



(19)  
Bundesrepublik Deutschland  
Deutsches Patent- und Markenamt

(10) **DE 698 23 363 T2** 2005.05.04

(12) **Übersetzung der europäischen Patentschrift**

(97) **EP 1 008 234 B1**

(21) Deutsches Aktenzeichen: **698 23 363.8**

(86) PCT-Aktenzeichen: **PCT/US98/12696**

(96) Europäisches Aktenzeichen: **98 930 371.4**

(87) PCT-Veröffentlichungs-Nr.: **WO 99/000897**

(86) PCT-Anmeldetag: **18.06.1998**

(87) Veröffentlichungstag  
der PCT-Anmeldung: **07.01.1999**

(97) Erstveröffentlichung durch das EPA: **14.06.2000**

(97) Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung beim EPA: **21.04.2004**

(47) Veröffentlichungstag im Patentblatt: **04.05.2005**

(51) Int Cl.7: **H03H 2/00**  
**H01P 7/08**

(30) Unionspriorität:  
**885473 30.06.1997 US**

(73) Patentinhaber:  
**Superconductor Technologies Inc., Santa  
Barbara, Calif., US**

(74) Vertreter:  
**Viering, Jentschura & Partner, 80538 München**

(84) Benannte Vertragsstaaten:  
**AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT,  
LI, LU, MC, NL, PT, SE**

(72) Erfinder:  
**CORTES, Quitze, Balam, Ventura, US; CARDONA,  
H., Albert, Santa Barbara, US; FENZI, O., Neal,  
Santa Barbara, US; FORSE, J., Roger, Santa  
Barbara, US**

(54) Bezeichnung: **Hochtemperatur-Supraleiter-Strukturen und Verfahren für Strukturen mit hohem Q-Faktor und  
verringertem Intermodulation**

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach der Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents kann jedermann beim Europäischen Patentamt gegen das erteilte europäische Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch ist schriftlich einzureichen und zu begründen. Er gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist (Art. 99 (1) Europäisches Patentübereinkommen).

Die Übersetzung ist gemäß Artikel II § 3 Abs. 1 IntPatÜG 1991 vom Patentinhaber eingereicht worden. Sie wurde vom Deutschen Patent- und Markenamt inhaltlich nicht geprüft.

**Beschreibung**

## Gebiet der Erfindung

**[0001]** Diese Erfindung betrifft Strukturen und Verfahren, welche aus Hochtemperatur-Supraleitern gebildet sind. Insbesondere betrifft sie Vorrichtungen wie beispielsweise Resonatoren, welche einen hohen Q-Faktor und reduzierte Intermodulations-Verzerrungen haben, zur Verwendung als passive Mikrowellen-Vorrichtungen.

## Hintergrund der Erfindung

**[0002]** Elektrische Komponenten gibt es in zahlreichen herkömmlichen Formen, wie beispielsweise Induktoren, Kondensatoren und Widerstände. Ein konzentriertes elektrisches Element ist eines, dessen physikalische Größe im Wesentlichen kleiner als die Wellenlänge des durch das Element hindurchtretenden elektromagnetischen Feldes ist. Ein verteiltes Element ist eines, dessen Größe größer als diejenige eines konzentrierten Elements ist. Beispielsweise würde ein konzentriertes Element in der Form eines Induktors eine physikalische Größe haben, welche eine relativ kleine Splittergruppe der mit dem Schaltkreis verwendeten Wellenlänge ist, typischerweise kleiner als 1/8 der Wellenlänge.

**[0003]** Induktoren, Kondensatoren und Widerstände wurden in nützliche Schaltkreise zusammen gruppiert. Nützliche Schaltkreise, welche derartige Elemente beinhalten, weisen resonante Schaltkreise und Filter auf. Eine spezielle Anwendung war die Bildung von Filtern, welche im Mikrowellen-Bereich nützlich sind, wie beispielsweise oberhalb 500 MHz.

