

(19)



Europäisches Patentamt

European Patent Office

Office européen des brevets



(11)

EP 0 883 202 A2

(12)

EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG

(43) Veröffentlichungstag:
09.12.1998 Patentblatt 1998/50

(51) Int. Cl.⁶: **H01P 1/203**, H01P 7/08

(21) Anmeldenummer: **98105698.9**

(22) Anmeldetag: **28.03.1998**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
**AT BE CH DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC
NL PT SE**
Benannte Erstreckungsstaaten:
AL LT LV MK RO SI

(30) Priorität: **04.06.1997 DE 19723286**

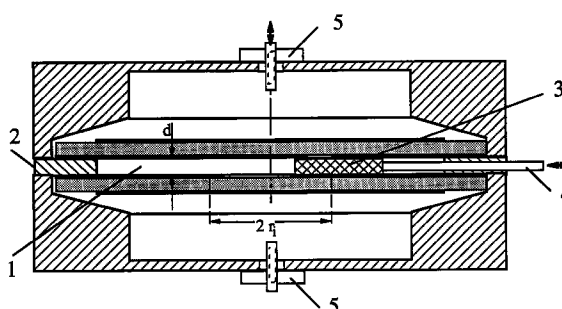
(71) Anmelder: **ROBERT BOSCH GMBH
70442 Stuttgart (DE)**

(72) Erfinder:
• **Baumfalk, Arno
56244 Sainerholz (DE)**
• **Chaloupka, Heinz
44801 Bochum (DE)**
• **Kolesov, Serguei
42107 Wuppertal (DE)**

(54) Vorrichtung zur Filterung von Hochfrequenzsignalen

(57) Es wird ein planarer Ringresonator vorgeschlagen, der Leiterbahnen aus supraleitfähigem Material aufweist, wobei ein Gehäuse vorgesehen ist, das so ausgebildet ist, daß die Innenwand des Gehäuses vom Rand der Leiterbahnen einen geringeren Abstand aufweist als von der Mitte der Leiterbahnen.

Fig. 6



EP 0 883 202 A2

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein leistungstaugliches Bandpaßfilter, welches aus mehreren supraleitenden planaren Resonatoren gebildet wird und für den Einsatz in hochfrequenztechnischen Systemen der Kommunikations- und Ortungstechnik geeignet ist.

Beschreibung

Bandpaßfilter werden in hochfrequenztechnischen Systemen im Empfangszweig z. B. als Vorselektionsfilter und in Form einer Filterbank zur Frequenzkanalisierung (Eingangs-Multiplexer) eingesetzt. Im Sendezweig bilden sie z. B. die Elemente eines Ausgangs-Multiplexers, dessen Aufgabe die möglichst verlustfreie Zusammenführung der verstärkten Signale der verschiedenen Frequenzkanäle auf eine gemeinsame Antenne ist.

Solche Bandpaßfilter werden meistens aus einzelnen Resonatoren aufgebaut, die untereinander und mit den Zuleitungen geeignet gekoppelt sind. Die Funktion der Resonatoren in einer Bandpaßstruktur besteht in der möglichst verlustfreien Speicherung elektromagnetischer Feldenergie. Die bei Resonatoren mit der Energiespeicherung unvermeidlich verknüpften Dissipationsverluste können quantitativ über die sogenannte Leerlaufgüte beschrieben werden. Dabei gibt die Leerlaufgüte Q_0 eines Resonators das Verhältnis des Produkts aus der im Mittel gespeicherten Feldenergie W und der Kreis-Resonanzfrequenz ω_0 zur dissipierten Leistung P_{diss} gemäß

$$Q_0 = \omega_0 W / P_{diss}$$

an.

Dissipationsverluste degradieren den Frequenzgang eines Bandpaßfilters im Vergleich zum idealen verlustlosen Bandpaßfilter in der Weise, daß die Einfügungsdämpfung im Durchlaßbereich vergrößert wird und die Filterflanken „verschliffen“ werden. Dieser degradierende Einfluß der Dissipationsverluste ist umso stärker, je kleiner die relative Bandbreite des Filters und je steiler seine Filterflanken sind. Damit werden für Filter mit hohen Anforderungen an die Flankensteilheit und die relative Bandbreite Resonatoren hoher Leerlaufgüte, typischerweise mit $Q_0 > 10\,000$ benötigt. Betrachtet man Filter verschiedener Bauform aus normalleitenden Materialien, also z. B. Filter aus gekoppelten Hohlleitungsresonatoren, aus gekoppelten Koaxialleitungsresonatoren oder aus gekoppelten planaren Mikrostreifenleitungsresonatoren, so ergibt sich, daß die erzielbare Leerlaufgüte umso geringer ist, je kleiner die geometrischen Abmessungen der Resonatoren sind. Daher müssen Filter für hohe Anforderungen aus relativ großen Hohlleitungsresonatoren aufgebaut werden.

Es ist bekannt, daß durch Verwendung von gekühl-

ten planaren Resonatorstrukturen mit Leiterbahnen aus Hochtemperatursupraleitern auf einkristallinen Substratmaterialien Resonatoren realisiert werden können, die bei einer Betriebstemperatur von ca. 60 bis 80 K Leerlaufgüten bis ca. 200 000 erreichen und dabei wesentlich kleinere geometrische Abmessungen als konventionelle Hohlleitungsresonatoren mit Leerlaufgüten von ca. 20 000 aufweisen.

Der Verwendung von planaren Resonatoren aus Hochtemperatursupraleitern in Filtern für „höhere“ Betriebsleistungen ist jedoch dadurch eine physikalische Grenze gesetzt, daß die supraleitenden Eigenschaften heute bekannter Materialien degradieren, wenn die magnetische Feldstärke des hochfrequenten Feldes an der Oberfläche des supraleitenden Films Werte von ca. 50 A/cm übersteigt. Dieser Effekt erweist sich bei den planaren Leiterstrukturen als besonders nachteilig, da es bei kantenparallel verlaufenden Stromlinien aufgrund der magnetischen Feldverdrängung an den Kanten der Leiter zu einer lokalen Feldüberhöhung etwa um den Faktor 10 kommt. Der Wert der maximalen Hochfrequenz-Magnetfeldstärke ist proportional zur Quadratwurzel aus der im Resonator gespeicherten Feldenergie, wobei der Proportionalitätsfaktor von der Resonatorform und dem Schwingungstyp abhängt. Weiterhin ist die pro Resonator gespeicherte Feldenergie proportional zur Durchgangsleistung des Filters und dem Kehrwert der relativen Bandbreite.

Bei Verwendung von supraleitenden planaren Resonatoren mit kantenparallelen Stromlinien in Filtern mit einer relativen Bandbreite in der Größenordnung von ca. 0,3 bis 2 % kann es aufgrund der oben beschriebenen Effekte bereits zu Degradationen der Filtereigenschaften kommen, wenn die Betriebsleistung einen Wert von ca. 0,2 bis 2 W überschreitet.

Eine Lösung dieses Problems des niedrigen Energiespeichungsvermögens planarer Resonatoren aus Hochtemperatur-Supraleitern wurde im Rahmen der Erfindung nach Patentanmeldung DE 44 36 295 A1 angegeben. Die dort vorgeschlagene Lösung sieht die Verwendung kreisrunder Scheiben- oder Ringresonatoren vor, welche im TM₀₁₀-Schwingungstyp angeregt werden. Da hierbei keine kantenparallelen Stromlinien auftreten, kann man in einem solchen Resonator im Vergleich zu Resonatoren gleichen Volumens aber mit kantenparallelen Strömen eine etwa um den Faktor 100 höhere elektromagnetische Feldenergie ohne Degradation speichern. Damit erreicht man mit solchen Resonatoren für Filter mit einer Bandbreite von ca. 0,3 bis 2 % Leistungsverträglichkeiten von mindestens 20 bis 200 W.

In der Patentanmeldung DE 44 36 295 A1 werden solche Resonatoren in der Form beschrieben, daß sie aus einem einkristallinen Substrat bestehen, auf das beidseitig supraleitende Dünnschichten aufgewachsen sind. Weiter wird beschrieben, daß auf der einen Seite, hier als „Vorderseite“ bezeichnet, die supraleitfähige Schicht so strukturiert wird, daß nur eine kreisförmige Leiterflä-

che oder nur eine konzentrisch ringförmige Leiterfläche übrigbleibt. Auf der anderen Seite, hier als „Rückseite“ bezeichnet, bleibt die Leiterschicht bis zum Substratrand erhalten. Auf dieser Rückseite können jedoch gemäß der Patentanmeldung DE 44 36 295 A1 kreis-

Bei der Ausnutzung der mit der Patentanmeldung DE 44 36 295 A1 dokumentierten Erfindung zur Realisierung von Bandpaßfiltern in Ausgangsmultiplexern (z. B. für Kommunikationssatelliten) ergibt sich, daß an solche Filter bestimmte zusätzliche Anforderungen gestellt werden, deren Erfüllung zusätzlich zu den in DE 44 36 295 A1 angegebenen technischen Lösungen die Lösung weiterer technischer Aufgaben erfordert. Im folgenden werden zunächst diese in der Patentan-

Falls die Bandpaßfilter in einem Eingangs- oder Ausgangsmultiplexer eingesetzt werden, so sind diesen einzelnen Filtern verschiedene Durchlaßfrequenzbereiche zugeordnet, die in ihrer Gesamtheit den Betriebsfrequenzbereich des Multiplexers bestimmen. Die typische relative Bandbreite eines einzelnen Filters beträgt ca. 1 % , während der gesamte Betriebsfrequenzbereich eine typische Breite von 20 % hat. Dies bedeutet, daß für ein Filter mit einem Durchlaßbereich am unteren Ende des Betriebsfrequenzbereichs im gesamten Frequenzbereich oberhalb dieses Durchlaßbereichs auf einer Breite von ca. 20 % keine wesentliche Degradation des Sperrverhaltens auftreten darf. Dieser Frequenzbereich sei für die folgenden Erörterungen als „Betriebssperrbereich“ bezeichnet. In analoger Weise muß für ein Filter mit einem Durchlaßbereich am oberen Ende des Betriebsfrequenzbereichs der Frequenzbereich unterhalb dieses Durchlaßbereichs auf einer Breite von ca. 20 % frei von Störungen des Sperrverhaltens sein.

