wird für die Vor-Ort-Diagnose eine kleine Sonde und ein günstigeres Nutz-Störsignalverhältnis angestrebt. Dazu ist es bekannt, die Störsignale in Brückenschaltungen zu kompensieren [Zaengl, W.; Klauss, A.: On-site surveillance of potential transformers by means of DP measurement. CIGRE-Symposium, Wien 1987, Section 700-01] oder die zeitlich begrenzten Störkomponenten mit elektronischen Diskriminatorschaltungen auszublenden [Lemke, E.: Diagnose an elektrotechnischen Betriebsmitteln auf der Grundlage sehr breitbandiger Teilentladungsmessungen. ELEKTRIE, Berlin 38 [1984] 10, S. 387-398]. Ein mit 50 Hz Prüfwechselfrequenz basierendes Verfahren zur Erfassung von inneren TE-Impulsen wird in der DE-OS 2 721 353 vorgestellt. Störungen z. B. äußere Entladungen, welche im Bereich des Maximums der Prüfspannung auftreten, werden durch spezielle elektronische Kurzschließer unterdrückt und damit nicht zur Auswertung herangezogen. WP 253 333 offenbart eine Anordnung zur Unterdrückung der den Teilentladungssignalen überlagerten HF-Störspannungen, die im wesentlichen aus einer Gegentaktransistorschaltung mit Dioden und einem steuerbaren Widerstand zwischen den beiden Basen zur Erzeugung eines Ruhestromes besteht. An die Steuerelektrode des steuerbaren Widerstandes ist über einen Trennkondensator und einer Gleichrichterschaltung mit optimalen Zeitverhalten und GrundpegelEinstellung der Ausgang eines des Nutz-Störsignalgemisch verstärkenden Steuerverstärkers und über eine Entkopplungsdiode der Steuerimpuls so gelegt, daß bei aktivem Steuersignal nur die elektrischen Teilentladungsimpulse über die Gegentaktransistoren übertragen werden.

DE-OS 3 630 026 offenbart einen Ultraschallsensor zur Indikation von TE aus einer teilweise flach ausgebildeten, in mehreren Krümmungen fixierten und am Prüfling befestigten Lichtleiterschleife, die an einem Ende mit einer monochromen Lichtquelle und am anderen Ende mit einem Lichtsensor gekoppelt ist. Die durch TE hervorgerufenen Ultraschallwellen bewirken elastische Veränderungen der Krümmungsradien des Lichtleiters, damit Auskopplung und Verlust bzw. Modulation des Lichtes, was zur Indikation und Auswertung benutzt wird.

Durch DE-PS 3 408 256 wird eine Meßsonde zur Erfassung des beim Zünden von TE entstehenden elektromagnetischen Strahlungsfeldes mit Frequenzanteilen weit über 100 MHz mittels einer Breitbandantenne bekannt gemacht, die aus einem über ein Kompensationsnetzwerk miteinander verbundenen Dreielektrodensystem besteht. An der dem Prüfling zugewandten Seite ist zwischen einer Meßelektrode und einer mit einer Öffnung versehenen, umfassenden gehäuseartig ausgestalteten Bezugselektrode eine rahmenförmige Kompensationselektrode angeordnet, und innerhalb der Bezugselektrode sind Differenzverstärker integriert, deren Anstiegszeit im Vergleich zur Dauer der TE-Impulse sehr klein ist und im Nanosekundenbereich liegt. Durch die Anordnung der Elektroden ergibt sich ein guter Richteffekt und durch ihre Zusammenschaltung eine erhöhte Störsignalreduzierung von Fernfeldern.

Die eingangs geschilderte Zustandsüberwachung erfordert die ständige Betriebsbereitschaft der TE-Sonde. Da die problembehaftete Störsignalunterdrückung nur bei potentialfreiem Betrieb (ohne Netzanschluß) voll wirksam werden kann, ist bei permanenter Zustandsüberwachung eine zyklische Auswechslung der internen Batterien bzw. ihre Nachladung unumgänglich, so daß neben der aufwendigen Wartung zeitweise Betriebsunterbrechungen nicht auszuschließen sind. Demzufolge müßte für jeden Meßpunkt eine zweite Sonde zur Verfügung stehen, um die Redundanz zu gewährleisten, falls ein kritischer Fehler im Augenblick der Wartung auftritt.

Auch ist der Schaltungsaufwand für die bisher bekannte TE-Sonde (DD-WP 214 461) nicht unerheblich, wobei jedoch ihre Einsatzmöglichkeiten über das o. g. Anwendungsgebiet des Havarie-Schutzes weit hinausgehen.

Schließlich müßte zwecks permanenter Zustandsüberwachung die TE-Sonde am zu schützenden Objekt fest installiert sein. Probleme ergeben sich hinsichtlich der Gewährleistung der Zugänglichkeit zwecks Batteriewechsel. Außerdem lassen Größe und Gewicht der bekannten TE-Sonde eine einfache Anbringung am Objekt nicht zu. Bei Freiluftobjekten kommt außerdem das Problem des Klimaschutzes hinzu. Schließlich wäre es im Hinblick auf eine selektive Fehlererkennung wünschenswert, Messungen an mehreren gefährdeten Stellen innerhalb elektrotechnischer Betriebsmittel (z. B. im Transformator, d. h. unter Öl) vorzunehmen. Dazu ist die bisher bekannte TE-Sonde nicht geeignet, da sie nicht hermetisch abgedichtet werden kann.

Die nach dem Stand der Technik üblichen Breitbandverstärker zur Verstärkung der hochfrequenten TE-Signale (> 100 MHz) benötigen auf Grund der erforderlichen raschen Umladung parasitärer Streukapazitäten bewußt klein gehaltene Arbeitswiderstände (< 100 Ohm), bei Schaltzeiten im Nanosekundenbereich) und damit große Betriebsströme (ca. 10 mA je Transistor), was einem Batteriebetrieb über eine ausreichende Betriebsdauer hinderlich ist.

Bei klassischen Gleichrichterschaltungen (einschließlich bei Avalanche-Dioden) beträgt die Ansprechschwelle etwa 2 bis 10 % der Endaussteuerung, so daß nur Dynamikwerte von 1:50 bis 1:10 erreichbar sind. Die Notwendigkeit einer festen Arbeitspunkteinstellung beim klassischen Gleichrichter mittels eines Spannungsteilers erhöht ebenfalls den Strombedarf.

Es ist Ziel der Erfindung, einen TE-Sensor für die TE-Diagnose einschließlich TE-Anomalie-Früherkennung, sowie den Havarieschutz hochwertiger elektrotechnischer Hochspannungs-Ausrüstungen zu realisieren. Dabei werden angestrebt:

- einfachster Schaltungsaufbau,
- geringe Zahl von Bauelementen,
- Realisierbarkeit als integrierte Schaltung,
- geringer Stromverbrauch,
- geringes Gewicht und geringe Abmessungen,
- Möglichkeit der hermetischen Kapselung,
- hohe Störfestigkeit,
- hohe Dynamik der Aussteuerung ohne Meßbereichsumschaltung,
- einfache Adaptionmöglichkeiten am Prüfobjekt (ggf. Implementierung),
- Reaktionsfähigkeit nur auf Kurzzeitimpulse im Nanosekunden-Zeitbereich,
- TE-Signalerkennung auf Metallflächen bei einem Abstand der Meßpunkte von nur 10 cm.