**[0004]** In Anbetracht des Falles von herkömmlichen Mikrowellen-Filtern gab es grundsätzlich drei Typen. Erstens, konzentriertes-Element-Filter nutzten getrennt hergestellte, an Luft gewundene Induktoren und Parallelplatten-Kondensatoren, welche zusammen in einen Filter-Schaltkreis verdrahtet sind. Diese herkömmlichen Komponenten sind relativ klein im Vergleich zu der Wellenlänge und sorgen folglich für ein ziemlich kompaktes Filter. Das Verwenden von getrennten Elementen hat sich jedoch als schwierig beim Herstellen erwiesen und resultierte in großen Schaltkreis-zu-Schaltkreis-Unterschieden. Die zweite herkömmliche Filter-Struktur nutzt mechanisch verteilte Element-Komponenten. Gekoppelte Stäbe oder Stangen werden verwendet, um Übertragungsleitung-Netzwerke zu bilden, welche als ein Filter-Schaltkreis angeordnet sind. Normalerweise ist die Länge der Stäbe oder Stangen 1/4 oder 1/2 der Wellenlänge bei der Mittenfrequenz des Filters. Dementsprechend können die Stäbe oder Stangen ziemlich groß werden, wobei sie oftmals mehrere Zoll lang sind, woraus Filter mit einer Länge von über einem Fuß resultieren. Drittens wurden gedruckte verteilte Element-Filter verwendet. Im Allgemeinen weisen sie eine einzelne Schicht aus Metall-Spuren auf, welche auf ein isolierendes Substrat gedruckt sind, mit einer Bodenfläche auf der Rückseite des Substrats. Die Spuren sind zum Bilden eines Filters als Übertragungsleitung-Netzwerk angeordnet. Die Größe dieser Filter kann wiederum extrem groß werden. Die Strukturen leiden auch unter zahlreichen Antworten bei Vielfachen der Mittenfrequenz.

**[0005]** Zahlreiche dünn-schichtige konzentriertes-Element-Strukturen wurden vorgeschlagen. Swanson US-Patent Nr. 4,881,050, erteilt am 14. November 1989, offenbart ein Dünnschicht-Mikrowellen-Filter, welches konzentrierte Elemente verwendet. Insbesondere wird ein Kondensator- $\pi$ -Netzwerk offenbart, welches spiralförmige Induktoren und Kondensatoren verwendet. Im Allgemeinen wird eine Mehrschicht-Struktur, ein dielektrisches Substrat mit einer Grundebene auf einer Seite des Substrats und mehreren dünn-schichtigen Metallschichten und Isolatoren auf der anderen Seite, verwendet. Filter werden gebildet, indem die Metall- und Isolationsschichten zum Bilden eines kapazitiven  $\pi$ -Netzwerks und spiralförmiger Induktoren konfiguriert werden. Swanson US-Patent Nr. 5,175,518 mit dem Titel „Wide Percentage Band With Microwave Filter Network and Method of Manufacturing Same“ offenbart eine konzentriertes-Element-Dünnschicht-basierende Struktur. Insbesondere weist ein Aluminiumsubstrat eine Grundebene auf einer Seite und mehrschichtige Platten-ähnliche Strukturen auf der anderen Seite auf. Eine dielektrische Siliziumnitrid-Schicht ist über der ersten Platte auf dem Substrat aufgebracht und eine zweite und eine dritte Kondensatorplatte sind auf dem Dielektrikum über der ersten Platte aufgebracht.

**[0006]** Historisch wurden solche konzentriertes-Element-Schaltkreise unter Verwendung normaler, das heißt, nicht-supraleitender Materialien hergestellt. Diese Materialien haben einen inhärenten Verlust und im Ergebnis haben die Schaltkreise verschiedene Verlustgrade. Bei resonanten Schaltkreisen ist der Verlust besonders kritisch. Das Q einer Vorrichtung ist ein Maß ihres Leistungsverlustes oder Verlustgrades. Aus normalen Metallen hergestellte resonante Schaltkreise haben Q's von im besten Falle in der Größenordnung einiger weniger hundert.

