

 **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

 Anmeldenummer: 83810289.5

 Int. Cl.<sup>3</sup>: **H 01 B 11/18, H 01 P 1/202**

 Anmeldetag: 29.06.83

 Priorität: 01.07.82 CH 4021/82

 Anmelder: **FELLER AG., Bergstrasse, CH-8810 Horgen (CH)**

 Veröffentlichungstag der Anmeldung: 18.01.84  
 Patentblatt 84/3

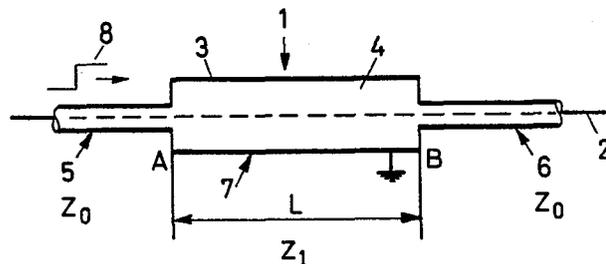
 Erfinder: **Max, Jean-Joseph, Route Gouttes-d'Or 60, CH-2000 Neuchâtel (CH)**  
 Erfinder: **Shah, Arvind, Avenue Beauregard 55, CH-2036 Cormondrèche (CH)**

 Benannte Vertragsstaaten: **AT DE FR GB IT NL SE**

 Vertreter: **Haffter, Tobias Fred et al, Patentanwalts-Bureau Isler & Schmid Walchestrasse 23, CH-8006 Zürich (CH)**

 **Leitung mit verteiltem Tiefpassfilter.**

 Zur Unterdrückung von auf der Leitung befindlichen höherfrequenten Störsignalen weist die Leitung mindestens ein verteiltes Tiefpassfilter auf. Dieses ist dadurch gebildet, dass über einen Leitungsabschnitt (7) die Wellenimpedanz ( $Z_1$ ) der Leitung (1) einen gegenüber der Wellenimpedanz ( $Z_0$ ) der benachbarten Leitungsabschnitte (5, 6) unterschiedlichen Wert hat. Dieser Leitungsabschnitt (7) ist zudem mit massgeblichen dielektrischen Verlusten und/oder Skineffekt-Verlusten behaftet. An den beiden Enden des genannten Leitungsabschnitts (7), an welchen sich die Wellenimpedanz ändert, entstehen mehrfache Reflexionen, die eine Dämpfung der höherfrequenten Störsignale bewirken. Die dielektrischen bzw. Skineffekt-Verluste bewirken eine starke Dämpfung von aufgrund der Reflexionen auftretenden Resonanzen sowie eine Dämpfung von Störsignalen im Höchstfrequenzbereich.



---

Leitung mit verteiltem Tiefpassfilter

---

Die Erfindung bezieht sich auf eine elektrische Leitung mit mindestens einem verteilten Tiefpassfilter zur Unterdrückung von auf der Leitung befindlichen höherfrequenten Störsignalen.

Bekannte Störschutzfilter mit diskreten Schaltungselementen, die wahlweise ohmscher, kapazitiver und induktiver Art sind, haben den Nachteil, dass die mit ihren kapazitiven Schaltungselementen verbundenen parasitären Induktivitäten bzw. die mit ihren induktiven Schaltelementen verbundenen parasitären Kapazitäten im Bereich höherer Frequenzen zu unerwünschten Resonanzen Anlass geben.

Aus der Zeitschrift IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, Januar 1964, Seiten 55 bis 61, ferner aus der Zeitschrift Proceedings of the IEEE, Januar 1979, Seiten 159 bis 163, und aus der DE-OS 29 39 616 sind abgeschirmte elek-

trische Leitungen mit mindestens einem verteilten Tiefpassfilter als Störschutzfilter bekannt. In der erstgenannten Literaturstelle ist eine koaxiale Uebertragungsleitung beschrieben, welche einen oder mehrere Leitungsabschnitte mit einem zwischen den zentralen Leiter und die äussere Abschirmung eingebrachten magnetischen Material, z.B. einem Ferrit-Material, als verlustbehaftetes Isoliermaterial aufweist. Ein ähnliches, mit einem magnetkeramischen Material versehenes koaxiales Störschutzfilter, das vor allem als Durchführungsfilter vorgeschlagen wird, ist in der zweitgenannten Literaturstelle beschrieben. In der DE-OS 29 39 616 ist ein verlustbehaftetes elektrisches Kabel beschrieben, bei welchem mindestens ein leitendes Element in Verbindung mit einer den Leiter mindestens teilweise umgebenden, absorbierenden Mischung einen zusammengesetzten Aufbau aufweist, nämlich eine von einem Faden oder einer Faser gebildete Seele und einen leitenden Ueberzug, derart, dass das Element bei guten mechanischen Eigenschaften einen hohen Widerstand hat.

Die bekannten verteilten Tiefpass- bzw. Störschutzfilter weisen die Nachteile auf, dass sie mit hohen magnetischen Verlusten, dielektrischen Verlusten oder Leitungsverlusten im Isoliermaterial behaftet sein müssen, da solche Verluste

allein ihre Tiefpasswirkung bewirken, und dass sie einen komplizierten Aufbau aufweisen, der nicht nur ihre Herstellung, sondern auch ihre universelle Anwendbarkeit erschwert.

Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist, eine elektrische Leitung der eingangs genannten Art zu schaffen, deren verteiltes Tiefpassfilter eine niedere Grenzfrequenz sowie für Signalfrequenzen bis in den Höchstfrequenzbereich eine hohe Dämpfung ohne merkliche Resonanzerscheinungen hat und das bei einfachem Aufbau weder auf die Verwendung von Materialien mit hohen Verlustfaktoren noch auf grosse Längen angewiesen ist.

Erfindungsgemäss weist die Leitung die im kennzeichnenden Teil des Patentanspruchs 1 angeführten Merkmale auf.