Obengenannte Zielstellungen sind zum Teil unmittelbar miteinander verknüpft und ergänzen sich einander.

Ausgehend von vorstehender Zielstellung besteht die Aufgabe, die mittels eines an das Prüfobjekt angepaßten Adapters aufgenommenen TE-Signale bei gleichzeitiger Reduzierung des Störsignalpegels und in einer Verarbeitungseinheit so zu formen, daß die Ausgangssignale bei erhöhtem Pegel und damit verminderter Gefahr der weiteren Störbeeinflussung einer nachfolgenden Signalverarbeitung in der Zentrale (z. B. Schaltwarte) zugeführt werden können.

Erfindungsgemäß wird die Aufgabe dadurch gelöst, daß der Adapter über eine Signalleitung und zwei Ladungsspeicherkondensatoren je mit den mittels Hochohmwiderstand untereinander verbundenen Basen zweier komplementärer Bipolartransistoren verbunden ist, deren Emitter jeweils an einen Pol der Betriebsspannung liegen und deren Kollektoren miteinander verbunden sind und über je einen Koppelkondensator und je einer zueinander komplementären in Sperrichtung gepolten Emitter-Basis-Strecke und je einen Ladekondensator zu jeweils einen Pol der Betriebsspannung geschaltet sind. Außerdem ist jeder Ladekondensatoranschluß vorzugsweise mit der Basis je zueinander komplementär aufgebauter Emitterfolger verschaltet, wobei jeweils der Verbindungspunkt von Koppelkondensator und der Emitter-Basis-Strecke jeweils über Klemmwiderstände mit dem Pol der Betriebsspannung verbunden sind, an dem auch der Kollektor des zugehörigen Emitterfolgers liegt. Von den beiden in den Emitterzweigen liegenden Arbeitswiderständen werden mittels Reihenkondensatoren die verstärkten und gedehnten TF-Signale, auf eine Ausgangsbuchse ausgekoppelt, an der die Signalverarbeitungsstufe angeschlossen ist.

Diese Schaltung kann mit verschiedenen Adaptern, die in den Ausführungsbeispielen näher dargestellt sind, kombiniert werden. Dadurch hat die Lösung eine große Anwendungsbreite.

Anstelle einer Batteriestromversorgung oder zur Pufferung derselben ist es auch möglich, über die Ausgangssignalleitung von der Schaltwarte einen Speisestrom einzuspeisen, wobei erfindungsgemäß ein Kontakt der Ausgangsbuchse über einen Widerstand mit der positiven und der andere Kontakt über einen Widerstand mit der negativen Betriebsspannungsleitung verbunden ist und am Ende der Ausgangssignalleitung in der Schaltwarte verdrosselt eine Stromversorgung angeschlossen ist.

Zur Vermeidung von Schwingneigungen sowie unsymmetrischen Aussteuerungen ist vorgesehen, daß ein induktivitätsarmer Glättungskondensator über die Verbindungspunkte der Transistoremitter mit den Betriebsspannungspotentialen geschaltet ist. Zur Erhöhung der Nachweisgrenze für den TE-Sensor ist es erfindungsgemäß möglich, daß zwischen der Signalleitung und den Basen der zwei komplementären Bipolartransistoren eine gleichermaßen aufgebaute zweite Komplementärtransistoranordnung mit Ladespeicherkondensatoren als Vorstufe eingefügt ist.

Die Auswertung in der Zentrale erfolgt zweckmäßig mit Digitalsignalen, dazu ist es zweckmäßig, daß an Stelle der Emitterfolger als Spannungsfolger geschaltete OP-Verstärker angeordnet sind, deren Ausgänge auf eine unipolare Impulsfolge erzeugende Anordnung geschaltet sind.

Die Übertragung der TE-Signale eines auf Hochspannungspotential liegenden TE-Sensors zur Zentrale erfolgt vorzugsweise dadurch, daß die Ausgangsbuchse mit dem Modulationseingang eines nachgeschalteten Lichtsenders verbunden ist, der über Lichtleitkabel oder über einen fokussierten Strahl mit einem der Signalverarbeitungsstufe vorgeschalteten Lichtempfänger mit Demodulator gekoppelt ist.

Eine einfache analoge Signalbewertung und Beurteilung kritischer Isolationsfehler sieht vor, daß in der Signalverarbeitungsstufe ein Meßwert gebildet ist, der dem Mittelwert des Quadrates der TE-Impuls Ladungen entspricht. Zweckmäßige kapazitive Ankopplung der Signalverarbeitungsstufe bedingt eine Nullpegelklammerung, in dem ein OP-Verstärker mit seinem nichtinvertierenden Eingang an Bezugspotential und mit seinem invertierenden Eingang über eine Hochpaßkapazität an dem Ausgang der Verarbeitungseinheit über einen Hochpaßquerwiderstand an Bezugspotential über eine Diode parallel mit einem Widerstand an den Ausgang des OP-Verstärkers und auf den Eingang eines Integrators geschaltet sind.

Durch die Integration wird ein Signalpegel gebildet, der dem mittleren Quadratwert der TE-Impuls Ladung entspricht. Dabei sieht eine ökonomische Variante vor, daß der Integrator aus einer Widerstands-Kondensator-Widerstands-Reihenschaltung besteht, wobei das Ausgangssignal über dem Kondensator abgegriffen ist, beziehungsweise, daß ein als aktiver Integrator geschalteter OP-Verstärker statt oder mit der Widerstands-Kondensator-Widerstands-Reihenschaltung angeordnet sind.

Die Kombination der Widerstands-Kondensator-Widerstands-Reihenschaltung verhindert außerdem aufgrund ihres von der Ausgangsbuchse her betrachteten Tiefpaßverhaltens eine Beeinflussung des TE-Sensors durch externe hochfrequente Störsignale, die infolge der Antennenwirkung durch die Signalleitung aus der Umgebung aufgefangen werden können.

Im nachfolgenden Ausführungsbeispiel wird die Erfindung an Hand von sieben Figuren näher erläutert. Es zeigen

Fig. 1: das Grundprinzip der TE-Sensor-Technik

Fig. 2: die Adaptierung mittels Haftmagnet und Verwendung des Sondengehäuses als Antenne

Fig. 3: die Adaptierung bei mechanischer Befestigung und gleichzeitiger elektrischer Kontaktierung des Sondengehäuses am Metallgehäuse des Prüfobjektes und Anschluß eines scheibenförmigen Strahlers an der Signalleitung

Fig. 4: ein Gesamtstromlaufplan des TE-Sensors

Fig. 5: ein Schaltungsbeispiel zur analogen Impulsaufbereitung

Fig. 6: zwei Varianten eines Impulsübertragers

Fig. 7: ein Schaltungsbeispiel zur Mittelwertbildung des Quadrates der TE-Impuls Ladungen.