**[0007]** Mit der Entdeckung der Hochtemperatur-Supraleitung im Jahre 1986 wurden Anstrengungen unternommen, elektrische Vorrichtungen aus diesen Materialien herzustellen. Die Mikrowellen-Eigenschaften der Hochtemperatur-Supraleiter haben sich seit ihrer Entdeckung wesentlich verbessert. Epitaktische supraleitende dünne Schichten werden nun routinemäßig hergestellt und sind kommerziell erhältlich. Siehe hierzu z. B. R. B. Hammond et al.: „Epitaxial  $Tl_2Ca_4Ba_2Cu_2O_8$  Thin Films With Low 9.6 GHz Surface Resistance at High Power and Above 77K" in Appl. Phys. Lett., Band 57, Seiten 825–827, 1990. Verschieden Filterstrukturen und Resonatoren wurden hergestellt. Andere diskrete Schaltkreise für Filter im Mikrowellenbereich wurden beschrieben. Siehe hierzu z. B. S. H. Talisa et al.: „Low- and High-Temperature Superconducting Microwave Filters" in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Band 39, Nr. 9, September 1991, Seiten 1448–1554.

**[0008]** Das am 22. Januar 1993 veröffentlichte japanische Patent 05 015055 A offenbart einen spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Strombegrenzer, welcher den Leistungsverlust minimieren kann, indem die reaktive Komponente zum Zeitpunkt der Supraleitung reduziert wird.

**[0009]** Der Bedarf an kompakten, zuverlässigen Schmalband-Filtern war nie stärker. Anwendungen in den Gebieten der Telekommunikation sind von besonderer Wichtigkeit. Da mehr Nutzer das Mikrowellen-Band nutzen wollen, wird die Verwendung von Schmalband-Filtern die Anzahl der Nutzer im Spektrum erhöhen. Der Bereich von 800 bis 2.000 MHz ist von besonderem Interesse. In den Vereinigten Staaten wird der 800 bis 900 MHz-Bereich für analoge Zell-Kommunikationen verwendet. Die persönlichen Kommunikationsservices sind für den 1.800 bis 2.000 MHz-Bereich geplant.

**[0010]** Viele passive Mikrowellen-Vorrichtungen, beispielsweise Resonatoren, Filter, Antennen, Verzögerungsleitungen und Induktoren, wurden in planarer Form unter Verwendung von Hochtemperatur-Supraleiter-Dünnschichten hergestellt. Wie beschrieben, sind solche Strukturen oftmals kleiner als herkömmliche Technologien in Bezug auf physikalische Größe. Diese Vorrichtungen sind jedoch unter dem gegebenen Zwang der Herstellung hochqualitativer epitaktischer Schichten auch in ihrer Größe beschränkt. Als ein Ergebnis haben in HTS-Schichten hergestellte Vorrichtungen oftmals eine quasi-konzentriertes-Element-Natur auf, das heißt, die nominale Größe der Vorrichtung ist kleiner als die Betriebswellenlänge. Dies hat oftmals ein Falten von Vorrichtungen zur Folge, was zu signifikanter Kopplung zwischen Leitungen führt.

**[0011]** Trotz des klaren Wunsches verbesserter elektrischer Schaltkreise, einschließlich des bekannten Wunsches nach einer Konversion der Schaltungsanordnung, um supraleitende Elemente zu enthalten, waren die bis heute durchgeführten Anstrengungen in jeglicher Hinsicht weniger als zufrieden stellend. Es wurde nachgewiesen, dass es besonders schwierig ist, Hochtemperatur-supraleitende Materialien zum Bilden von Schaltkreisen ohne erhebliche Erniedrigung des intrinsischen Q der supraleitenden Schicht zu substituieren. Diese Probleme enthalten Schaltkreis-Struktur, Strahlungsverlust und Strahlungswechsel und blieben trotz des klaren Wunsches nach einem verbesserten Schaltkreis bestehen.