Durch die erfindungsgemässe Kombination von Reflexionen auf beiden Seiten eines Leitungsabschnitts unterschiedlicher Impedanz und von dielektrischen Verlusten und/oder Skineffekt-Verlusten in diesem Leitungsabschnitt lässt sich eine gegenseitige Steigerung der beiden Dämpfungseffekte für höhere Frequenzen erzielen. Einerseits ergeben sich an den Endseiten des genannten Leitungsabschnitts unterschiedlicher Impedanz mehrfache, im optimalen Fall nahezu totale Reflexionen der Signale höherer Frequenz und damit grössere Weg-

längen für diese Signale, und andererseits werden zufolge der grösseren äquivalenten Weglänge des verlustbehafteten Leitungsabschnitts die Verluste in diesem Leitungsabschnitt ebenfalls vergrössert. Ferner lassen sich durch geeignete Wahl des Dielektrikums im verlustbehafteten Leitungsabschnitt, d.h. dessen Dielektrizitätskonstanten, eine verhältnismässig niedrige Grenzfrequenz des Tiefpassfilters und gleichzeitig hohe Frequenzen von Resonanzen, insbesondere der niedrigsten der auftretenden Resonanzen, erzielen. Zudem lässt sich eine Leitung mit einem Leitungsabschnitt, oder, zur Steigerung der Störschutzfilterwirkung, mit mehreren aufeinanderfolgenden Leitungsabschnitten unterschiedlicher Impedanz und höherer dielektrischer Verluste bzw. Skineffekt-Verluste in verhältnismässig einfacher Weise und praktisch beliebiger Länge herstellen, so dass die vorliegende Leitung als Störschutzfilter, welches elektrischen Strom niedriger Frequenz oder Gleichstrom ohne merkliche Dämpfung durchlässt, jedoch für hochfrequente Ströme eine grosse Dämpfung aufweist, universell angewendet werden kann.

Ausführungsbeispiele des Erfindungsgegenstandes werden nachstehend anhand der Zeichnungen erläutert. Es zeigen:

- Fig. 1 eine schematische Darstellung einer prinzipiellen erfindungsgemässen Leitung mit einem verlustbehafteten Leitungsabschnitt unterschiedlicher Impedanz,
- Fig. 2 eine schematische Darstellung der Signalreflexionen an den Endseiten des Leitungsabschnitts unterschiedlicher Impedanz der Fig. 1,
- Fig. 3 den beispielsweise Verlauf eines zugeführten Einheits-Spannungssprungsignals am Ende des Leitungsabschnitts unterschiedlicher Impedanz der Fig. 1,
- Fig. 4 den beispielsweise Verlauf der Filterdämpfung für eine Leitung gemäss Fig. 1,
- Fig. 5 und Fig. 6 eine aufgeschnittene Ansicht eines zweiadrigen bzw. dreiadrigen Koaxialkabels zur praktischen Verwirklichung der erfindungsgemässen Leitung,
- Fig. 7 eine aufgeschnittene Ansicht einer Strom- und Verteilungsschiene zur praktischen Verwirklichung der erfindungsgemässen Leitung, und
- Fig. 8 eine Teilansicht eines Koaxialkabels mit mehreren Leitungsabschnitten unterschiedlicher Impedanz,

Fig. 9 eine Leitung mit zwei diskreten, eine äquivalente Wellenimpedanz aufweisenden Induktivitäten,

Fig. 10a eine Leitung mit einer diskreten Induktivität und einem diskreten Kondensator, die beide eine äquivalente Wellenimpedanz aufweisen,

Fig. 10b eine Darstellung der Leitung der Fig. 10a als Leitung mit sich ändernder Wellenimpedanz, und

Fig. 11 einen Schnitt durch das Kabel einer Leitung, deren Verluste auf dem Skin-Effekt beruhen.

In Fig. 1 ist schematisch eine koaxiale Leitung 1 dargestellt, welche in an sich bekannter Weise einen Leiter 2, eine äussere Abschirmung 3 und ein zwischen dem Leiter 2 und der äusseren Abschirmung 3 befindliches, nicht näher dargestelltes Isoliermaterial oder Dielektrikum 4 aufweist. Die Leitung 1 weist einen ersten und einen dritten Leitungsabschnitt 5 bzw. 6 auf, welche beide als charakteristische Daten eine Impedanz  $Z_0$  und einen Verlustfaktor  $\text{tg } \sigma_0$  haben, der im vorliegenden Beispiel gleich null ist (verlustfreier

Leitungsabschnitt). Dazwischen ist ein Leitungsabschnitt 7 vorgesehen, dessen Impedanz  $Z_1$  und stark verschieden von  $Z_0$  ist, der eine relative Dielektrizitätskonstante  $\epsilon_r$  und einen Verlustfaktor  $\text{tg } \delta_1$  hat, und dessen Länge gleich  $L$  ist.

Wenn nun ein Signal 8, welches in Fig. 1 beispielsweise als Einheits-Spannungssprungsignal dargestellt ist, und welches sich im Leitungsabschnitt 5 der Impedanz  $Z_0$  fortpflanzt, an die Stelle A der Leitung 1, nämlich den Anfang des Leitungsabschnitts 7, gelangt, an welcher deren Impedanz sprunghaft den Wert  $Z_1$  annimmt, wird ein Teil des Signals reflektiert, während sich der andere Teil im Leitungsabschnitt 7 fortpflanzt. An der Stelle B der Leitung 1, nämlich dem Ende des Leitungsabschnitts 7, an welcher die Impedanz sprunghaft wieder den Wert  $Z_0$  annimmt, erfolgt eine weitere Reflexion eines Teils des durchgegangenen Signals, dessen anderer Teil sich im Leitungsabschnitt 6 fortpflanzt. Der reflektierte Teil des Signals, das vorzugsweise beinahe das ganze noch verbleibende Signal ausmacht, wird an die Stelle A zurückgeschickt, wo wiederum eine vorzugsweise nahezu totale Reflexion auftritt. Somit erfolgt im Leitungsabschnitt 7, der gegenüber den benachbarten Leitungsabschnitte 5 und 6 eine unterschiedliche Impedanz, hat, eine mehrfache Re-

flexion der Signalanteile, wie dies in Fig. 2 näher dargestellt ist.

In Fig. 2 sind die reflektierten bzw. durchgehenden Anteile des an der Stelle A zum Leitungsabschnitt 7 gelangenden Einheits-Sprungsignals 8 in Funktion der Zeit  $t$  dargestellt. Hierbei sind für die einzelnen reflektierten bzw. durchgehenden Signalanteile ihre jeweiligen Amplituden mittels des Reflexionsfaktors angegeben, wobei gilt:

$$\xi = (Z_0 - Z_1) / (Z_0 + Z_1) \quad \text{Reflexionsfaktor von } Z_1 \text{ in} \\ \text{Richtung zu } Z_0$$

$$1 - \xi = 2Z_1 / (Z_0 + Z_1) \quad \text{Transmissionsfaktor von } Z_0 \\ \text{in Richtung zu } Z_1.$$

Es wird hierbei die Voraussetzung gemacht, dass nur der TEM-Mode der Leitung 1 in Betracht gezogen wird.