Fig. 1 zeigt das Grundprinzip der Teilentladungs-Sensor-Technik. Die von den verschiedenen Prüfobjekten PO abgestrahlten Teilentladungen TE können auf unterschiedlichste Weise an den verschiedensten Stellen u. a. auch an deren metallisch leitenden Gefäßen MG mittels Adapter AD abgenommen, in der Verarbeitungseinheit VE verstärkt und geformt und nach Übertragung zur Zentrale SV ausgewertet werden.

Im einfachsten Fall wird der Adapter AD vom metallischen Gefäß MG des Prüfobjektes PO zum Teil selbst realisiert, wobei als aktive Meßzone das Gebiet zwischen den metallisch kontaktierten Abgriffspunkten MP_1 - MP_2 dient. Der Abstand MP_1 - MP_2 bestimmt die Ansprechschwelle. Er kann bis auf weniger als 10 cm reduziert werden.

Eine weitere Möglichkeit der TE-Signalerfassung besteht in der einpoligen Kontaktierung zum Prüfobjekt, wobei dann der Gegenpol durch das Gehäuse des Sensors selbst realisiert wird, das für die raschen elektromagnetischen Ausgleichsvorgänge bei TE-Signalen als Strahler (Antenne) wirkt. Zur einpoligen Kontaktierung ist bei Eisengefäßen MG auch die Verwendung von Haftmagneten HM zweckmäßig (Fig. 2).

Andererseits ist es auch möglich, eine inverse Anordnung zu verwenden, d. h. das metallische Gehäuse SG des Sensors ist elektrisch und mechanisch mit dem Prüfobjektgehäuse MG verbunden, und der Gegenpol ist durch einen zusätzlichen Strahler SR (Antenne), der z. B. scheibenförmig ausgeführt ist, realisiert (Fig. 3).

Vorzugsweise für die letztgenannte Anordnung wird in Verbindung mit dem Adapter zur Nachbildung eines fiktiven Kurzschlusses für Signale mit einer Dauer von mehr als einigen 10 ns, ein Koaxialkabel KL verwendet. Dessen Innenleiter ist eingangsseitig mit der Signalleitung SL und ausgangseitig mit dem metallischen Gehäuse SG des Sensors verbunden (Fig. 4). Der Außenleiter des Kabels KL ist beidseitig mit dem Sensorgehäuse SG verbunden. Die optimale Länge des Kabels KL liegt zwischen 10 und 50 cm. Im Hinblick auf den universellen Einsatz ist es zweckmäßig, dieses HF-Kabel KL als Bestandteil des Adapters in die Schaltung vollständig zu integrieren (Fig. 4). Prinzipiell sind anstelle des Koaxialkabels KL auch modifizierte Wellenleiter einsetzbar, wie z. B. Impulsübertrager oder Parallel-Streifenleiter.

Fig. 6 zeigt schematisch die Möglichkeit, eine Koaxialleitung KL auf einen Manifer-Schalenkern oder durch einen -Ringkern MK zu entwickeln und als Impulsübertrager zu verschalten.

Bei der Variante A sind die zwei Eingänge MP_1 ; MP_2 mit dem Anfang und Ende des Innenleiters IL_1 der Koaxialleitung KL verbunden, während Anfang oder Ende des Außenleiters AL_1 über die Signalleitung SL mit den Ladungsspeicherkondensatoren C_{S1} ; C_{S2} und Ende bzw. Anfang des Außenleiters AL_1 mit der Masse der Schaltungsanordnung verbunden ist.

Bei der Variante B sind dagegen die zwei Eingänge MP_1 ; MP_2 mit dem Außenleiter AL_2 des Anfangs und Endes der Koaxialleitung KL verbunden, während der Innenleiter IL_2 an der Signalleitung SL und an Masse liegen.

Dieser Impulsübertrager mit einem Manifer-Schalenkern MK und wenigen Windungen der Koaxialleitung KL stellt eine platzsparende Anordnung dar, die abstimbar eine scharfe Abtrennung störender Impulse bewirkt.

Zur Signalverstärkung im Nanosekunden-Zeitbereich werden in der klassischen Schaltungstechnik Konzepte verwendet, deren Stromverbrauch aufgrund der erforderlichen raschen Umladung parasitärer Streukapazitäten im Bereich einiger 10 mA liegt (Betriebsspannung ca. 10 V). Außerdem sind zur Gleichrichtung von Nanosekunden-Impulsen geringer Amplitude (Ansprechschwelle z. B. 10 mV) bei gleichzeitig großer Dynamik (Aussteuerung z. B. bis 5 V) in der klassischen Schaltungstechnik erhebliche Aufwendungen erforderlich, wodurch auch der Stromverbrauch erheblich ansteigt.

Ein im Bereich der Nanosekunden-Impulstechnik unerwarteter Effekt bezüglich geringstem Stromverbrauch (< 1 mA) und hoher Dynamik wird durch die erfindungsgemäße Anordnung erzielt, in dem eine Gegenschaltung eines Bipolar-Transistors T_2 vom n-p-n-Typ mit einem p-n-p-Transistor T_1 in der Weise erfolgt, daß die Kollektoren beider Transistoren direkt und die Basis eines jeden Transistors T_1 ; T_2 über einen Hochohm-Widerstand RB im MOhm-Bereich verbunden sind (Fig. 4). Der Emitter des p-n-p-Transistors T_1 ist mit dem positiven Betriebsspannungspol (+) und der Emitter des 2n-p-n-Transistors T_2 mit dem negativen Betriebsspannungspol (-) verbunden. Die Eingangs-Signalleitung SL ist über die Ladungsspeicherkondensatoren C_{S1} und C_{S2} , deren Kapazität im Bereich einiger 10 pF liegt, je mit der Basis der Transistoren T_1 ; T_2 verbunden. Der Verbindungspunkt der Kollektoren beider Transistoren T_1 ; T_2 ist einerseits über einen Koppelkondensator C_{K1} im Bereich von weniger als 10 nF mit einem Klemmwiderstand R_{K1} in der Größenordnung von 50 kOhm verbunden, der mit seinem anderen Anschluß an der negativen Betriebsspannung (-) anliegt. Der Verbindungspunkt von Koppelkondensator C_{K1} und Widerstand R_{K1} ist an den Emitter eines p-n-p-Transistors T_3 angeschlossen, dessen Basis über einen Ladekondensator $CL1$ der Kapazität in der Größenordnung von 100 pF mit der positiven Betriebsspannung (+) verbunden ist. Am Verbindungspunkt von Ladekondensator C_{L1} und der Basis von T_3 ist die Basis eines p-n-p-Transistors T_4 in Kollektorschaltung mit dem Arbeitswiderstand R_{A1} angeschlossen.