Alle Resonatoren weisen neben dem erwünschten Schwingungstyp bei anderen Frequenzen weitere unerwünschte Schwingungstypen („Störmoden“) auf. Der hier für den Betrieb des Filters erwünschte kantenstromfreie TM010-Schwingungstyp steht nicht den Grundschriftungstyp dar und daher gibt es sowohl unerwünschte Schwingungstypen mit Resonanzfrequenzen unterhalb als auch unerwünschte Schwingungstypen mit Resonanzfrequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz der TM010-Schwingung. Der im Frequenzbereich benachbarte Schwingungstyp niedrigerer Resonanzfrequenz ist die TM210-Schwingung

und der benachbarte Schwingungstyp höherer Resonanzfrequenz die TM310-Schwingung. Der gegenseitige Abstand der Resonanzfrequenzen dieser Schwingungstypen hängt von einigen Geometrieparametern der Resonatoren ab. Das Sperrverhalten eines Filters wird degradiert, wenn die Resonanzfrequenz eines unerwünschten Schwingungstyps in den Betriebssperrbereich fällt. In der Patentanmeldung DE 44 36 295 A1 sind keine Lösungsvorschläge für diese Aufgabenstellung angegeben.

Bei der Realisierung von Bandpaßfiltern erhält man aus den gegebenen Filterspezifikationen die erforderlichen Resonanzfrequenzen der einzelnen Resonatoren sowie die erforderlichen Koppelfaktoren zwischen den einzelnen Resonatoren. Im Filterentwurf werden diese Sollwerte in Geometrieparameter der Struktur („Design-Werte“) umgesetzt. Das nach diesem Entwurf realisierte Filter weist jedoch aufgrund von Approximationen in der theoretischen Modellierung und aufgrund von Fertigungs- und Materialabweichungen ein vom erwünschten Frequenzgang abweichendes Verhalten auf. Daher ist es insbesondere bei Filtern mit relativ kleiner Bandbreite erforderlich, daß das Filter Abstimmeelemente enthält, welche eine nachträgliche Feinkorrektur („Trimmung“) der Filterparameter erlauben.

Es ist vorteilhaft, wenn die Resonanzfrequenzen der einzelnen Resonatoren parat voneinander trimmbar sind und wenn zusätzlich auch die Koppelfaktoren zwischen den Resonatoren auf mechanischem Wege veränderbar sind. Die in der Patentanmeldung DE 44 36 295 A1 vorgeschlagene Struktur von Bandpaßfiltern sieht vor, daß bei übereinander angeordneten planaren Resonatoren alle Vorderseiten der Resonatoren zur gleichen Seite ausgerichtet sind und jeweils die Vorderseite eines untenliegenden Resonators durch Koppellocher oder Koppelringe in der Rückseite des darüberliegenden Resonators verkoppelt wird. Bringt man in die Volumenbereiche zwischen jeweils zwei Resonatoren dielektrische Abstimmungsschrauben oder sonstige dielektrische Einsätze ein, so wirkt eine Verschiebung dieser dielektrischen Einsätze gleichermaßen auf die Resonanzfrequenz des Resonators und den Koppelfaktor.

In der Patentanmeldung DE 44 36 295 A1 werden die Kopplungen zwischen den Toren und den Resonatoren und die Kopplungen nebeneinander liegender Resonatoren über normalleitende Strukturen bewerkstelligt. Diese Art der Kopplung kann zu einer Degradation der Leerlaufgüte durch Dissipationsverluste in den Koppellementen führen.

Im Hinblick auf diesen Stand der Technik stellt sich der Erfindung die technische Aufgabe, eine Konfiguration für die planaren supraleitenden Resonatoren und das umgebende normalleitende Gehäuse anzugeben, welche eine deutliche Verschiebung der Resonanzfrequenzen der unerwünschten Schwingungstypen relativ zur Resonanzfrequenz der erwünschten TM010-Schwingung erlaubt und gleichzeitig eine unabhängige

Verstimmbarkeit der Resonanzfrequenzen jedes einzelnen Resonators und der Kopplung zwischen den Resonatoren ermöglicht. Weiterhin ist es die Aufgabe der Erfindung, Koppelmöglichkeiten zwischen den Anschlußleitungen („Toren“) und den äußeren Resonatoren des Filters zu schaffen, welche die Leerlaufgüte der Resonatoren nicht wesentlich degradieren.

Diese Aufgabe wird durch eine Konfiguration mit den Merkmalen des Anspruch 1 und der folgenden Ansprüche gelöst.

Erfindungsgemäß ist erkannt worden, daß eine weitgehendst von der Verstimmung der Resonanzfrequenzen unabhängige Verstimmung der Kopplung zwischen zwei Resonatoren dadurch ermöglicht wird, daß man bei übereinander angeordneten planaren Resonatoren, die mit einem supraleitfähigen Film beschichteten Rückseiten der Resonatoren einander zuwendet und bei einem gegenseitigen Abstand von ca. $d = 0,5$ bis 2 mm dieser Rückseiten von Leitermaterial freie kreisrunde Koppelöcher mit dem Radius r_i einführt. Dadurch entstehen jeweils zwischen zwei übereinander angeordneten Resonatoren Vakuum-Zwischenräume („Koppelvolumen“), in denen die durch die Koppelöcher durchgreifenden Streufelder zur Verkopplung der Resonatoren führen. Der sich aus den Filterspezifikationen ergebende Design-Wert des jeweiligen Koppelfaktors wird durch geeignete Wahl des Abstands d und des Koppellochradius r_i realisiert, wobei eine Verkleinerung des Abstands d die gleiche Wirkung wie eine Vergrößerung des Koppellochradius r_i hat und somit ein Freiheitsgrad zur weiteren Optimierung erhalten bleibt. Die nachträgliche Verstimmbarkeit des Koppelfaktors („Trimmung“) wird erreicht, indem man in das Koppelvolumen einen verlustarmen dielektrischen Einsatz einbringt. Durch laterale Verschiebung des dielektrischen Einsatzes relativ zum Koppelloch läßt sich der Koppelfaktor verändern.

Zwischen den voneinander abgewandten Vorderseiten der Resonatoren mit den kreisförmigen hochtemperatursupraleitfähigen konzentrischen Flächen vom Radius r_a und den normalleitenden Gehäuseteilen befinden sich Vakuum-Zwischenräume, welche von dem über den Rand der kreisförmigen Leiterfläche austretenden Streufeld erfüllt sind. Durch Einbringen dielektrischer Schrauben mechanisch veränderbarer Eintauchtiefe lassen sich somit die Resonanzfrequenzen der einzelnen Resonatoren ohne wesentliche Auswirkung auf die gegenseitige Verkopplung verstimmen.

Ein wesentlicher Teil der Erfindung betrifft die Möglichkeit zur Verschiebung der Resonanzfrequenzen der unerwünschten TM210- und TM310-Schwingung relativ zur Frequenz der erwünschten kantenstromfreien TM010-Schwingung. Die Resonanzfrequenz der unerwünschten TM210-Schwingung liegt unterhalb, die der unerwünschten TM310-Schwingung oberhalb der Resonanzfrequenz der TM010-Schwingung. Durch Vergrößerung des Radienverhältnisses r_i/r_a von ca. $0,1$ auf Werte von ca. $0,4$, läßt sich der Abstand der Resonanz-

frequenz der TM210-Schwingung zur Resonanzfrequenz der erwünschten Schwingung von ca. 10% auf ca. 25% vergrößern, wobei sich jedoch der Abstand der Resonanzfrequenz der TM310-Schwingung von ca. 25% auf nahezu 0% verringert. Da, wie oben ausgeführt, bei der Realisierung eines gegebenen Werts des Koppelfaktors eine Vergrößerung des Koppelochs durch eine Vergrößerung des Abstands d kompensiert werden kann, erreicht man für Filter, deren Durchlaßbereich dicht an der oberen Grenze des Betriebsfrequenzbereichs liegt eine Störmodenfreiheit unterhalb des Durchlaßbereichs von bis zu ca. 22% , wenn man relativ große Koppelöcher verwendet. Umgekehrt ist jedoch allein durch Veränderung des Koppellochradius die Erzielung eines ca. 22% breiten störmodenfreien Frequenzbereichs oberhalb des Durchlaßbereichs von Filtern, deren Durchlaßbereich dicht an der unteren Grenze des Betriebsfrequenzbereichs liegt, nicht möglich. Dies liegt daran, daß eine Verringerung des Koppellochradius auf Werte unter ca. $r_i/r_a = 0,12$ so kleine Werte des Abstandes d (typischerweise $< 0,2$ mm) erfordern würde, daß in das so entstehende Koppelvolumen kein dielektrischer Einsatz mehr einbringbar wäre und/oder der Designwert der Kopplung gar nicht mehr realisierbar wäre. An dieser Stelle ist erfindungsgemäß erkannt worden, daß die Einführung eines kegelförmigen Stufenrings in dem der Vorderseite der Resonatoren gegenüberliegendem Teil des Gehäuses eine Verschiebung der Resonanzfrequenzen beider unerwünschter Schwingungstypen, also der TM210- und der TM310-Schwingung zu höheren Werten ermöglicht. Damit kann, insbesondere für Filter mit einem Durchlaßbereich dicht am unteren Rand des Betriebsfrequenzbereichs, trotz eines zur Erreichung typischer Werte des Koppelfaktors notwendigen Radienverhältnisses $r_i/r_a > 0,12$ ein störmodenfreier Bereich oberhalb des Durchlaßbereichs von ca. 22% erzielt werden.