Die zeitlich gestaffelt am Uebergang des Leitungsabschnitts 7 mit der Impedanz  $Z_1$  zum nachfolgenden Leitungsabschnitt 6 mit der Impedanz  $Z_0$  erscheinenden und im Leitungsabschnitt 6 dann übertragenen Signalanteile bilden demnach eine treppenförmige Kurve, wobei die Signalamplitude der ersten Stufe  $1 - \xi^2$  beträgt, diejenige der zweiten Stufe  $(1 - \xi^2) \xi^2$  usw.,

dies für den Fall, dass der Leitungsabschnitt 7 nicht mit dielektrischen Verlusten behaftet ist. Eine solche Ausgangssignalkurve für das Einheits-Sprungsignal 8 ist in Fig. 3 gestrichelt dargestellt.

Im Falle dielektrischer Verluste des Leitungsabschnitts 7, also  $\operatorname{tg}\delta_1 \neq 0$ , ergibt sich die in Fig. 3 ausgezogen dargestellte Signalkurve im Leitungsabschnitt 6. Es ist daraus ersichtlich, dass durch die mehrfachen Reflexionen und die dielektrischen Verluste des Leitungsabschnitts 7 eine ausgeprägte Tiefpasswirkung erzielt wird, wie dies nachfolgend anhand der Fig. 4 noch veranschaulicht wird. Diese Tiefpasswirkung beruht darauf, dass nicht nur ein kleiner, in den Leitungsabschnitt 7 unterschiedlicher Impedanz eintretender Teil des Einheits-Sprungsignals 8 mehrere Male über diesen Leitungsabschnitt hin und her gehen muss, bevor er am Ausgang des Leitungsabschnitts 7 eine merkliche Spannung aufbauen kann, sondern dass auch die Wirkung der dielektrischen Verluste in diesem Leitungsabschnitt vergrößert werden, weil die "äquivalente Länge" des Leitungsabschnitts mit einem Faktor multipliziert ist, der im wesentlichen umgekehrt proportional der sehr kleinen Abweichung des Reflexionsfaktors  $\rho$  von 1 ist. Diese äquivalente Länge ist dabei definiert

als die mittlere Weglänge, die eine impulsförmige Welle bei mehrmaligem Hin- und Hergehen auf dem gleichen Leitungsabschnitt durchlaufen muss, bis sie zur Hälfte aus dem betrachteten Leitungsabschnitt austritt.

Wie bereits erwähnt, treten im Leitungsabschnitt 7 mit der unterschiedlichen Impedanz  $Z_1$  bei höheren Frequenzen Resonanzen auf, die grundsätzlich unerwünscht sind. Es zeigt sich nun, dass die Amplituden solcher Resonanzen durch die Wirkung der dielektrischen Verluste des Leitungsabschnitts 7 wesentlich herabgesetzt oder die Resonanzen sogar unterdrückt werden können.

In Fig. 4 ist der berechnete und experimentell bestätigte Verlauf der Filterdämpfung für eine Leitung nach Fig. 1 dargestellt, wobei die Dämpfung  $A$  in dB und die Frequenz  $f$  bezüglich der Grenzfrequenz  $f_{3dB}$  für eine 3 dB-Dämpfung in logarithmischem Massstab aufgetragen sind.

Aus Fig. 4 ist demnach ersichtlich, dass in einem ersten Bereich 10 der Filterkurve im wesentlichen aufgrund der erläuterten Reflexionen eine Dämpfung mit einer Steilheit von angenähert 20 dB pro Frequenzdekade auftritt. Im nachfolgenden Bereich 11 der Filterkurve würden bei fehlenden di-

elektrischen Verlusten des Leitungsabschnitts 7 hohe Resonanzspitzen 12 auftreten, die jedoch dank der erwähnten dielektrischen Verluste nur noch als schwache Erhöhungen 13 erscheinen. Im letzten Bereich 14 der Filterkurve, der oberhalb 1 GHz liegen kann, weist die Dämpfung eine noch höhere Steilheit auf, weil dort die dielektrischen Verluste überwiegen.

Rechnerisch kann gezeigt werden, dass sich die totale, in dB ausgedrückte Dämpfung aus drei Gliedern zusammensetzt, wobei vorausgesetzt wird, dass  $Z_0 > Z_1$  ist:

- a) aus einem ersten, durch die Reflexionen bestimmten Glied, das gegeben ist durch

$$\dots + 20 \cdot \log [1/(1-\xi^2)]$$

worin  $\xi$  der bereits erwähnte Reflexionsfaktor bedeutet,

- b) aus einem zweiten, durch die dielektrischen Verluste bestimmten Glied, das gegeben ist durch

$$+ 8,67 \cdot \pi \cdot f \cdot T_d \cdot \operatorname{tg} \delta_1$$

worin  $f$  die Frequenz ist,  $T_d$  die Verzögerung des Leitungsabschnitts 7 ist, und  $\operatorname{tg} \delta_1$  der Verlustfaktor des Leitungsabschnitts 7 ist,

c) aus einem dritten, durch die Resonanzen bestimmten Glied, das gegeben ist durch

$$- 20 \cdot \log (|F|)$$

worin  $F$  eine von der Frequenz  $f$ , dem Verlustfaktor  $\operatorname{tg} \delta_1$  und der Verzögerung  $T_d$  abhängige Variable ist, deren Absolutwert  $\geq 1$  ist. Dieses dritte Glied ist negativ, d.h. es bewirkt eine Reduktion der Dämpfung.

Hierbei ist die Verzögerung  $T_d = L/v$ , dem Produkt aus der Länge  $L$  des Leitungsabschnitts 7 und der inversen Fortpflanzungsgeschwindigkeit  $1/v$  in diesem Abschnitt.

Somit bestimmen die durch die unterschiedliche Impedanz hervorgerufenen Reflexionen im Leiterabschnitt 7 die Filtersteilheit und, wie nachstehend noch erläutert, die Grenzfrequenz des Tiefpassfilters, während durch die dielektrischen Verluste des Leitungsabschnitts 7 mit zunehmender Frequenz eine Auslöschung oder zumindest eine starke Dämpfung der durch die Reflexionen hervorgerufenen Resonanzen und anschliessend eine stärkere Schwächung in Richtung höherer Frequenzen bewirkt wird.