In analoger Weise wird ein zweiter Meßzweig realisiert, bestehend aus den dazu korrespondierenden Bauelementen C_{K2} , R_{K2} , C_{L2} , R_{A2} und den n-p-n-Transistoren T_5 und T_6 . Die Werte der Widerstände R_{A1} und R_{A2} liegen in der Größenordnung von 10 kOhm. Die Übergangsfrequenz sämtlicher Transistoren liegt oberhalb 500 MHz.

Am Verbindungspunkt von Transistor T_4 und Widerstand R_{A1} sowie von Transistor T_6 und Widerstand R_{A2} ist jeweils ein Reihenkondensator C_{R1} und C_{R2} angeschlossen, dessen Gegenanschlüsse miteinander verbunden sind. Am Verbindungspunkt der Bauelemente C_{R1} , C_{R2} ist die koaxiale Ausgangsbuchse K3 angeschlossen, über die einerseits die Signalfortleitung zur nachfolgenden Signalverarbeitungsstufe SV erfolgt und gegebenenfalls eine Zuführung der Betriebsspannung von etwa 8 bis 10 V gewährleistet wird, indem sie dann mit einem Kontakt über einen Widerstand RR, der Größe von etwa 1 kOhm, an die positive (+), und mit dem anderen Kontakt über den Trennwiderstand R_T an die negative (-) Betriebsspannungsleitung angeschlossen ist.

Am Ende der an der Ausgangssignalebuchse K3 angeschlossenene Ausgangssignalleitung in der Schaltwarte ist die Signalverarbeitungsstufe SV über einen Kondensator und die Stromversorgung über eine Drossel angeschlossen. Der Außenleiter der Ausgangssignalleitung ist dort auf Bezugspotential (Masse) geklemmt.

Der Glättungskondensator C_G ist als keramischer Scheibenkondensator ausgeführt und hat eine Kapazität von etwa 100 nF. Er wird zur Vermeidung von Schwingneigungen sowie unsymmetrischen Aussteuerungen bei Kurzzeitimpulsen unmittelbar an den Verbindungspunkt des Emitters von Transistor T_1 mit der negativen Betriebsspannung (-) und an den Verbindungspunkt des Emitters von Transistor T_2 mit der positiven Betriebsspannung (+) angeschlossen, wobei die Zuleitungslänge beidseitig des Kondensators C_G auf weniger als 2 cm zu begrenzen ist.

Die prinzipielle Wirkungsweise der Schaltung gemäß Fig. 4 ist folgende:

Durch den Signal-Adapter AD in Verbindung mit dem Koaxialkabel KL wird die maximale Dauer der am Prüflingsgefäß MG detektierbaren TE-Signale in der Weise begrenzt, daß die höchste Meßempfindlichkeit bei Impulsanstiegszeiten im Nanosekunden-Zeitbereich erreicht wird. Diesen Zweck erfüllt insbesondere die Kurzschlußleitung KL, falls nicht durch die Kontaktierung zum metallischen Gefäß MG des Prüfobjektes ein fiktiver Kurzschluß für langzeitige Signale bereits existiert. Dadurch kann der Nutz-Störsignal-Abstand erheblich verbessert werden, da übliche Störsignale u. a. Anstiegszeiten im Bereich von einigen 100 bis 1 000 ns aufweisen und damit wesentlich länger sind, als der o. g. Wert von wenigen ns für eine maximale Meßempfindlichkeit.

Durch die Gegenschaltung der Transistoren T_1 und T_2 bei gleichzeitiger Verbindung der Basen dieser Transistoren über einen Hochohm-Widerstand ($> 1 \text{ MOhm}$) befindet sich diese Transistoranordnung gewissermaßen im „Schlummer“-Zustand, d. h. der Stromverbrauch liegt weit unter 1 mA . Bei Auftreten eines Kurzzeitimpulses von wenigen ns Dauer, dessen Spannungsamplitude etwa 1 mV übersteigt, wird bei positiver Polarität des Impulses ein Ladungsanteil vom Speicherkondensator C_{S1} übernommen und in die Basis des Transistors T_1 injiziert. Nach transientscher Ladungsspeicherung im Transistor T_1 wird, nachdem der Eingangsimpuls nahezu abgeklungen ist, ein Kollektor-Stromstoß im Transistor T_1 ausgelöst. Der Transistor T_2 bleibt bei der betrachteten positiven Polarität im „Schlummer“-Zustand, d. h. es wird kein zusätzlicher Stromfluß durch Transistor T_2 angeregt. Demzufolge erscheint am Verbindungspunkt der Kollektoren der Transistoren T_1 und T_2 eine Spannungsänderung, die maßgebend aus der Entladung des Speicherkondensators C_{L1} resultiert, gegeben durch den Strompfad vom Kollektor des Transistors T_1 über Koppelkondensator C_{K1} und einem begrenzten Lawinendurchbruch der Emitter-Basis-Strecke des Transistors T_3 zum Ladekondensator C_{L1} . Dagegen verbleibt der in Sperrichtung vorgespannte Transistor T_5 bei der betrachteten Polarität noch im Sperrzustand. Entsprechend der Stromverstärkung und damit auch der Ladungsverstärkung von Transistor T_1 wird am Ladekondensator C_{L1} eine Signalamplitude erreicht, die das Eingangssignal übersteigt, wobei vor allem auch die Dauer des Signals am Ladekondensator C_{L1} infolge der Beendigung des Lawinendurchbruchs und wieder einsetzenden Sperrphase von Transistor T_3 stark gedehnt wird. Dabei entsteht eine rasch ansteigende und nahezu linear abfallende Signalfanke, d. h. es wird ein Dreieck-Impuls gewonnen, der in seiner Fläche den Quadratwert der Impulsladung beinhaltet. Diese Kenngröße eignet sich vorteilhaft zur Alarmierung einer kritischen TE-Intensität im Sinne der Anomalie-Früherkennung.

Analoge Verhältnisse liegen bei entgegengesetzter Polarität des Eingangssignals vor. In diesem Falle wird der Transistor T_2 aktiv und Transistor T_5 erleidet den begrenzten Lawinendurchbruch, während Transistor T_3 im Sperrzustand verbleibt. Bei Verwendung von Transistoren mit einer Übergangsfrequenz von über 500 MHz ist dieser dem Eingangssignal proportionale Speichereffekt bis in den Sub-Nanosekunden-Zeitbereich nachweisbar.

Es sei bemerkt, daß diese erfindungsgemäße Schaltungsanordnung sich wesentlich vom „klassischen Breitbandverstärker“ unterscheidet, bei dem die Arbeitswiderstände im Gegensatz zur vorliegenden Schaltung bewußt klein gehalten werden (Größenordnung $< 100 \text{ Ohm}$ bei Schaltzeiten im Nanosekundenbereich) und außerdem der Betriebsstrom jedes Transistors im Bereich von ca. 10 mA liegt.