Um den Vorteil der beschriebenen Anordnung von Resonatorpaaren auch für 4-kreisige Filter mit quasielliptischem Verhalten zu erhalten, können diese vierkreisigen Filter aus zwei nebeneinander angeordneten Filterpaaren gebildet werden, wobei nebeneinander liegende Resonatoren durch zusätzliche Strukturen verkoppelt werden.

Zur Vermeidung einer Degradation der Leerlaufgüte durch Dissipationsverluste in den Koppelstrukturen zwischen jeweils dem ersten und letzten Resonator und den Anschlußleitungen sowie in den Koppelstrukturen für nebeneinander liegende Resonatoren können diese Strukturen ebenfalls unter Verwendung von Hochtemperatursupraleiter-Material realisiert werden. Hierzu wird erfindungsgemäß vorgeschlagen, die Anschlußleitungen als Mikrostreifenleitungen mit supraleitenden Leiterbahnen auszuführen, welche mit den Resonatoren entweder über eine kapazitive supraleitende Brücke oder eine supraleitende Struktur mit schlitzzartigen Koppelkapazitäten oder galvanisch verkoppelt sind. Die

Koppelstrukturen für nebeneinander liegende Resonatoren können ebenfalls über eine supraleitende kapazitive Brücke oder eine Anordnung mit Schlitzkapazitäten realisiert werden.

Nachstehend ist die Erfindung anhand von Zeichnungen dargestellt, welche jedoch nur Ausführungsbeispiele darstellen. Es zeigen

- Fig.1** einen Querschnitt durch einen einzelnen supraleitenden Ringresonator mit normalleitendem Gehäuse;
- Fig.2** die Stromflußlinien für den erwünschten TM 010-Schwingungstyp sowie die beiden unerwünschten Schwingungstypen TM 210 und TM 310;
- Fig.3** die Resonanzfrequenzen f_{210} und f_{310} der unerwünschten Schwingungstypen relativ zur Resonanzfrequenz f_{010} des erwünschten Schwingungstyps in Abhängigkeit vom Radienverhältnis des Ringresonators;
- Fig.4** die erfindungsgemäße Gestaltung des Resonatorgehäuses mit kegelförmigem Stufenring zur Beeinflussung der Resonanzfrequenzen der unerwünschten Schwingungstypen;
- Fig.5** die Resonanzfrequenzen f_{210} und f_{310} der unerwünschten Schwingungstypen relativ zur Resonanzfrequenz f_{010} des erwünschten Schwingungstyps in Abhängigkeit vom Durchmesser des kegelförmigen Stufenrings;
- Fig.6** den Querschnitt eines zweitreisigen Bandpaßfilters bestehend aus 2 Ringresonatoren mit der erfindungsgemäßen mechanisch abstimmbaren Kopplung zwischen den beiden Resonatoren;
- Fig.7** den prinzipiellen Aufbau eines vierkreisigen Bandpaßfilters mit quasielliptischer Frequenzcharakteristik aus 4 supraleitenden Ringresonatoren;
- Fig.8** eine Möglichkeit zur Ankopplung der äußeren Resonatoren eines Bandpaßfilters an die Tore mit Hilfe von kapazitiven Brücken, gezeigt in Draufsicht und im Querschnitt;
- Fig. 9** zwei zu Fig. 8 alternative Möglichkeiten zur Ankopplung der äußeren Resonatoren eines Bandpaßfilters an die Tore mit Hilfe von Schlitzkapazitäten (oben) und auf galvanischem Wege (unten);
- Fig. 10** eine mögliche Gestaltung der Verkopplung zwischen zwei nebeneinander angeordneten Ringresonatoren über eine kapazitive Brücke;
- Fig.11** eine zu Fig. 10 alternative Gestaltung der Verkopplung zwischen zwei nebeneinander angeordneten Ringresonatoren mit Hilfe von Schlitzkapazitäten;
- Fig. 12** eine mögliche Gestaltung der Verkopplung

zwischen zwei nebeneinander angeordneten Ringresonatoren mit 180 Grad Phasendrehung.

In Fig. 1 ist ein dem Stand der Technik (Patentanmeldung DE 44 36 295 A 1) entsprechender supraleitender Einzelresonator nebst Gehäuse dargestellt. Er besteht aus einem einkristallinen Substrat 1, z. B. aus Lanthanaluminat oder Saphir, auf das beidseitig supraleitende Leiterstrukturen z. B. aus dem Hochtemperatursupraleiter $\text{YBa}_2\text{Cu}_3\text{O}_{7-\delta}$ aufgebracht sind. Die obere Leiterschicht 2 ist kreisförmig mit einem Radius r_a strukturiert. Die untere Leiterschicht 3 hat zum Zwecke der Kopplung mit einem zweiten darunter angeordneten Resonator (hier noch nicht dargestellt) eine kreisförmige Aussparung („Koppelloch“) mit dem Radius r_i . Zur elektromagnetischen Abschirmung des Resonators ist dieser mit einem Gehäusedeckel 4 versehen, der z. B. die in Fig. 1 gezeigte zylinderförmige Form haben kann und aus normalleitendem Material wie z. B. Kupfer etc. bestehen kann.

Gemäß der Patentanmeldung DE 44 36 295 A 1 wird der TM 010 -Schwingungstyp des Ringresonators zur Realisierung von Bandpaßfiltern eingesetzt. Bei diesem Schwingungstyp verlaufen entsprechend Fig. 2 (oben) alle Stromflußlinien in radialer Richtung. Da somit keine kantenparallelen Stromflußlinien existieren, kommt es auch nicht zu einer durch Stromverdrängungseffekte hervorgerufenen Stromdichteüberhöhung an den Kanten. Vergleicht man einen solchen kantenstromfreien supraleitenden Resonator mit einem kantenstrombehafteten Resonator etwa gleichen Volumens, so ergibt sich, daß man durch den Wegfall der Kantenströme eine etwa um den Faktor 100 höhere elektromagnetische Feldenergie ohne Degradation der supraleitenden Eigenschaften speichern kann.

Neben dem erwünschten TM 010- Schwingungstyp mit der u. a. von den beiden Radien r_a und r_i abhängigen Resonanzfrequenz f_{010} existieren auf dem Ringresonator weitere Schwingungstypen mit einer Stromflußlinien-Verteilung, die sich von der des erwünschten Schwingungstyps unterscheidet. Auch die Resonanzfrequenzen der unerwünschten Schwingungstypen sind von der Resonanzfrequenz des erwünschten TM010-Schwingungstyps verschieden. Für den störungsfreien Betrieb einer Filterbank, z. B. der Filterbank eines Ausgangsmultiplexers ist es notwendig, daß entweder die Resonanzfrequenzen aller unerwünschten Schwingungstypen außerhalb des Betriebsfrequenzbereichs liegen oder daß wenigstens sichergestellt ist, daß diese Schwingungstypen nicht angeregt werden. Da die Unterdrückung der Anregung kaum praktikabel ist, müssen alle Resonanzfrequenzen unerwünschter Schwingungstypen außerhalb des Betriebsfrequenzbereichs liegen. Im Fall des Ringresonators mit $r_i/r_a < 0,4$ ist der Schwingungstyp mit der gegenüber der TM010-Schwingung nächstniedrigen Resonanzfrequenz die TM210-Schwingung und mit der

nächst höheren Resonanzfrequenz die TM310-Schwingung. Fig. 2 zeigt im unteren Teil die Stromflußlinien-Verteilung dieser Schwingungen.

Die hier beschriebene Erfindung beinhaltet eine Lösung, welche es erlaubt, durch eine weiter unten näher erläuterte Gestaltung der Resonator- und Gehäuseform, die Resonanzfrequenzen der TM210 und der TM310-Schwingungen relativ zur Frequenz der erwünschten Schwingung in weiten Grenzen zu variieren, so daß in einer Filterbank mit Filtern verschiedener Durchlaßfrequenzbereiche in einem Betriebsfrequenzbereich bis typischerweise 22 % Bandbreite in keinem der Filter eine unerwünschte Resonanz auftritt.

Ausgangspunkt der zu beschreibenden Lösung ist die in Fig. 3 gezeigte Abhängigkeit der Resonanzfrequenzen vom Radienverhältnis. Man erkennt, daß bei kleinen Koppellöchern (r_i/r_a „klein“) die Resonanzfrequenz der TM310-Schwingung ca. 25 % oberhalb, dagegen die Resonanzfrequenz der TM210 nur etwa 12 % unterhalb der Resonanzfrequenz der erwünschten Schwingung liegt. Bei Vergrößerung des Koppellochs nähert sich die Resonanzfrequenz der TM310-Schwingung immer mehr derjenigen der erwünschten Schwingung, während die Resonanzfrequenz der TM210-Schwingung kleiner wird und sich bis zu ca. 26 % entfernt. Könnte man also das Verhältnis der Radien ohne Rücksicht auf andere Forderungen zwischen sehr kleinen Werten von ca. 0,05 bis zu etwa 0,4 variieren, so ließe sich ein Multiplexer mit einer Bandbreite von ca. 22 % realisieren, in dem man für die Filter im unteren Frequenzbereich Resonatoren mit einem sehr kleinen und für Filter im oberen Frequenzbereich solche mit relativ großem Koppelloch einsetzt. Da die Koppellöcher jedoch zur Erzielung ausreichender Kopplung zu den Nachbarresonatoren nicht beliebig klein gewählt werden können, ist diese Möglichkeit zur relativen Verschiebung der Resonanzfrequenzen allein nicht ausreichend.