Die Grenzfrequenz dieses Tiefpassfilters ist gegeben durch

$$f_{3\text{dB}} = (1-\varrho)/2\pi \cdot T_d .$$

Die Frequenz der n-ten Resonanz ist gegeben durch

$$f_{rn} = n/2 \cdot T_d \cdot$$

Da einerseits die Grenzfrequenz möglichst tief und andererseits die Frequenz der ersten Resonanz ( $n = 1$ ) möglichst hoch liegen soll, kann ein Optimum nicht durch Wahl einer bestimmten Verzögerung  $T_d$ , d.h. der Länge  $L$  des Leitungsabschnitts oder der Fortpflanzungsgeschwindigkeit  $v$  im Leitungsabschnitt erreicht werden, da sowohl  $f_{3dB}$  als auch  $f_{rn}$  proportional  $1/T_d$  sind. Ein hohes Verhältnis  $f_{rn}$  zu  $f_{3dB}$  kann demnach nur über den Reflexionsfaktor  $\rho$  erzielt werden, der möglichst nahe bei eins liegen soll.

Der Reflexionsfaktor  $\rho$  hängt einerseits von einer Änderung der Dielektrizitätskonstanten  $\epsilon_r$  und andererseits von einer Änderung der Geometrie der Leitung an den Enden des Leitungsabschnitts 7 ab. Da die Dielektrizitätskonstante materialbedingt nur in verhältnismässig kleinem Ausmass verändert werden kann, ist es vorteilhaft, eine beträchtlichere Vergrößerung des Verhältnisses der Frequenz  $f_{rn}$  der ersten Resonanz zur Grenzfrequenz  $f_{3dB}$  dadurch zu bewirken, dass die neben der Länge  $L$  des Leitungsabschnitts

beiden andern Dimensionen, d.h. die Querdimensionen, verändert werden, beispielsweise der Durchmesser bei einer kabelförmigen Leitung.

Um für die in Fig. 1 dargestellte Leitung 1 die unterschiedlichen Impedanzen  $Z_0$  und  $Z_1$  der Leitungsabschnitte 5, 6 bzw. 7 zu erzielen, können für die Isoliermaterialien 4 dieser Leitungsabschnitte solche mit unterschiedlicher relativer Dielektrizitätskonstanten verwendet werden. Vor allem zusätzlich, nämlich im Hinblick auf die erwähnte Festlegung der Grenzfrequenz des Tiefpassfilters durch unterschiedliche Dielektrizitätskonstanten der Leitungsabschnitte 5, 6 bzw. 7, kann auch die Leitungsgeometrie längs der Leitung 1 verändert werden, beispielsweise durch eine Veränderung des Durchmessers des Isoliermaterials 4. Der Verlustfaktor  $\operatorname{tg} \delta_1$  des Leitungsabschnitts 7 soll zwar mit Rücksicht auf die Dämpfung der Resonanzen genügend hoch sein. Jedoch sind besondere Massnahmen in der Materialwahl, wie beispielsweise magnetische Werkstoffe, keineswegs erforderlich. Zudem kann auch die ganze Leitung 1, also auch in den Leitungsabschnitten 5 und 6, den gleichen Verlustwinkel  $\operatorname{tg} \delta$  aufweisen. Als geeignete Isoliermaterialien für den verlustbehafteten Leitungsabschnitt 7 mit unterschiedlicher Impedanz  $Z_1$  seien

beispielsweise Polyäthylen mit  $\text{tg } \delta$  zwischen 0,02 und 0,2 oder Polyvinylidenfluorid (PVDF) mit  $\text{tg } \delta$  zwischen 0,1 und 0,2 im Frequenzbereich von 0,5 bis 200 MHz genannt.

Die in Fig. 1 nur schematisch dargestellte Leitung 1 kann je nach Anwendung verschiedene Ausführungsformen haben, von denen in den Fig. 5, 6 und 7 drei Beispiele dargestellt sind. In den angeschnittenen Ansichten ist hierbei nur einer der Leitungsabschnitte 5, 6 und 7 der Fig. 1 dargestellt.

Zur Verwendung der Leitung als Netzstörfilter für elektrische und elektronische Geräte ist beispielsweise die Ausführungsform eines mehradrigen, abgeschirmten Anschlusskabels gemäss den Fig. 5 und 6 geeignet. Fig. 5 zeigt eine zweiadrige Leitung mit zwei Leitern 15, welche je von einem Isoliermaterial 16 bestimmten Durchmessers und bestimmter dielektrischer Eigenschaften umgeben sind. Eine getrennte metallische Abschirmung 17 umhüllt jedes Isoliermaterial 16. Ferner ist ein Kunststoff-Schutzmantel 18 vorgesehen. In Fig. 6 ist eine ähnliche Anordnung mit drei Leitern 15 dargestellt, bei der jedoch eine Abschirmung 19 für die drei Isoliermaterialien 16 aller drei Leiter 15 gemeinsam ist. Die Ausführungsform gemäss Fig. 5 eignet sich auch für Anwendungen als antiparasitäre Signal- oder Datenleitung, während die Ausführungsform gemäss Fig. 6

insbesondere auch bei einer Anwendung als antiparasitäres Netzleitungskabel für Gebäude- und Hausinstallationen geeignet ist.

Die vorliegende Leitung kann auch die Ausführungsform einer Strom- oder Verteilschiene für die Speisung innerhalb oder ausserhalb elektrischer und elektronischer Geräte haben, wie dies in Fig. 7 dargestellt ist. Zwei Stromschienen 20, die mit Anschlusslaschen 21 versehen sind, sind in ein Isoliermaterial 22 bestimmter Abmessungen und bestimmter dielektrischer Eigenschaften eingebettet. Das Isoliermaterial 22 ist von einem auf der Unterseite offenen, abschirmenden Metallgehäuse 23 umschlossen, das mit einer grösseren Anzahl von Anschlusslaschen 24 versehen und von einem Kunststoff-Schutzmantel 25 umgeben ist.