Die erfindungsgemäße Spitzenwert-Speicherung mit Transistoren T_3 und T_5 unterscheidet sich ebenfalls von konventionellen Schaltungsanordnungen. So erfolgt ein Gleichrichtereffekt bereits bei einem Spannungshub von nur 10 mV , der bei den verwendeten Transistoren mit einer Übergangsfrequenz von über 500 MHz auch bei Schaltzeiten von wenigen ns erhalten bleibt, d. h. die Sperrverzögerungszeit ist außerordentlich gering. Bei klassischen Gleichrichterschaltungen hingegen (einschl. bei Avalanche-Dioden) steigt die Ansprechschwelle auf das 10- bis 50fache an, so daß statt einer Dynamik der Aussteuerung von 1:500 nur Werte von 1:50 bis 1:10 bei der vorgegebenen Betriebsspannung von U_B kleiner/gleich 10 V erreichbar sind. Der physikalische Effekt basiert auf dem Lawinendurchbruch der in Sperrichtung vorgespannten Emitter-Basis-Strecke der Transistoren T_3 ; T_5 . Von besonderem Vorteil ist, daß keine feste Vorspannung mittels eines Spannungsteilers eingestellt werden muß. Im Gegensatz dazu ist bei klassischen Gleichrichterschaltungen eine Arbeitspunkteinstellung einerseits nur durch Spannungsteiler möglich, wodurch sich der Strombedarf der Schaltung erhöht.

Außerdem ist diese Maßnahme nur wirksam, wenn ein Diodenstrom angeregt wird, so daß sich die Sperrcharakteristik verschlechtert. Aufgrund der Einfachheit der Schaltungsanordnung, insbesondere durch die geringe Zahl der Bauelemente, kann der Sensor auch in integrierter Schaltungstechnik ausgeführt werden. Damit ist zusätzlich eine hermetische Kapselung gegeben, so daß der Sensor nicht nur außerhalb sondern auch im Inneren von elektrischen Betriebsmitteln (z. B. unter Öl) installiert werden kann. Dadurch ergibt sich eine weitere Verbesserung des Störabstandes, da einerseits die TE-Signale nicht mehr die metallische Kapselung bei entsprechender Dämpfung durchdringen müssen und andererseits diese Kapselung als Faraday'scher Käfig die Störsignale im Inneren erheblich dämpft. Durch Anbringen mehrerer Sensoren in hochwertigen Betriebsmitteln (z. B. Transformatoren) kann eine Mehrstellenmessung auch für eine Fehlerlokalisierung von Vorteil sein. Die Kleinheit des Sensors ist außerdem vorteilhaft für die punktgenaue Lokalisierung TE-geschädigter Stabwicklungen großer Motoren und Generatoren, wie durch experimentelle Untersuchungen nachgewiesen werden konnte.

Es sei noch bemerkt, daß der Sensor natürlich auch mit interner Batterie betrieben werden kann, wobei eine Betriebsdauer von mindestens einem Monat durchaus erreicht werden kann. Diese Zeitdauer erscheint ausreichend, um ein geschädigtes Betriebsmittel noch für eine gewisse Zeit in Betrieb zu belassen, bis zur Beschaffung einer Austausch-Einheit. Durch permanente Zustandsüberwachung ist dann der totale Ausfall mit allen Folgeschäden vermeidbar. Wird eine Erhöhung der Nachweisgrenze für die TE-Detektion angestrebt, empfiehlt sich eine Schaltungserweiterung durch eine Vorstufe, die analog der Eingangsschaltung gem. Fig. 4 mit den Bauelementen C_{S1} , C_{S2} , R_B , T_1 und T_2 realisiert ist.

Die erfindungsgemäße Schaltungsanordnung kann auch mit einer aktiven Breitbandantenne als Aufnehmer kombiniert werden. Als aktive Breitbandantenne bietet sich vorzugsweise das bekannte Dreielektrodensystem mit Differenzverstärkeranordnung an.

Zur weiteren Signalverarbeitung in der Zentrale bietet sich die Digitaltechnik an. Dazu empfiehlt sich zunächst eine analoge Impulsaufbereitung bei Verwendung von Schaltungskomponenten des TE-Sensors an. Ein Ausführungsbeispiel zeigt Fig. 5. Diese Schaltungsanordnung, bei der an Stelle der Emitterfolger T_4 ; T_6 als Spannungsfolger geschaltete Operationsverstärker verwendet sind, erzeugt aus bipolaren Nadelimpulsen unipolare Dreiecksimpulse, die mittels eines Schwellwert-Triggers in einfacher Weise eine Amplituden-Zeit-Umsetzung und damit eine Digitalisierung erlauben.

Liegt der gesamte Teilentladungs-Sensor batteriegespeist auf Hochspannungspotential, ist die Übertragung der verstärkten und geformten TE-Signale zu den Auswerteeinrichtungen vorzugsweise mittels fokussiertem Licht oder Laserstrahl bzw. über hochspannungsfestes Lichtleitkabel vorzunehmen. Dabei ist der Teilentladungssensor gemäß Fig. 5 mit seinem Signalausgang K1 an einen Modulationseingang eines nichtdargestellten Lichtsenders, der ebenfalls auf Hochspannungspotential liegt, geschaltet. Teilentladungs-Sensor und Lichtsender können dann vorzugsweise auch im Inneren gekapselter, öl- oder schutzgasgefüllter elektrischer Betriebsmittel auf Hochspannungspotential, unmittelbar am möglichen Entstehungsort von Teilentladungen angeordnet werden.

Fig. 7 zeigt eine einfache analoge Schaltungsanordnung zur Gewinnung des Quadratmittelwertes aus den unipolaren Dreieckimpulsen, wie sie von der Schaltungsanordnung gemäß Fig. 5 an die Ausgangsbuchse K1 geliefert werden. Die Auswertung dieses Quadratmittelwertes ist eine gute und billige Alternative zur digitalen Auswertung und gestattet in Abweichung von den geltenden Normen (IEC 270) die bessere Beurteilung eines kritischen Isolationsfehlers, da große TE-Impulse durch den Quadratwert besonders hervorgehoben werden und außerdem durch eine Mittelwertbildung eine dichte Folge von TE-Impulsen ebenfalls zu einem hohen Ausgangssignal führen.

Die Schaltungsanordnung besteht vorzugsweise aus OP-Verstärkerstufen, die über einen Hochpaß $C_1; R_1$ an die Ausgangsbuchse K1 der Fig. 5 angeschlossen sind. Die Entkopplung über den Hochpaßkondensator C_1 verhindert, daß tieferfrequentes Rauschen oder Arbeitspunktverlagerungen der vorgeschalteten Stufe zur Verlagerung des Ausgangssignalpegels und damit zur Meßwertverfälschung führen. Die Zeitkonstante des Hochpasses $C_1 * R_1$ beträgt ca. 1 ms. Die erste Stufe bewirkt mit der Diode D_1 und dem Ausgangswiderstand R_2 im Rückkopplungszweig des OP-Verstärkers V1 eine Klammerung des Nullpegels, der sich sonst in Abhängigkeit von der Impulsfolge verschieben würde. Die zweite OP-Stufe V2 stellt einen aktiven Integrator dar, dessen im Rückkopplungszweig liegender Integrationskondensator C_2 mit dem Reihenwiderstand R_3 eine Zeitkonstante $C_2 * R_3$ ca. 10 ms und mit seinem einstellbaren Parallelwiderstand R_4 eine Zeitkonstante $C_2 * R_4$ ca. 50 ms bildet.