Gemäß Anspruch 1 der Erfindung wird das oben beschriebene Problem durch die in Fig. 4 gezeigte besondere Formgebung des Gehäuses gelöst. In einer Abänderung der in Fig. 1 gezeigten Struktur wird der Gehäusedeckel 1 mit einem kegelförmigen Stufenring 2 mit dem Innenradius r_G versehen. Wie im unteren Teil von Fig. 4 dargestellt wird, werden von den kantenparallelen Randströmen der unerwünschten TM210- und TM310 im kantennahen kegelförmigen Teil der Wand entgegengesetzt gerichtete Ströme induziert, welche auf die Stromlinienverteilung dieser Schwingungstypen derartig zurückwirken, daß die Stromlinien in Richtung auf das Innere der Resonatoren verschoben werden. Damit wird der effektive Durchmesser des Rings für die TM210- und TM310-Schwingung kleiner und damit die Resonanzfrequenz dieser Schwingungen höher. Fig. 5 zeigt, wie die Resonanzfrequenzen der unerwünschten Schwingungen durch Vergrößerung des kegelförmigen Stufenrings, d. h. Vergrößerung des Maßes $r_{G0}-r_G$ zu höheren Werten hin verschoben werden können. Kom-

binert man die Möglichkeit dieser Resonanzfrequenzverschiebung durch den kegelförmigen Stufenring mit der oben beschrieben: Möglichkeit der Resonanzfrequenzverschiebung durch Wahl des Verhältnisses in gewissen Grenzen $(r_i/r_a)_{\min} < r_i/r_a < (r_i/r_a)_{\max}$, so lassen sich Multiplexer mit einer Bandbreite von typischerweise bis zu 22 % realisieren. Da in der normalerweise bei Anregung der Störmoden Ströme induziert werden, erhält man keine wesentliche Degradation der Leerlaufgüte des erwünschten Schwingungstyps.

Ein Bandpaßfilter kann aus mehreren miteinander elektromagnetisch gekoppelten Ringresonatoren aufgebaut werden. Fig. 6 zeigt die erfindungsgemäße Verkopplung zweier übereinander angeordneter Resonatoren. Hierbei werden die zwei supraleitenden Ringresonatoren derart in ein Gehäuse eingefügt, daß sich die beiden Koppellöcher in einem bestimmten Abstand $d > 0$ gegenüberstehen. Somit entsteht eine Struktur, in der folgende Bereiche unterschieden werden können:

(a) die eigentlichen Resonatorbereiche, welche sich im Substratmaterial befinden und durch die supraleitenden Leiterflächen begrenzt werden. In diesen Volumenbereichen wird der bei weitem größte Anteil der elektromagnetischen Feldenergie gespeichert.

(b) die beiden Vakuumbereiche zwischen den planaren Resonatoren und den normalleitenden Gehäusedeckeln. In diesen Bereichen befinden sich elektromagnetische Streufelder der Resonatoren.

(c) den „Koppelbereich“ zwischen den beiden Ringresonatoren. In diesem Bereich befinden sich ebenfalls elektromagnetische Streufelder der Ringresonatoren. Über diese Streufelder kommt es zu einer Verkopplung der beiden Resonatoren.

Aus den jeweiligen Spezifikationen für das Bandpaßfilter folgen die notwendigen Resonanzfrequenzen der Ringresonatoren sowie der notwendige Wert für den „Koppelfaktor“ zwischen den Resonatoren. Die wesentlichen Parameter der Struktur sind die beiden Radien r_i und r_a der Ringresonatoren, der Abstand zwischen den Resonatoren sowie die Abmessung des kegelförmigen Stufenrings in den Gehäusedeckeln. Diese Parameter lassen sich aus den gewünschten Resonanzfrequenzen und dem gewünschten Koppelfaktor sowie aus der Forderung nach genügendem Abstand der Resonanzfrequenzen der unerwünschten Schwingungen von der Resonanzfrequenz der erwünschten Schwingung bestimmen. Ungeachtet dieser Vordimensionierung der Filterstruktur besteht im allgemeinen die Notwendigkeit, die endgültige Feinabstimmung auf mechanischem Wege vorzunehmen. Ein großer Vorteil der in Fig. 6 gezeigten Struktur

besteht nun darin, daß man man die Resonanzfrequenzen der beiden Einzelresonatoren sowie den Koppelfaktor nahezu unabhängig voneinander trimmen kann.

Der Koppelfaktor zwischen den Resonatoren läßt sich z. B. dadurch verändern, daß man in den Koppelbereich 1 zwischen den Resonatoren von der Seite einen dielektrischen Einsatz 3 einführt. Durch Veränderung der Position dieses dielektrischen Einsatzes relativ zur Position der Koppellöcher läßt sich der Koppelfaktor verändern. Je kleiner der Abstand des Zentrums des dielektrischen Einsatzes zum Zentrum des Koppellochs ist, desto größer wird der Koppelfaktor.

Die Resonanzfrequenzen der beiden Ringresonatoren lassen sich unabhängig voneinander dadurch beeinflussen, indem man in den Bereich zwischen Resonator und Deckel eine Abstimmerschraube, vorzugsweise eine dielektrische Abstimmerschraube mit geringen Verlusten mit unterschiedlicher Eintauchtiefe einführt.

Bandpässe, die z. B. in Ausgangsmultiplexern von Nachrichtensatelliten eingesetzt werden, sind typischerweise aus 4 bis 5 gekoppelten Resonatoren aufgebaut. Fig. 7 zeigt auf schematischem Wege den möglichen Aufbau eines 4-kreisigen Bandpasses (4 Resonatoren). Dieser 4-kreisige Bandpaß entsteht dadurch, daß 2 Resonatorpaare entsprechend Fig. 6 nebeneinander angeordnet werden. In Fig. 7 sind einfachheitshalber Details der Gehäuseform nicht dargestellt. Das Eingangstor „in“ ist über die Koppelstruktur 1 mit dem Ringresonator A gekoppelt. Ringresonator B ist mit Resonator A über die beiden Koppellöcher und das Koppelvolumen 2 gekoppelt. Einzelheiten dieser Kopplung zwischen A und B sind Fig. 6 zu entnehmen. Kopplung von Resonator B zu Resonator C erfolgt z. B. über eine kapazitive „Querkopplungen“ 3. Die Kopplung zwischen Resonator C und D entspricht derjenigen zwischen A und B. Resonator D ist über die Koppelstruktur 5 mit dem Ausgangstor „out“ verbunden. Zur Erzielung eines quasielliptischen Frequenzgangs des Filters werden auch die Resonatoren A und B verkoppelt, vorzugsweise über eine induktive Kopplung 6. Im unteren Teil von Fig. 7 ist ein Ersatzschaltbild für einen derartigen Bandpaß gezeigt, wobei die Numerierung der Ersatzschaltbild-Elemente mit der Bezeichnung der einzelnen Funktionseinheiten im oberen Teil von Fig. 7 übereinstimmt.

Fig. 8 zeigt beispielhaft eine mögliche Gestaltung der Koppelstrukturen 1 und 5 aus Fig. 7. Diese Koppelstrukturen übernehmen die Verbindung zwischen den Toren und dem ersten bzw. letzten Resonator der Bandpaßstruktur. In der in Fig. 8 beispielhaft gezeigten Ausgestaltung dieser Koppelstrukturen befindet sich neben dem Ringresonator 1 eine Mikrostreifenleitung 2. Die Substrate des Ringresonators und der Mikrostreifenleitung können in lateraler Richtung aneinander stoßen, oder zwischen den beiden Substraten kann, wie in Fig. 8 gezeigt, eine „Lücke“ der Breite a existieren. Zur Erzielung einer ausreichenden Kopplung zwischen der Mikrostreifenleitung und dem Ringresonator dient die in

Fig. 8 gezeigte „kapazitive Brücke“. Sie besteht aus einer Leiterbahn 4 auf einem Substrat 3. Das Substrat kann über ein Gehäuseteil 5 gehalten werden. Die Leiterbahn 4 auf der kapazitiven Brücke kann wie in Fig. 8 gezeigt aus einem homogenen Leiterbahnstück und einem sich aufweitenden Stück bestehen, die Leiterbahn kann jedoch auch auf der vollen Länge homogen sein. Die Stärke der Kopplung kann durch Variation des Abstandes b zwischen der Leiterbahn 4 der kapazitiven Brücke und den Leiterbahnen des Ringresonators 1 verändert werden oder durch Variation des Abstandes a zwischen dem Substrat des Ringresonators und dem Substrat der Mikrostreifenleitung. Es ist vorteilhaft zur Vermeidung einer Degradation der Leerlaufgüte des Resonators durch Verluste in der Koppelstruktur neben der Leiterbahn des Ringresonators 1 auch die Leiterbahn 4 der kapazitiven Brücke und die Leiterbahn der Mikrostreifenleitung aus Hochtemperatur-Supraleiter-Material herzustellen.

Alternativ zu Fig. 8 kann die Koppelstruktur wie in Fig. 9 gezeigt auch auf dem gleichen Substrat wie der Ringresonator realisiert werden. Oberer und unterer Teil von Fig. 9 zeigen zwei mögliche Ausführungsformen einer solchen Koppelstruktur.