Es ist von Vorteil, zur Erhöhung der Filterwirkung mehrere verlustbehaftete Leitungsabschnitte unterschiedlicher Impedanz längs der Leitung vorzusehen, anstelle eines einzigen Leitungsabschnitts 7 gemäss Fig. 1. In Fig. 8 ist eine solche Weiterbildung an einem Koaxialkabel schematisch dargestellt, wobei die Abschirmung und der Schutzmantel übersichtshalber weggelassen sind. Dieses Kabel weist einen zentralen Leiter 26 und mehrere aus Isoliermaterial bestehende Leitungsab-

schnitte 27, 28, 29, 30 usw. auf, die entsprechende Impedanzen  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$  usw. sowie entsprechende Längen  $L_1, L_2, L_3, L_4$  usw. haben. Ferner ist ersichtlich, dass die Leitungsabschnitte 27, 28, 29, 30 unterschiedliche Durchmesser aufweisen. Auch die Dielektrizitätskonstanten der Isoliermaterialien dieser Leitungsabschnitte sowie ihre Verlustwinkel sind im allgemeinen Fall unterschiedlich. Praktisch wird es jedoch oft zweckmässig sein, jeden zweiten Abschnitt bezüglich seines Durchmessers sowie bezüglich der Dielektrizitätskonstanten und des Verlustwinkels seines Isoliermaterials gleich auszubilden. Die Längen  $L_1$  bis  $L_4$  können jedoch voneinander abweichen, um eine gegebenenfalls störende Kumulation geringer störender Effekte der Reflexionen zu vermeiden. Praktisch können die Längen  $L_1$  bis  $L_4$  wie auch die Länge  $L$  gemäss Fig. 1 Werte zwischen etwa 1 cm und 500 cm haben, so dass bei kleinen Längen die vorliegende Leitung auch die Form eines diskreten Störschutzfilter-Bauteils für elektrische und elektronische Geräte, z.B. zur Montage auf einer Leiterplatte, haben kann.

Bei einer derartigen vereinfachten Kaskadenanordnung, in der unter Bezugnahme auf Fig. 1 auf einen Leitungsabschnitt mit der Impedanz  $Z_0$  ein solcher mit der Impedanz  $Z_1$  und dem Verlustfaktor  $\text{tg } \delta_1$  folgt, sich diesem wieder ein Leitungs-

abschnitt mit der Impedanz  $Z_0$  anschliesst und hierauf erneut ein Leitungsabschnitt mit der Impedanz  $Z_1$  und dem Verlustfaktor  $\operatorname{tg} \delta_1$  folgt, usw., multiplizieren sich die vorerwähnten Dämpfungsglieder a) und b) mit der Anzahl der verlustbehafteten Leitungsabschnitte  $Z_1$ , so dass die Filterwirkung stark gesteigert wird.

Bei den vorgängig beschriebenen Ausführungsbeispielen des Erfindungsgegenstandes ist davon ausgegangen worden, dass das verteilte Tiefpassfilter effektiv, d.h. bei jeder Frequenz, längs den Leitungsabschnitten gleichmässig verteilte Impedanzen und Verlustelemente aufweist, jedoch keine diskreten Elemente. Wenn man das Verhalten irgendwelcher elektrischer Bauelemente gegenüber sehr schnellen Impulsen bzw. hohen Frequenzen betrachtet, ersieht man, dass im Sinne des Wortes "diskrete" Schaltungselemente wie Induktivitäten und Kondensatoren nicht mehr vorliegen, sondern dass es nur noch in regelmässiger oder unregelmässiger Weise verteilte Elemente hat.

Wenn deshalb an die Enden eines Leitungsabschnitts mit einer bestimmten Wellenimpedanz je eine diskrete Induktivität geschaltet wird, so muss die Dämpfungskurve dieser Anordnung für die höheren, zu dämpfenden Frequenzen unter dem Gesichts-

punkt betrachtet werden, dass die Induktivitäten verteilte Elemente sind, deren Impedanz eine Funktion der Koordinate zwischen einem Anfangspunkt und dem Ende der Induktivität ist.

Eine Annäherung einer solchen Impedanz kann dadurch erhalten werden, dass man nur den mittleren Wert nimmt, der mit äquivalenter Wellenimpedanz bezeichnet wird. Die erwähnte Anordnung stellt somit eine Leitung dar, die einen ersten Leitungsabschnitt mit einer äquivalenten Wellenimpedanz  $Z_{\text{äq}}$ , einen zweiten Leitungsabschnitt mit einer Wellenimpedanz  $Z$  und einen dritten Leitungsabschnitt mit einer äquivalenten Wellenimpedanz  $Z_{\text{äq}}$  hat. Somit liegt eine Leitung mit diskontinuierlich ändernden Wellenimpedanzen vor, deren durch Reflexionen an den Stellen ändernder Wellenimpedanz erzeugte frequenzabhängige Dämpfung wie bei den vorangehenden Ausführungsbeispielen berechnet werden kann.

Angenäherte Werte der mittleren äquivalenten Wellenimpedanz werden für Induktivitäten (L) und Kondensatoren (C) durch die Beziehungen

$$Z_{\text{äq}} (L) = L \cdot v / \ell \quad \text{bzw.} \quad Z_{\text{äq}} (C) = \ell / C \cdot v$$

gegeben, worin  $\ell$  die Länge des jeweiligen Leitungsabschnitts und  $v$  die vom Isoliermaterial abhängige Fortpflanzungsge-

schwindigkeit sind. Im Falle einer Induktivität  $L$  ist die Länge  $\ell$  gleich der vorhandenen Drahtlänge, während im Fall eines Kondensators die Länge  $\ell$  seine totale Länge ist, falls er gewickelt ist, bzw. seine mittlere Länge ist, falls er nicht gewickelt ist.

In Fig. 9 ist ein Ausführungsbeispiel der erfindungsgemässen elektrischen Leitung dargestellt, bei welcher ein Leitungsabschnitt eine diskrete Induktivität  $31$  hat, ein zweiter Leitungsabschnitt durch ein koaxiales Kabel  $32$  gebildet ist und ein dritter Leitungsabschnitt eine weitere diskrete Induktivität  $33$  hat, wobei der zweite Leitungsabschnitt eine Wellenimpedanz  $Z$  und die benachbarten Leitungsabschnitte äquivalente, von  $Z$  verschiedene Wellenimpedanzen  $Z_{\text{äq}}$  bzw.  $Z'_{\text{äq}}$  haben.