Der so gebildete Signalpegel entspricht dem mittleren Quadratwert der TE-Impulsladungen.

Die ausgangsseitige Widerstands-Kondensator-Widerstands-Reihenschaltung, bei der die Ausgangsbuchse K2 über den Kondensator angeschlossen ist, stellt ein weiteres passives Integrationsglied dar, das bei geeigneter Dimensionierung auch die Funktion des aktiven Integrators übernehmen kann, so daß die zweite OP-Stufe in einer ökonomischen Variante entfallen kann.

Außerdem verhindert dieses passive Integrationsglied aufgrund des Tiefpaßverhaltens eine Beeinflussung des TE-Sensors durch externe hochfrequente Störsignale, die infolge der Antennenwirkung über die Ausgangssignalleitung aus der Umgebung in die Ausgangsbuchse K2 eingekoppelt werden könnten.

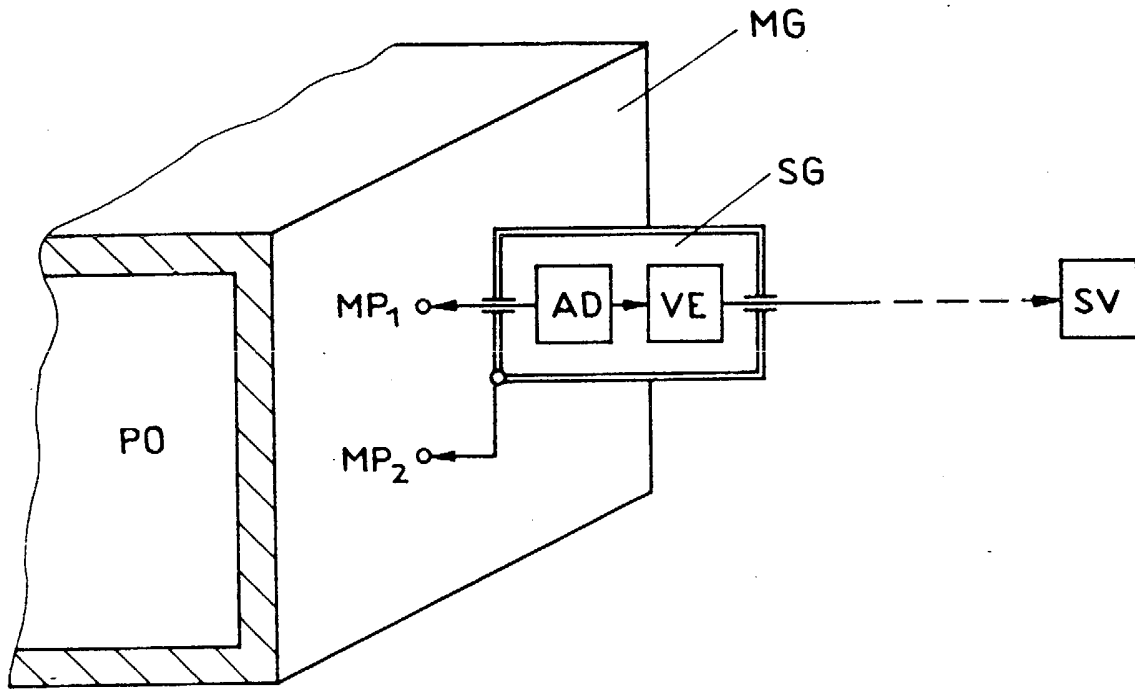


Fig. 1

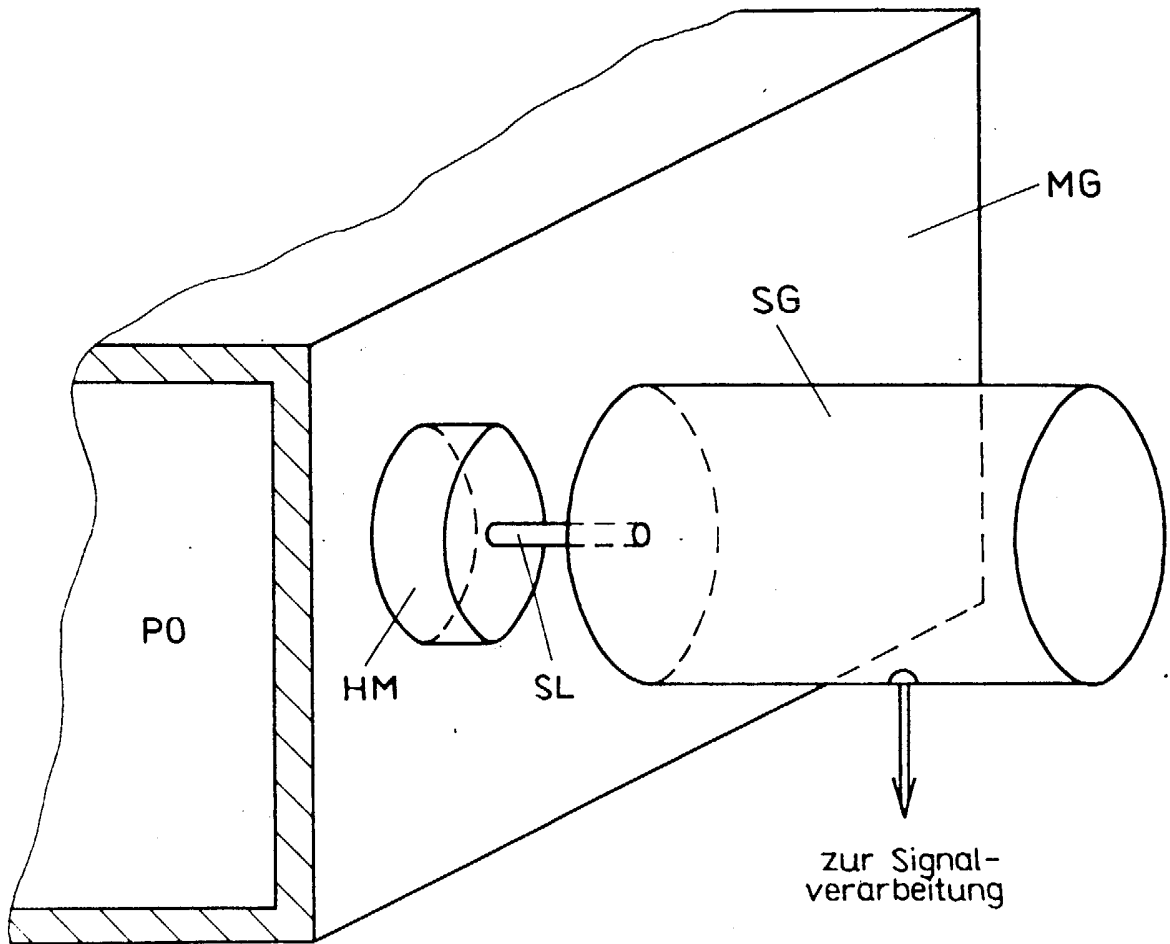


Fig. 2

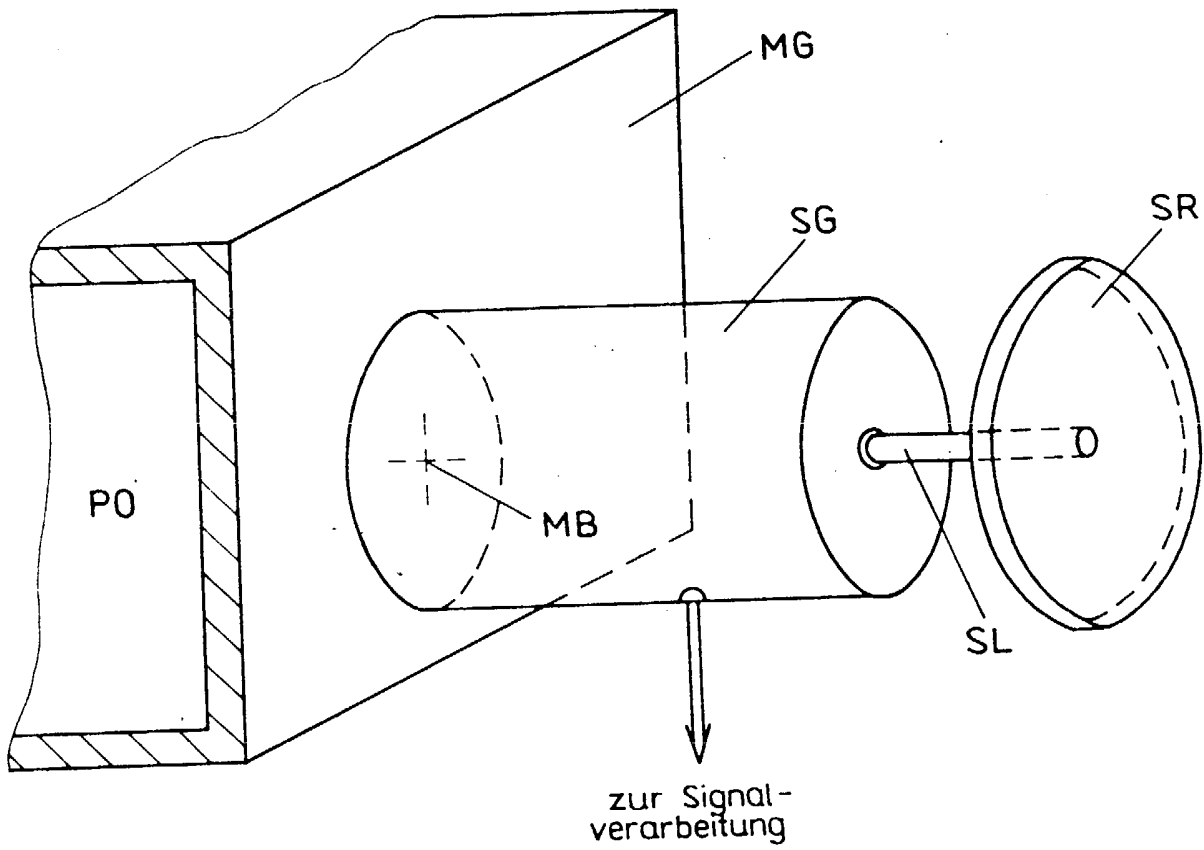


Fig. 3

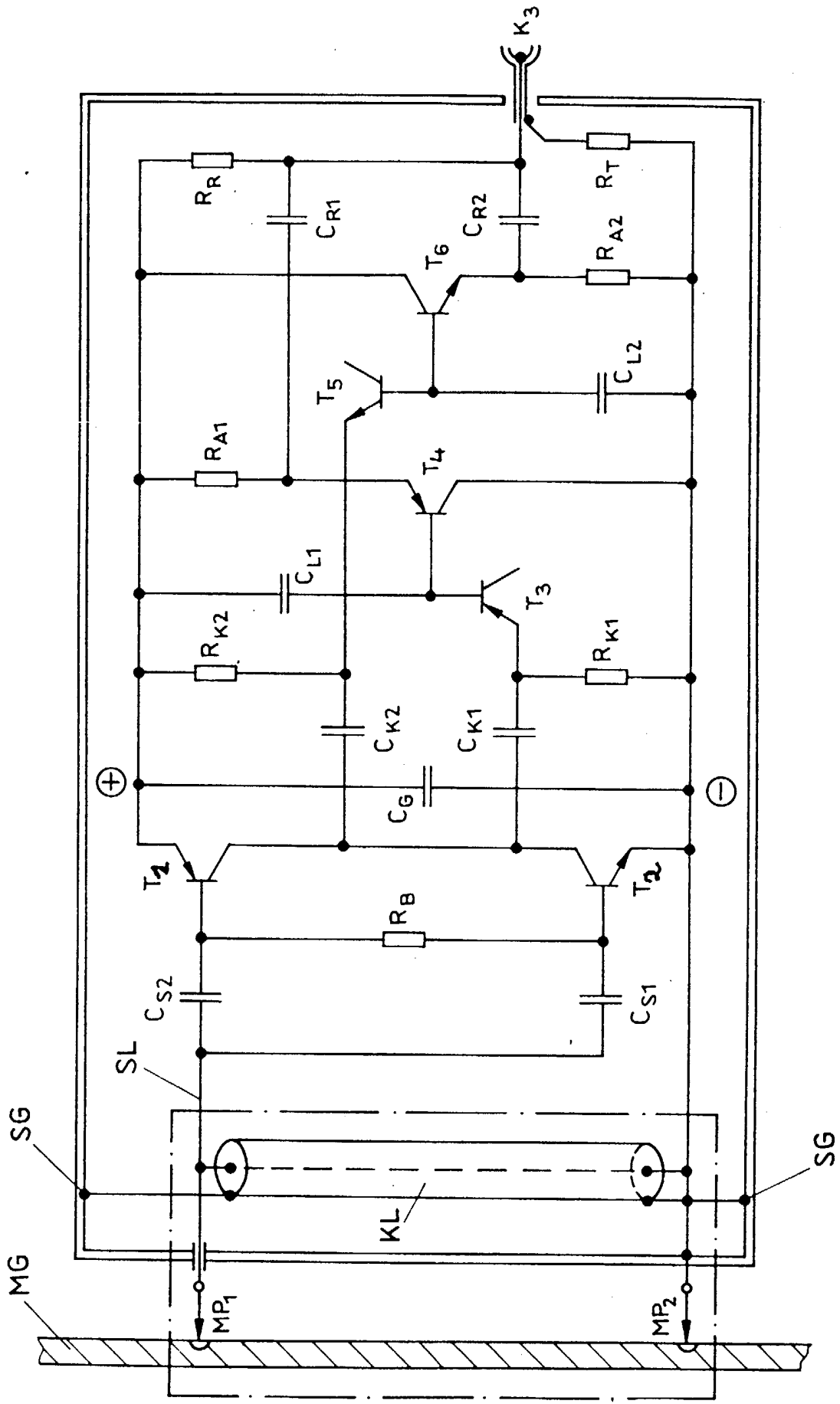


Fig. 4

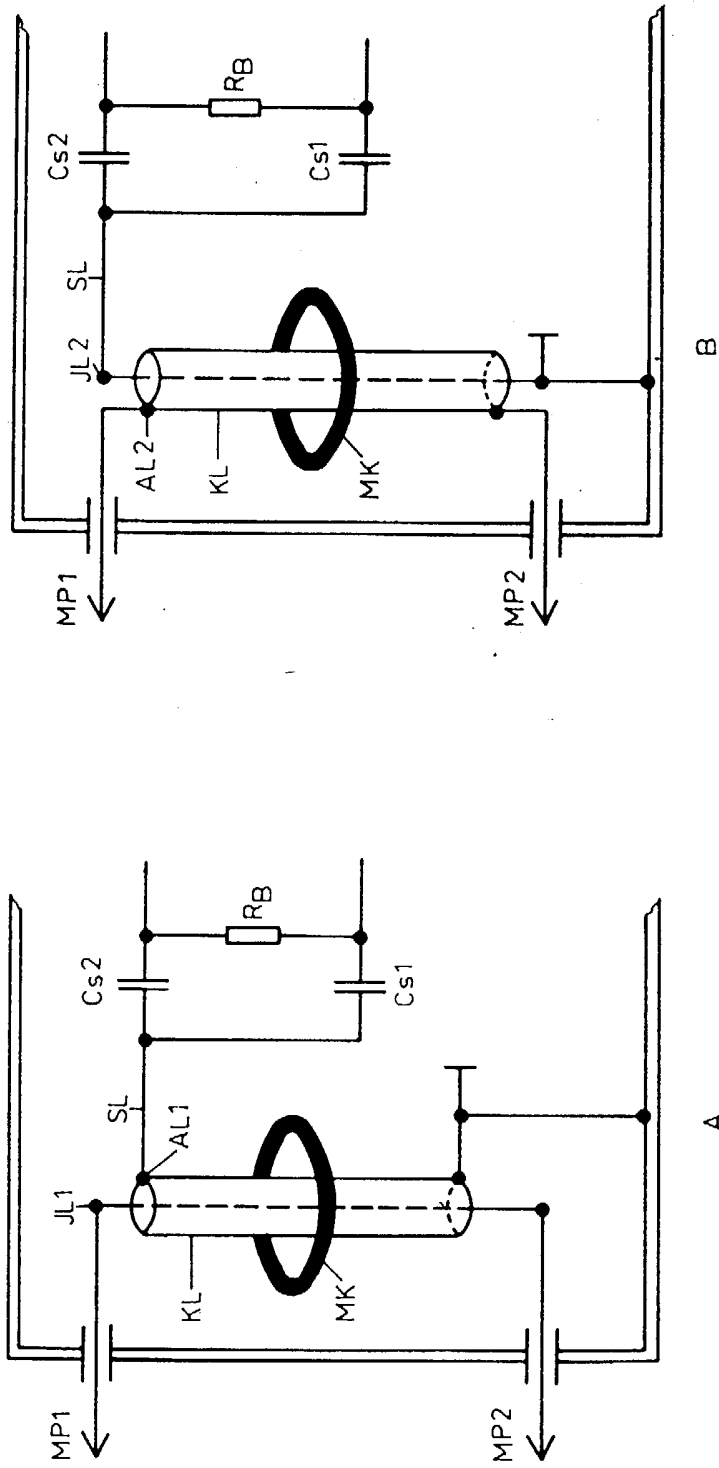


Fig 6

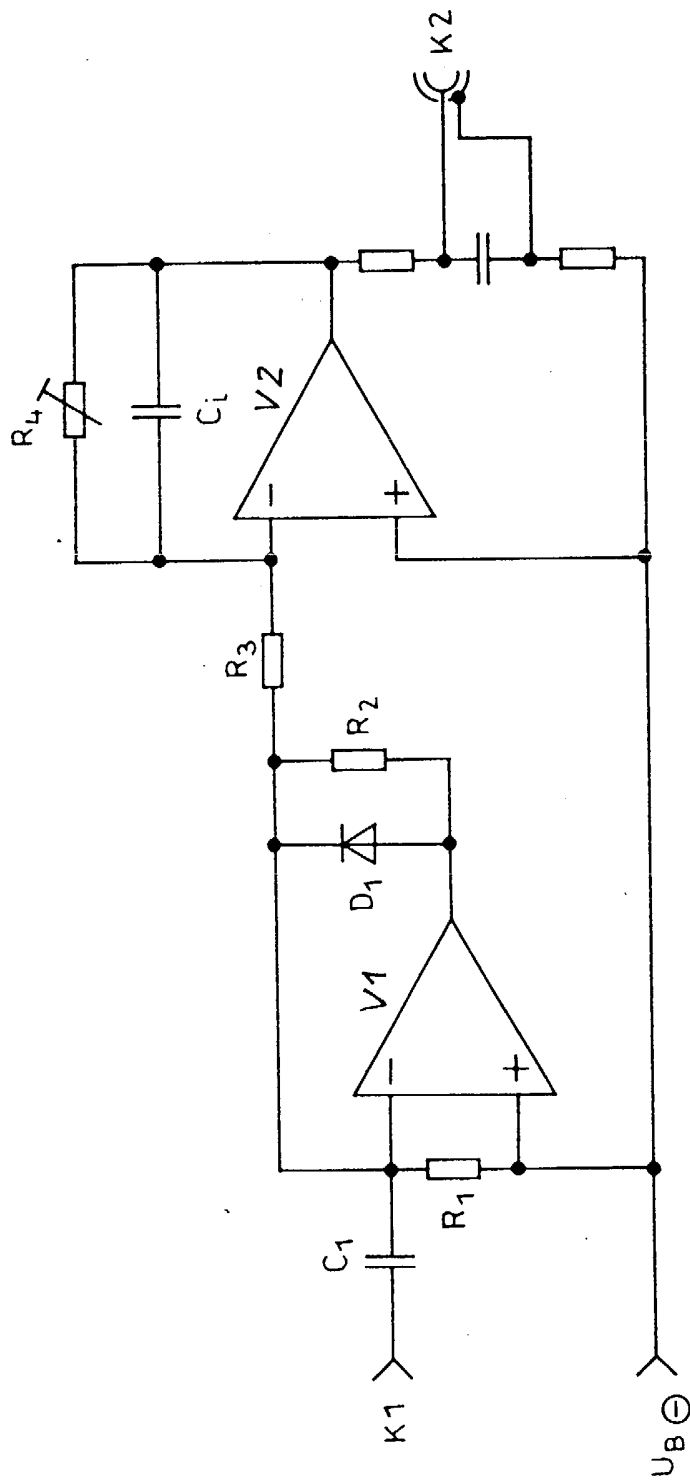


Fig. 7