Im oberen Teil ist das Ende der Mikrostreifenleitung zu einer „Flosse“ 3 aufgeweitet, so daß eine Schlitzkapazität 4 zwischen Flosse und dem Rand des Ringresonators entsteht. Die Dimensionen des Schlitzes werden so gewählt, daß der Koppelfaktor dem zu den jeweiligen Filterspezifikationen gehörenden Wert entspricht. Nachträgliche Veränderungen („Trimmung“) des Werts des Koppelfaktors können mit einer in Fig. 9 oben gezeigten dielektrischen Schraube 5 vorgenommen werden.

Alternativ zu der im oberen Teil von Fig. 9 gezeigten Ausführung der Koppelstruktur kann der Streifenleiter 2 der Mikrostreifenleitung in der im unteren Teil von Fig. 9 gezeigten Weise mit dem Rand des Ringresonators 1 galvanisch verbunden werden. Eine nachträgliche Veränderung („Trimmung“) des Koppelfaktors kann durch Verschiebung eines in der Nähe der Verbindung zwischen Streifenleiter und Resonatorrand angebrachten „dielektrischen Stempels“ 3 geschehen.

Wie in Fig. 7 gezeigt ist, benötigt man bei nebeneinander angeordneten Resonatoren eine kapazitive Querkopplung (3 in Fig. 7). Diese kann, wie in Fig. 10 gezeigt wird, als kapazitive Brücke zwischen den beiden Resonatoren ausgeführt werden.

Alternativ zu der in Fig. 10 gezeigten kapazitiven Brücke zwischen 2 nebeneinander angeordneten Resonatoren läßt sich im Fall eines gemeinsamen Substrats eine Anordnung gemäß Fig. 11 verwenden, bei der die Koppelstruktur zwischen den beiden Ringresonatoren 1 und 2 aus einem Leitungssegment 3 und zwei Schlitzkapazitäten 4 besteht. Trimmung der Kopplung wird über Abstimmerschrauben 5 ermöglicht.

Wie in Fig. 7 gezeigt ist benötigt man zur Realisierung eines quasielliptischen Frequenzgangs (Dämp-

fungspole bei endlichen Frequenzen) eines Bandpasses eine induktive Überkopplung zwischen Resonator A und Resonator D (6 in Fig. 7). Fig. 12 zeigt eine mögliche Ausführungsform einer solchen induktiven Überkopplung. Hierbei wird die gegenüber der kapazitiven Kopplung notwendige 180° -Phasendrehung durch ein mäanderförmiges Leitungsstück geeigneter Länge auf einer kapazitiven Brücke realisiert.

Patentansprüche

1. Planarer Ringresonator mit Leiterbahnen aus supraleitfähigem Material, insbesondere einem Hochtemperatursupraleiter, welcher in einem randstromfreien TM010-Schwingungstyp betrieben wird, mit einem Gehäuse, dadurch gekennzeichnet, daß das Gehäuse so ausgebildet ist, daß die Innenwand des Gehäuses vom Rand der Leiterbahnen einen geringeren Abstand aufweist als von der Mitte der Leiterbahnen.
2. Planarer Ringresonator nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß Abstimmelemente vorgesehen sind, die an der Innenwand des Gehäuses verschiebbar befestigt sind, daß Mittel vorgesehen sind, die Abstimmelemente an die Leiterbahnen anzunähern.
3. Bandpaßfilter aus planaren Ringresonatoren mit Leiterbahnen aus hochtemperatursupraleitfähigem Material, welche in einem randstromfreien TM010-Schwingungstyp betrieben werden und teilweise übereinander und teilweise nebeneinander angeordnet werden, dadurch gekennzeichnet, daß Resonatoren in einer Struktur gemäß Fig. 6 so übereinander angeordnet werden und die Gehäusedeckel so gestaltet werden, daß Resonanzfrequenzen der Einzelresonatoren und Koppelfaktor zwischen den Resonatoren unabhängig voneinander verstimmbar („trimmbar“) werden und daß durch Wahl der Radienverhältnisse r_a/r_i der Ringresonatoren und des Radius r_G des kegelförmigen Stufenrings im Gehäuse die Resonanzfrequenzen der unerwünschten Schwingungstypen relativ zur Resonanzfrequenz des erwünschten Schwingungstyps bis ca. 22 % verschoben werden können.
4. Bandpaßfilter nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet, daß übereinander angeordnete Ringresonatoren entsprechend Fig. 6 auf den einander zugewandten Seiten eine durchgehende Leiterbahn mit kreisförmigem zentrischen Koppelloch vom Radius r_i aufweisen und auf der abgewandten Seite kreisscheibenförmige Leiterbahnen mit Radius r_a , so daß zwischen den Resonatoren ein mit Streufeld erfülltes Koppelvolumen entsteht und der Koppelfaktor sowohl durch den Radius r_i des

Koppel Lochs als auch durch den Abstand zwischen den Rückseiten der beiden Resonatoren bestimmt wird.

5. Bandpaßfilter nach einem oder mehreren der Ansprüche 3 oder 4, dadurch gekennzeichnet, daß durch Einbringen eines dielektrischen Einsatzes in das Koppelvolumen und Veränderung der Position dieses dielektrischen Einsatzes relativ zur Position der Koppelöcher der Koppelfaktor trimmbar ist.
6. Bandpaßfilter nach einem oder mehreren der Ansprüche 3 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß das normalleitende Gehäuse so gestaltet wird, daß den kreisförmigen Leiterbahnen der Resonatoren kegelförmige Stufenringe gegenüberstehen (Fig. 4) mit deren Hilfe die Resonanzfrequenzen der erwünschten TM210- und TM310-Schwingungstypen relativ zur Resonanzfrequenz des erwünschten TM010-Schwingungstyps erhöht werden können (Fig. 5) und somit durch Wahl des Radienverhältnisses am Ringresonator zusammen mit dem Radius r_G des Stufenrings die Resonanzfrequenzen der unerwünschten Schwingungstypen in einen Bereich außerhalb des Betriebsfrequenzbereichs verschoben werden können.
7. Bandpaßfilter nach einem oder mehreren der Ansprüche 3 bis 6, dadurch gekennzeichnet, daß durch Einbringen von dielektrischen Abstimm-schrauben (5 in Fig. 6) in den Volumenbereich oberhalb der kreisförmigen Leiterbahnen der Ringresonatoren deren Resonanzfrequenzen weitgehend unabhängig von deren Verkopplung abstimmbar sind.
8. Bandpaßfilter nach einem oder mehreren der Ansprüche 3 bis 7, dadurch gekennzeichnet, daß zur Realisierung einer vierkreisigen Version entsprechend Fig. 7 zwei Resonatorpaare entsprechend Fig. 6 nebeneinander angeordnet werden und die Resonatoren B und C kapazitiv und die Resonatoren A und D induktiv gekoppelt werden.
9. Bandpaßfilter nach einem oder mehreren der Ansprüche 3 bis 8, dadurch gekennzeichnet, daß zur Vermeidung einer Degradation der Leerlaufgüte die Anschlußleitung („Tor“) als supraleitende Mikrostreifenleitung ausgeführt wird und mit dem Ringresonator über eine kapazitive Brücke gemäß Fig. 7 verkoppelt wird.
10. Bandpaßfilter nach einem oder mehreren der Ansprüche 3 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß zur Vermeidung der Degradation der Leerlaufgüte die Anschlußleitung („Tor“) als supraleitende Mikrostreifenleitung auf dem gleichen Substrat wie der Resonator ausgeführt wird und mit dem Ringreso-

nator über Schlitzkapazitäten gemäß dem oberen Teil von Fig. 9 verkoppelt wird.

11. Bandpaßfilter nach einem oder mehreren der Ansprüche 3 bis 10, dadurch gekennzeichnet, daß zur Vermeidung einer Degradation der Leerlaufgüte die Anschlußleitung („Tor“) als supraleitende Mikrostreifenleitung auf dem gleichen Substrat wie der Resonator ausgeführt wird und mit dem Ringresonator über eine galvanische Verbindung gemäß dem unteren Teil von Fig. 9 verkoppelt wird. 5 10
12. Bandpaßfilter nach einem oder mehreren der Ansprüche 3 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Querkopplung (3) in der Anordnung nach Fig. 7 entsprechend Fig. 10 als kapazitive Brücke mit supraleitender Leiterbahn ausgeführt wird. 15
13. Bandpaßfilter nach einem oder mehreren der Ansprüche 3 bis 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Querkopplung (3) in der Anordnung nach Fig. 7 entsprechend Fig. 11 über Koppelschlitze ausgeführt wird. 20
14. Bandpaßfilter nach einem oder mehreren der Ansprüche 3 bis 13, dadurch gekennzeichnet, daß die Querkopplung (6) in der Anordnung nach Fig. 7 entsprechend Fig. 12 als kapazitive Brücke mit einer mäanderförmigen Umwegleitung ausgeführt wird. 25 30