Fig. 10a zeigt eine ähnliche Ausbildung einer Leitung, bei welcher jedoch der entsprechende dritte Leitungsabschnitt einen Kondensator  $34$  hat. Impedanzmässig entspricht diese Ausbildung der in Fig. 10b dargestellten Leitung, deren Leitungsabschnitte die äquivalente Wellenimpedanz  $Z_{\text{äq}}(L)$ , die Wellenimpedanz  $Z$  und die äquivalente Wellenimpedanz  $Z_{\text{äq}}(C)$  haben. Der Kondensator  $34$  spielt hierbei die gleiche Rolle wie eine offene Stichleitung. Wie in den Fig. 10a und

10b angedeutet, kann die gesamte Leitung aus mehreren, abwechselnd aufeinanderfolgenden Leitungsabschnitten der beschriebenen Art bestehen.

Als Alternative zu den beschriebenen und auch bei den Ausführungsbeispielen nach Fig. 9 und 10 vorgesehenen dielektrischen Verlusten kann der bekannte, bei höheren Frequenzen wirksame Skineffekt ausgenutzt werden, um in einfacher Weise Verluste zu erzeugen, welche die als Folge der Signalreflexionen auftretenden Resonanzen stark dämpfen und auch für den Höchstfrequenzbereich die gewünschte Filterdämpfung der vorliegenden Leitung bewirken (Fig. 4). Die Massnahme zur Erzeugung von frequenzabhängigen Verlusten aufgrund des Skineffektes besteht darin, dass der Leiter der Leitung einen inneren Leiterteil (oder eine Seele) mit hoher elektrischer Leitfähigkeit hat, um die verhältnismässig niedrigen Frequenzen bis einige tausend Hertz einschliesslich des Gleichstroms verlustfrei zu übertragen. Der innere Leiterteil weist einen Ueberzug oder eine Oberflächenschicht auf, die eine geringere elektrische Leitfähigkeit hat oder sogar halbleitend ist, in welcher die Ströme höherer Frequenz zufolge des Skineffekts fliessen. Da dieser Ueberzug ein schlechter Leiter ist, wird die stromleitende Schicht oder

Haut bei höheren und sehr hohen Frequenzen noch dünner als bei einem vollständig aus einem gutleitenden Material bestehenden Leiter, so dass die Stromleitung nochmals verschlechtert ist, d.h. die an sich schon durch den Skin-effekt auftretenden Verluste wesentlich grösser sind.

Dielektrische Verluste nehmen proportional zur Frequenz zu, Verluste aufgrund des Skineffekts jedoch nur mit der Quadratwurzel der Frequenz. Da aber, wie nachstehend noch erwähnt, der genannte Ueberzug eine wesentlich kleinere elektrische Leitfähigkeit als beispielsweise Kupfer aufweisen kann, sind die erzielbaren Skineffekt-Verluste ausreichend, um die gewünschte Filterdämpfung zu erhalten.

In Fig. 11 ist der Schnitt durch eine entsprechende kabelförmige Leitung dargestellt. Ein innerer Leiterteil 35 besteht aus einem elektrisch gutleitenden Material, z.B. Kupfer mit einem spezifischen elektrischen Widerstand von  $1,7 \mu\Omega \cdot \text{cm}$ . Der innere Leiterteil 35 weist eine dünne Oberflächenschicht 56 aus einem schlechter leitenden Metall auf, z.B.

Antimon	(spez.el. Widerstand $42 \mu\Omega \cdot \text{cm}$ )
Wismut	(spez.el. Widerstand $120 \mu\Omega \cdot \text{cm}$ )
Nichrome	(spez.el. Widerstand $100 \mu\Omega \cdot \text{cm}$ )
Mangan	(spez.el. Widerstand $70 \mu\Omega \cdot \text{cm}$ ).

Die Oberflächenschicht kann auch aus einem halbleitenden Material bestehen, vorzugsweise aus Kupfer (I)-Oxyd  $\text{Cu}_2\text{O}$ .

An die Oberflächenschicht 36 schliesst sich eine Lage 37 eines Isoliermaterials an, welche wiederum von einem äusseren, als Abschirmung vorgesehenen Leiter mit hoher elektrischer Leitfähigkeit, zum Beispiel ebenfalls aus Kupfer, umhüllt ist. Durch diese einfache Ausbildung der Leitung werden die Eigenschaften des die Signale relativ tiefer Frequenzen gut leitenden, zentralen Leiters bei gleichzeitiger starker Dämpfung der Signale höherer und höchster Frequenzen beibehalten.

Der innere Leiterteil 35 kann auch mit mehreren aufeinanderliegenden äusseren, dünnen Schichten aus einem schlechter leitenden Material versehen sein, wobei der spezifische Widerstand der Schichten in Richtung nach aussen zunimmt. Dadurch wird gewährleistet, dass bei hohen Frequenzen der Strom in den schlechtleitenden äusseren Leiterteil eindringt.

Selbstverständlich ist es auch möglich, die vorgängig beschriebenen dielektrischen Verluste mit den Skineffekt-Verlusten zu kombinieren, nämlich durch entsprechende Wahl des Isoliermaterials und des Ueberzugsmaterials des zentralen Leiters.

P a t e n t a n s p r ü c h e

1. Elektrische Leitung mit mindestens einem verteilten Tiefpassfilter zur Unterdrückung von auf der Leitung befindlichen höherfrequenten Störsignalen, dadurch gekennzeichnet, dass die Wellenimpedanz der Leitung über mindestens einen Leitungsabschnitt einen gegenüber der Wellenimpedanz der benachbarten Leitungsabschnitte oder gegenüber der äquivalenten Wellenimpedanz eines benachbarten diskreten Elements unterschiedlichen Wert hat, um Reflexionen der Störsignale an den beiden Enden des betreffenden Leitungsabschnitts, an welchen sich die Wellenimpedanz ändert, zu erzeugen, und dass dieser Leitungsabschnitt mit massgeblichen dielektrischen Verlusten und/oder Skineffekt-Verlusten behaftet ist, um die durch die Reflexionen entstehenden Resonanzen und höhere Frequenzen zu dämpfen.

2. Leitung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass sie mindestens drei aufeinanderfolgende Leitungsabschnitte aufweist, welche voneinander verschiedene Wellenimpedanz haben und bei denen mindestens ein Abschnitt mit massgeblichen dielektrischen Verlusten und/oder Skineffekt-Verlusten behaftet ist.