35

40

45

50

55

Fig. 1

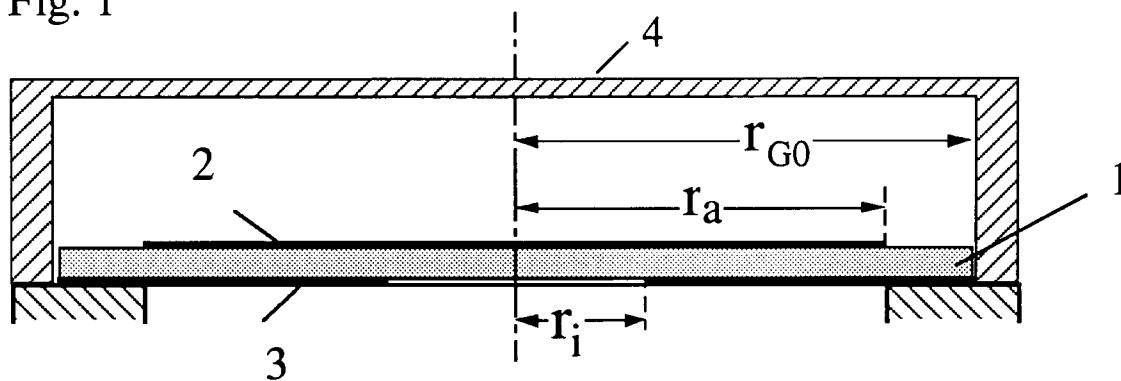


Fig. 2

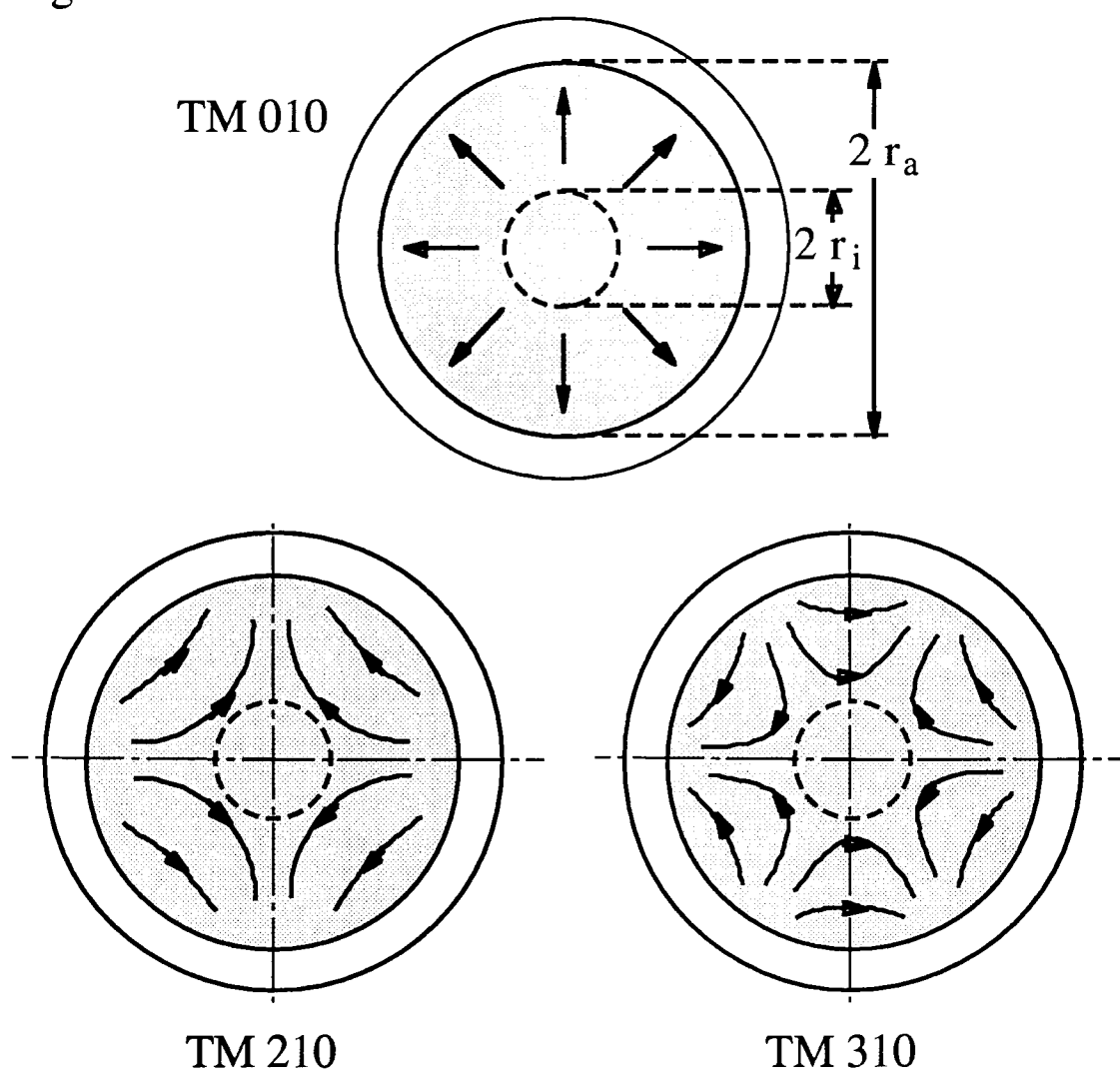


Fig. 3

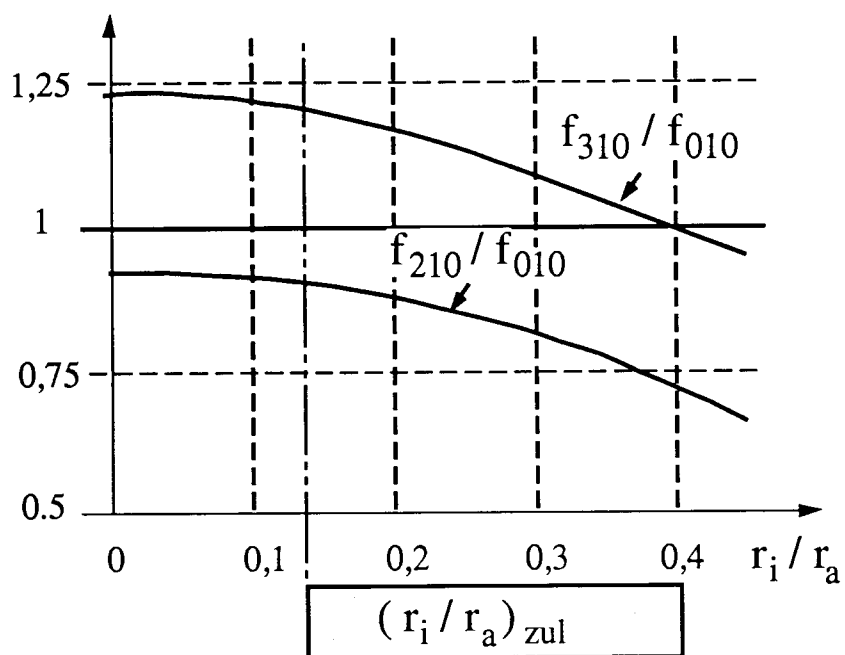


Fig. 4

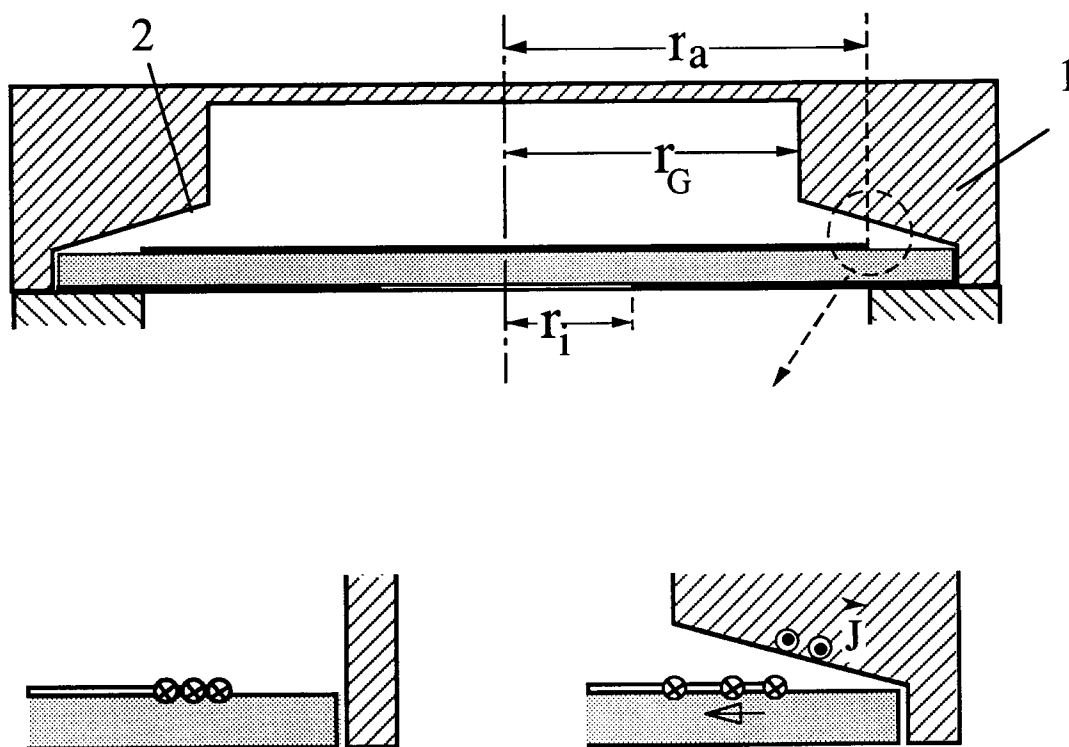