3. Leitung nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass sie mehrere aufeinanderfolgende Paare von Leitungsabschnitten unterschiedlicher Wellenimpedanz aufweist, derart, dass längs der Leitung jeweils ein Leitungsabschnitt mit der einen Wellenimpedanz und ein Leitungsabschnitt mit der anderen Wellenimpedanz benachbart sind, wobei mindestens der eine Leitungsabschnitt jeden Paares mit massgeblichen dielektrischen Verlusten und/oder Skineffekt-Verlusten behaftet ist.

4. Leitung nach einem der Ansprüche 1 bis 3, dadurch gekennzeichnet, dass sie mindestens an einem Ende mit mindestens einem diskreten Element gekoppelt ist.

5. Leitung nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, dass sie mindestens einen Leiter, ein diesen umschliessendes Isoliermaterial und eine das Isoliermaterial mindestens teilweise umhüllende Abschirmung aufweist.

6. Leitung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass sie als ein- oder mehrartiges Kabel ausgebildet ist.

7. Leitung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass sie als Stromschienen- oder Verteilschienen-Anordnung ausgebildet ist.

8. Leitung nach Anspruch 5, dadurch gekennzeichnet, dass sie als Mikrofilter in Dick- oder Dünnschichttechnik ausgebildet ist.

9. Leitung nach einem der Ansprüche 5 bis 8, dadurch gekennzeichnet, dass das Isoliermaterial mindestens eines der Leitungsabschnitte eine andere Dielektrizitätskonstante als das Isoliermaterial der benachbarten Leitungsabschnitte hat.

10. Leitung nach einem der Ansprüche 5 bis 9, dadurch gekennzeichnet, dass mindestens einer der Leitungsabschnitte andere geometrische Abmessungen als die benachbarten Leitungsabschnitte hat, z.B. eine andere Länge und/oder einen anderen Durchmesser seines Isoliermaterials.

11. Leitung nach einem der Ansprüche 5 bis 10, dadurch gekennzeichnet, dass der Leiter aus einem inneren Leiterteil und mindestens einer darauf befindlichen äusseren Schicht besteht, deren spezifischer elektrischer Widerstand grösser, zum Beispiel mehr als zehnmal grösser, als derjenige des inneren Leiterteils ist.

12. Leitung nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, dass der innere Leiterteil mit mehreren aufeinanderliegenden äusseren Schichten versehen ist, von welchen alle einen grösseren spezifischen elektrischen Widerstand als der innere Leiterteil haben und von welchen die innerste Schicht den kleinsten und die an der Oberfläche des Leiters befindliche äusserste Schicht den grössten spezifischen elektrischen Widerstand hat.

Fig. 1

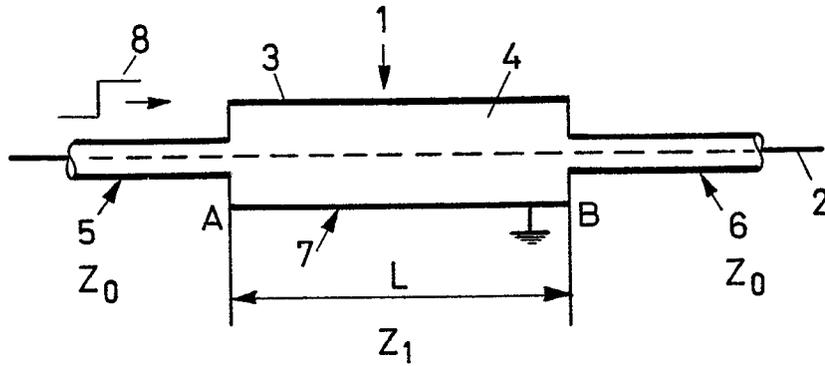
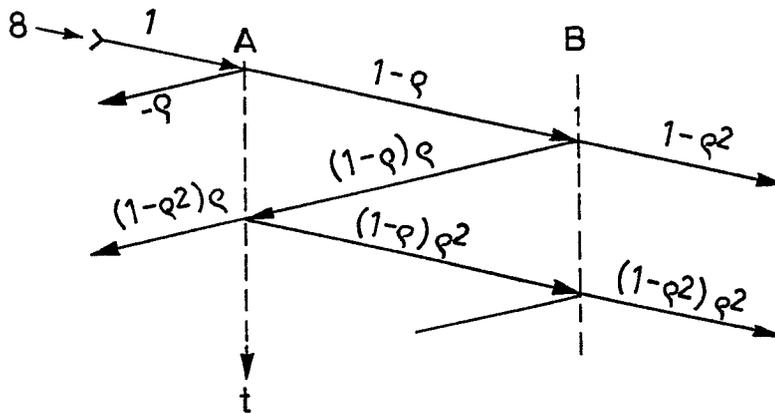