Fig. 5

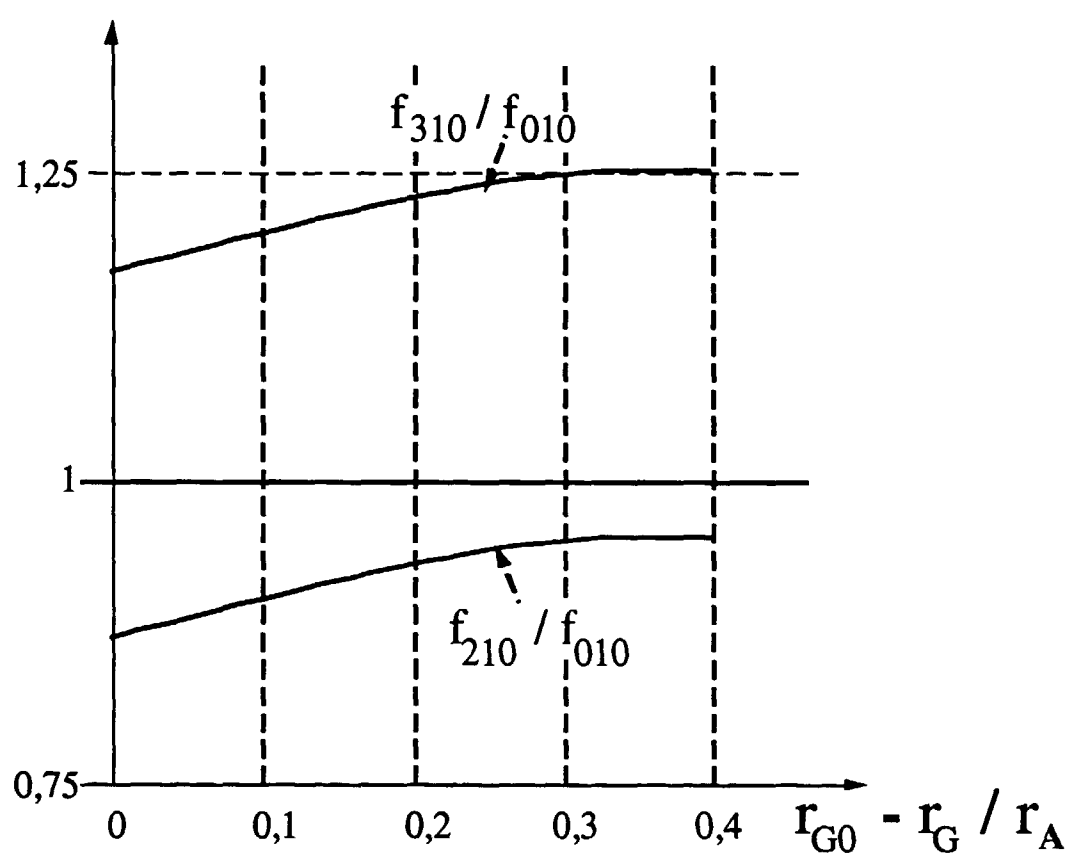


Fig. 6

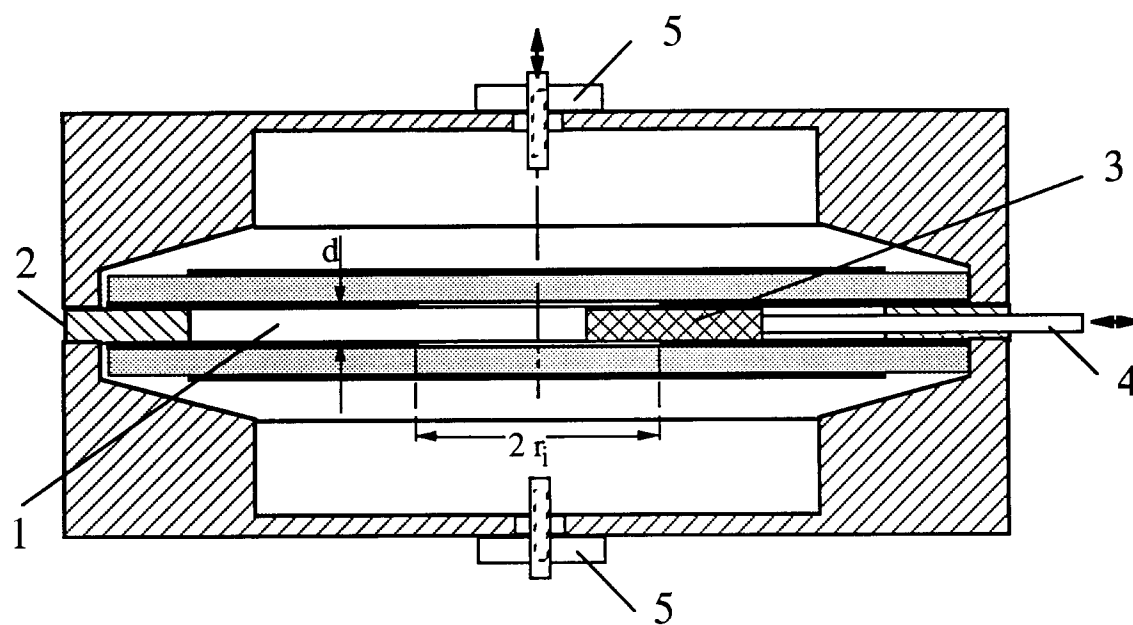


Fig. 7

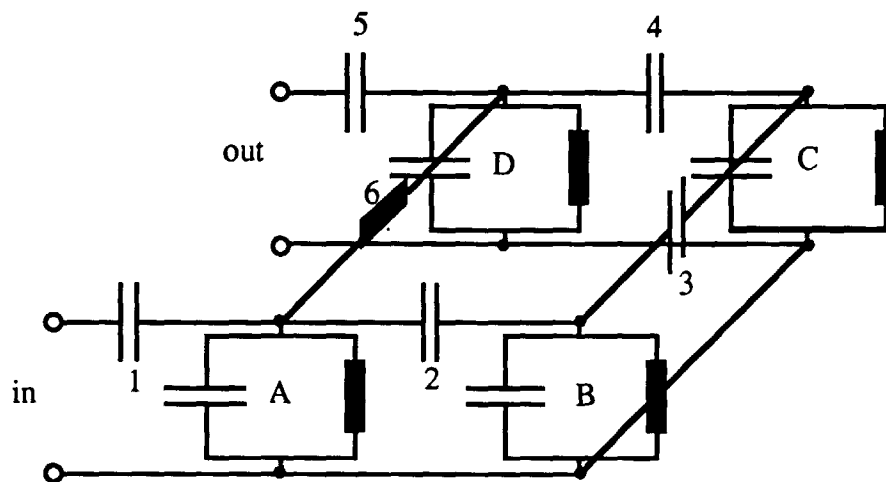
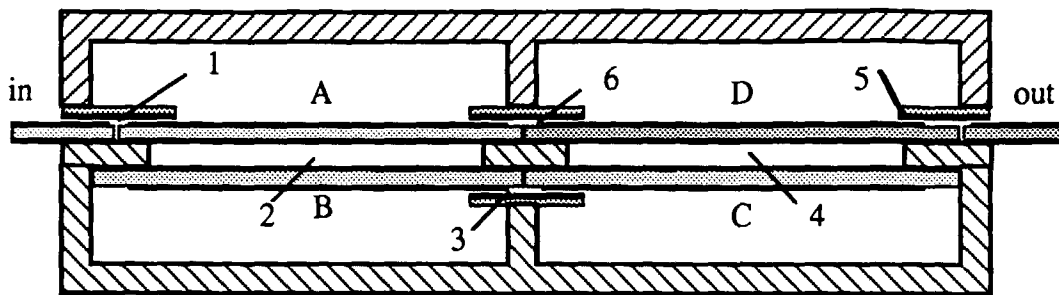