Fig. 2



Amplitude Fig. 3

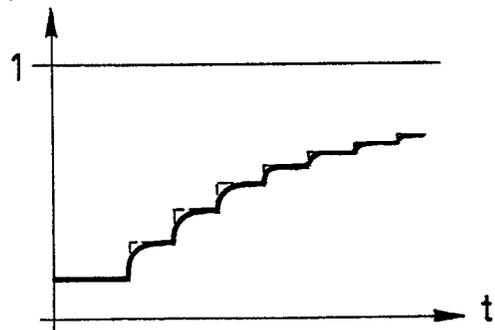


Fig. 4

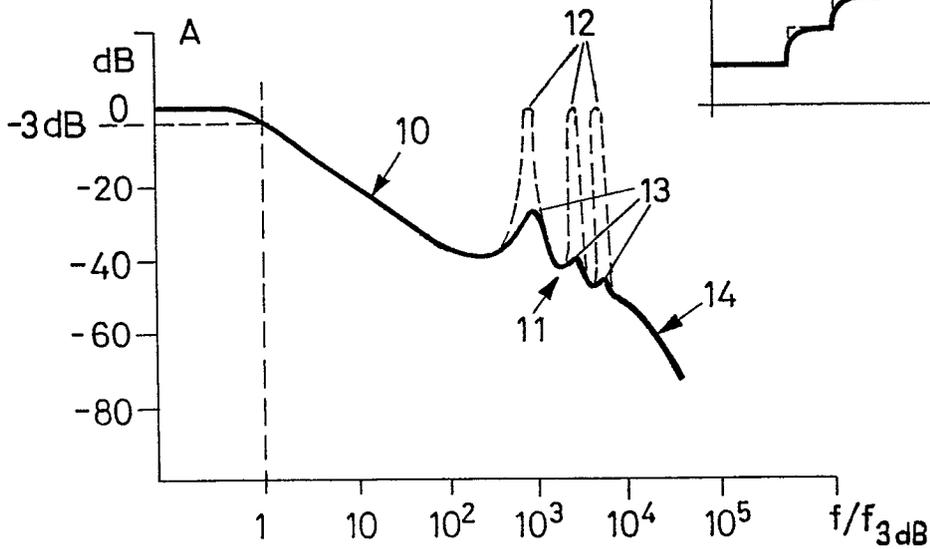


Fig. 5

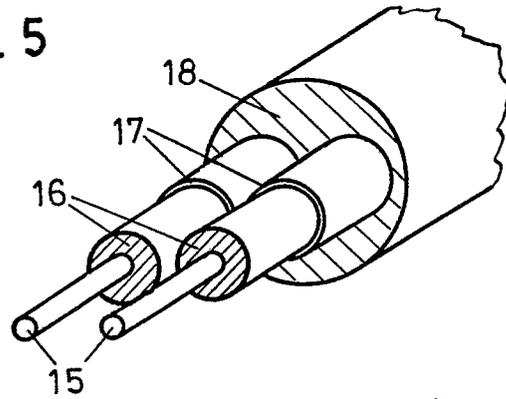


Fig. 6

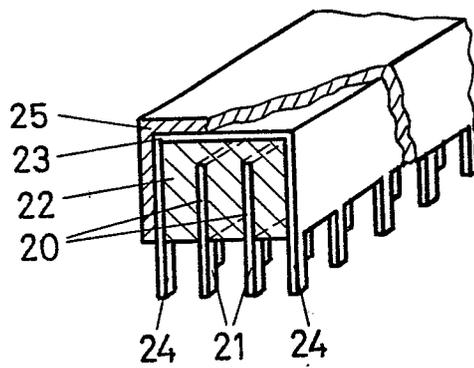
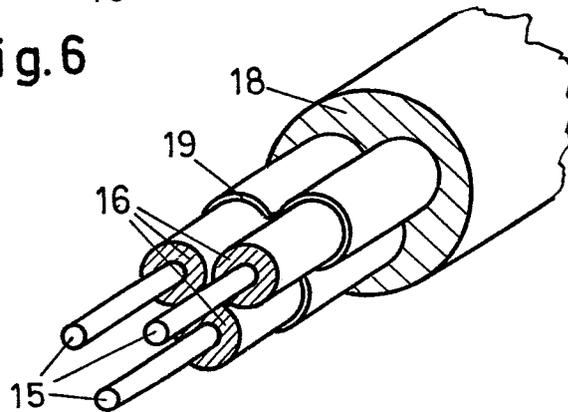


Fig. 7

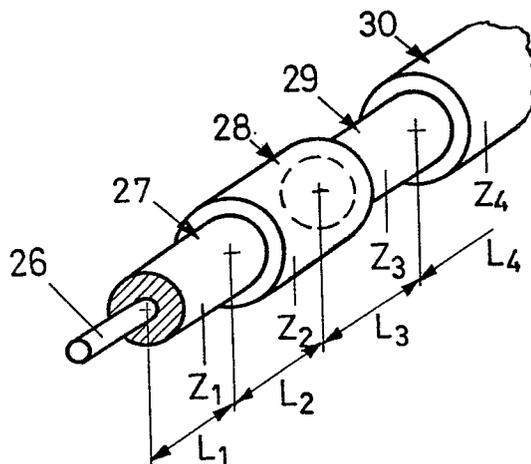


Fig. 8

Fig. 9

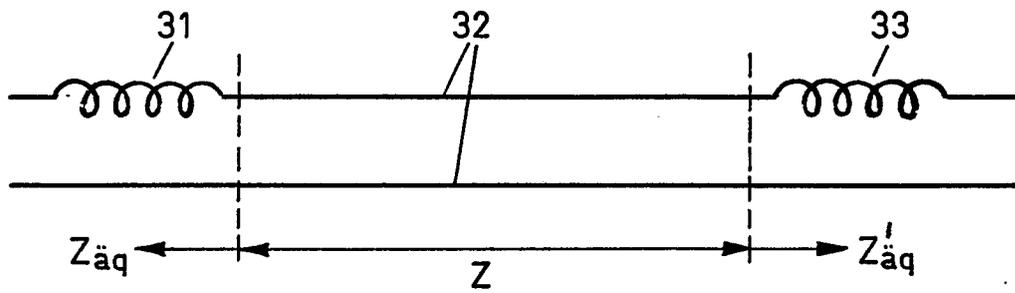


Fig. 10a

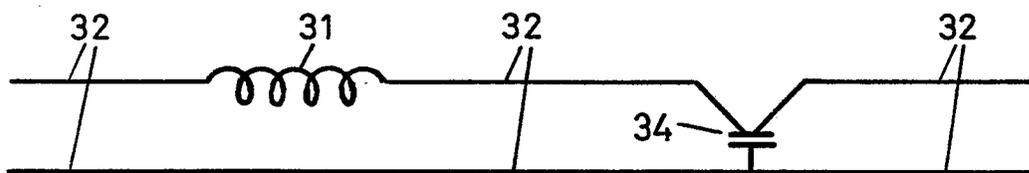


Fig. 10b

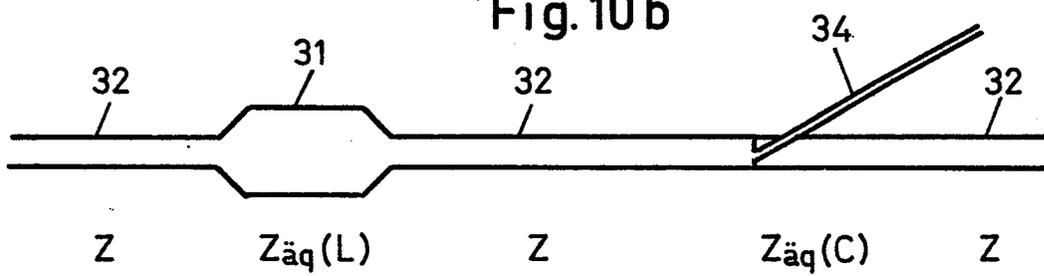


Fig. 11