Fig. 8

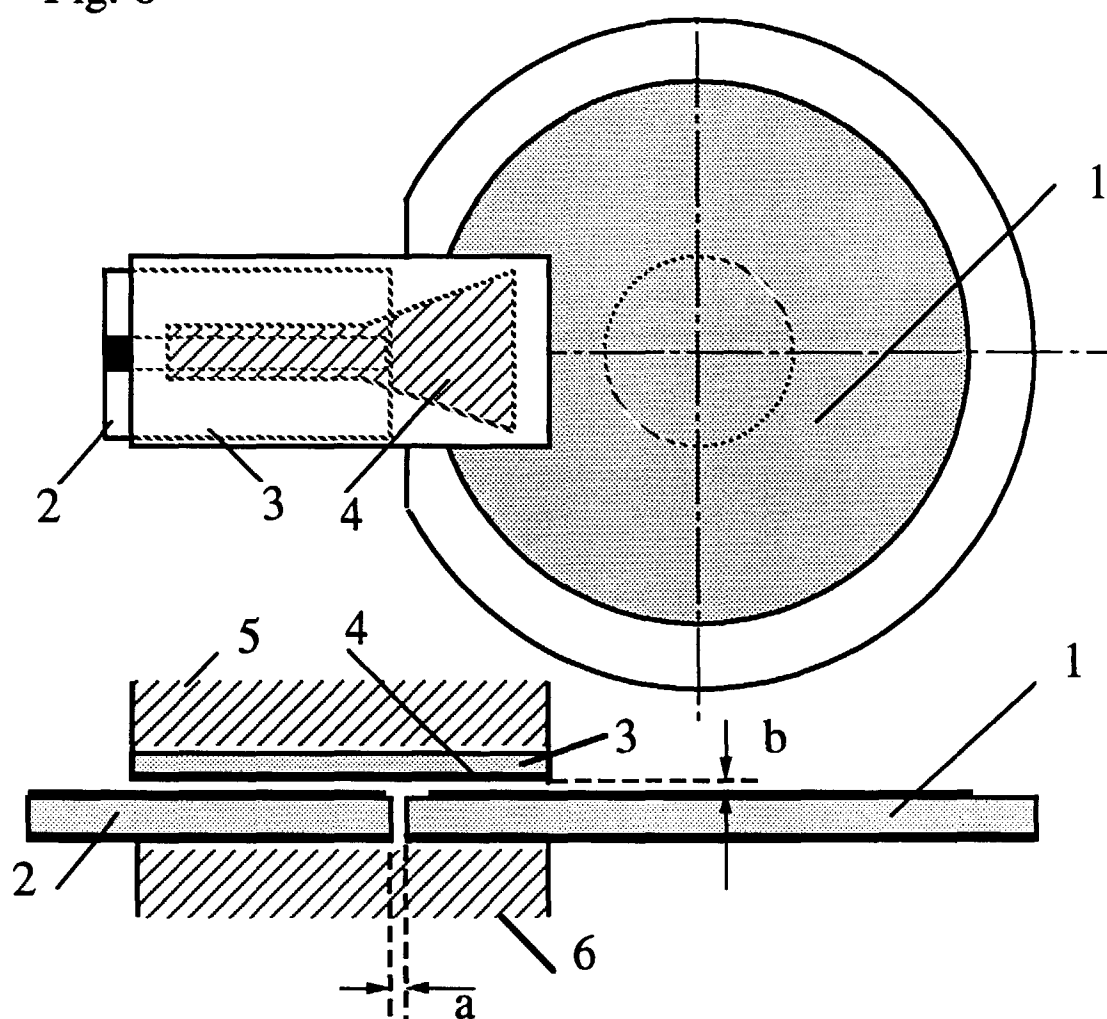


Fig. 9

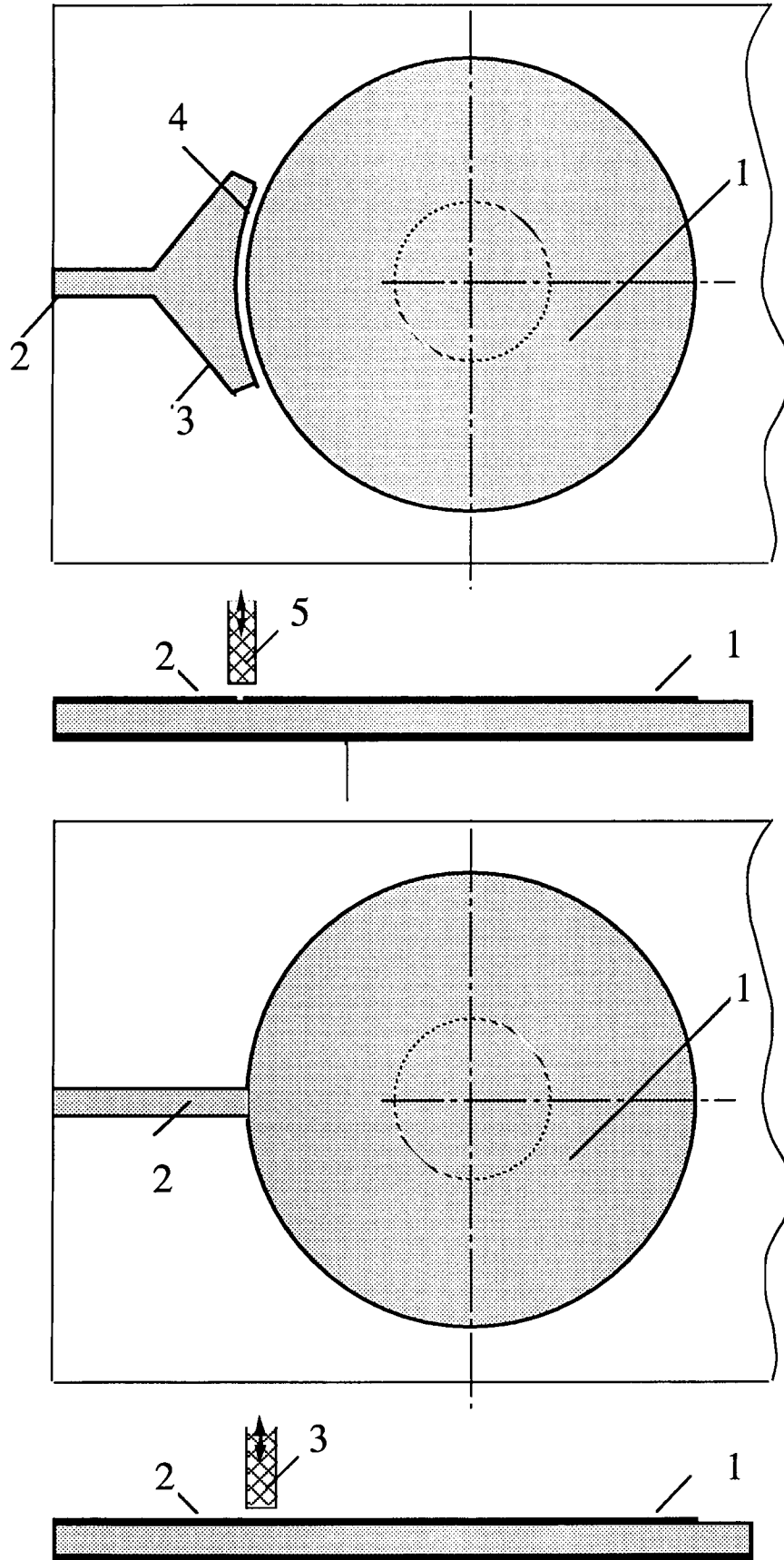


Fig. 10

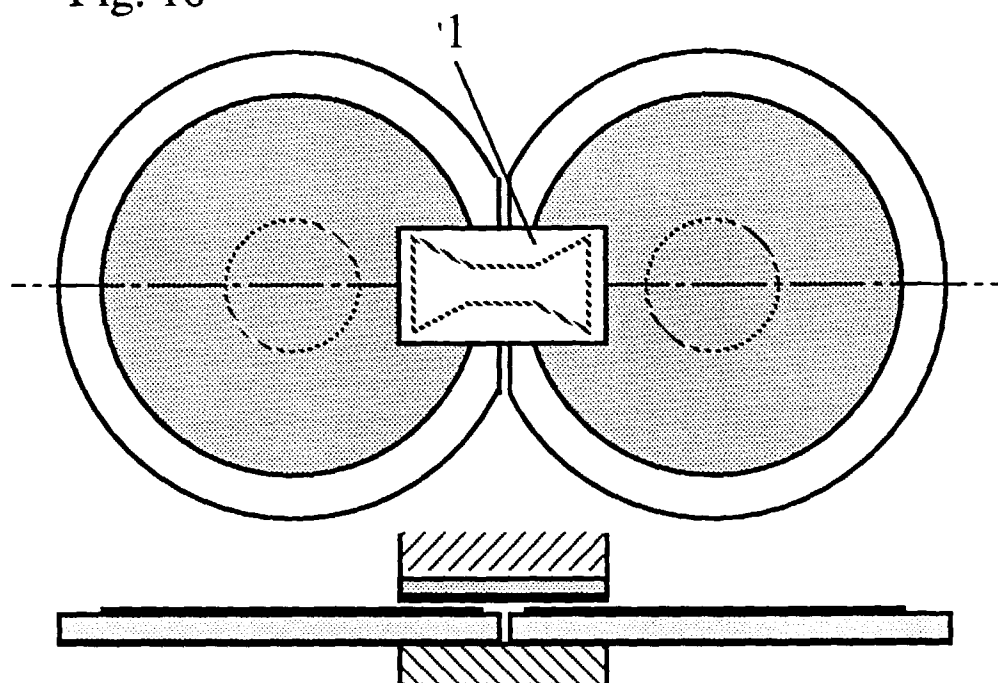


Fig. 11

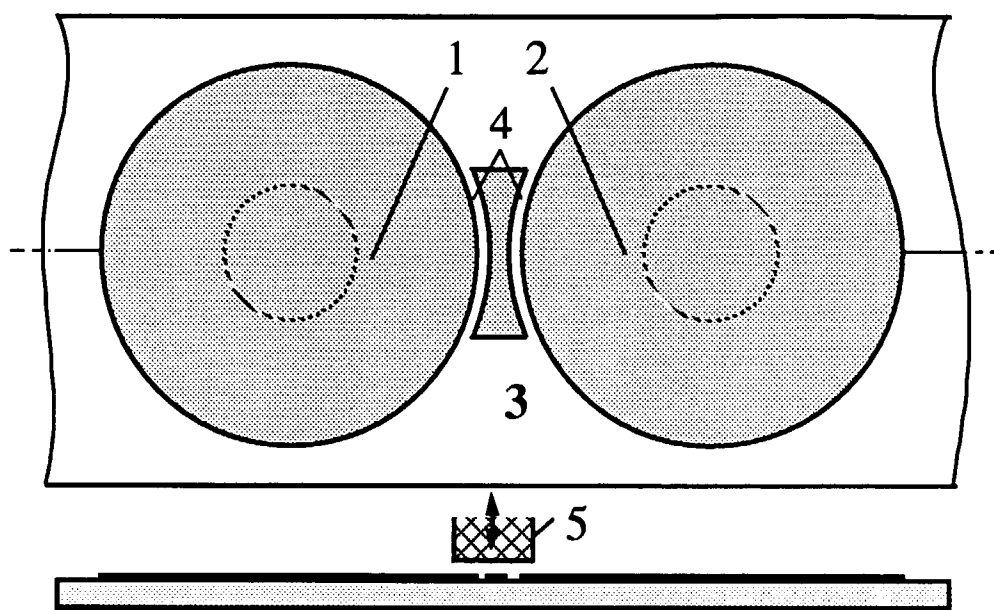


Fig. 12