#### Zusammenfassung der Erfindung

**[0012]** Dieses Patent betrifft verschiedene neue Strukturen und Verfahren zum Herstellen von Hochtemperatur-supraleitender Vorrichtungen, insbesondere von Resonatoren. Diese Vorrichtungen haben hohes Q, das heißt, mindestens mehr als 1.000, vorzugsweise mehr als 25.000, und insbesondere mehr als 50.000. Im Allgemeinen reduzieren diese innovativen Strukturen die maximalen Stromdichten relativ zu bekannten Strukturen. Ein wesentliches Ergebnis der reduzierten Stromdichte sind reduzierte Intermodulationseffekte.

**[0013]** Diese Erfindung stellt einen Filter mit einer Mehrzahl von seitlich gekoppelten, spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonatoren bereit, wobei jeder spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Resonator eine fundamentale Resonanzfrequenz hat und das Filter aufweist: eine Mehrzahl von langen Gängen; eine Mehrzahl von die langen Gänge verbindenden Wendungen; wobei die Wendungen die langen Gänge in einer spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Konfiguration verbinden, wobei die spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Konfiguration eine elektrische Länge definiert, welche ausreichend zum Versorgen von Resonanz entweder bei der fundamentalen Resonanzfrequenz oder bei Harmonischen der fundamentalen Resonanzfrequenz ist, wobei die Konfiguration dadurch gekennzeichnet ist, dass es eine ungerade Anzahl von langen Gängen  $N$  mit  $N \geq 5$  gibt, wobei ein erster langer Gang mittels Wendungen einer ersten Händigkeit an eine Mehrzahl von zusätzlichen langen Gängen bis zu dem  $(N + 1)/2$ -ten langen Gang angeschlossen ist, wobei die erste Händigkeit derart ist, dass ein von einem gegebenen langen Gang durch eine Wendung mit der ersten Händigkeit und in einen anderen gegebenen langen Gang fließender Strom bezüglich der spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Konfigu-

ration in eine von entweder in Uhrzeigerrichtung oder entgegen Uhrzeigerrichtung fließen würde, und wobei der  $(N + 1)/2$ -te lange Gang mittels Wendungen von zu der ersten Händigkeit entgegen gesetzter Händigkeit an eine Mehrzahl von langen Gängen bis zu dem N-ten langen Gang angeschlossen ist, und wobei die entgegen gesetzte Händigkeit derart ist, dass ein von einem gegebenen langen Gang durch eine Wendung mit der entgegen gesetzten Händigkeit und in einen anderen gegebenen langen Gang fließender Strom bezüglich der spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Konfiguration in die andere von entweder in Uhrzeigerrichtung oder entgegen Uhrzeigerrichtung fließen würde, wobei der Filter zusätzlich dadurch gekennzeichnet ist, dass bei einem ersten der spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonatoren dessen erster langer Gang an einen Eingang angeschlossen ist und bei einem letzten der spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonatoren dessen N-ter langer Gang an einen Ausgang angeschlossen ist.

#### Kurze Beschreibung der Zeichnungen

[0014] **Fig. 1** ist eine Draufsicht auf einen quasi-konzentriertes-Element-Resonator mit breiten Eingangs- und Ausgangs-Anschlussflecken in einer geschlängelten oder zick-zack-förmigen Induktor-Struktur.

[0015] **Fig. 2** ist eine Auftragung der Strom- und Spannungsverteilungen eines halbe-Wellenlänge-Resonators bei seiner fundamentalen Resonanzfrequenz, aufgetragen über einer halbe-Wellenlänge-Resonator-Struktur.

[0016] **Fig. 3** ist eine Draufsicht auf einen zick-zack-förmigen Schlangenresonator, welcher keine signifikanten Eingangs- und Ausgangs-Anschlussfleck-Strukturen hat.

[0017] **Fig. 4** ist eine Draufsicht auf eine spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Struktur, welche keine signifikanten Eingangs- und Ausgangs-Anschlussfleck-Strukturen hat.

[0018] **Fig. 5** ist eine Draufsicht auf eine spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Struktur mit Eingangs- und Ausgangs-Anschlussflecken.

[0019] **Fig. 6** ist eine Draufsicht auf einen spiralförmigen Schlangen-Resonator, welcher keine signifikanten Eingangs- und Ausgangs-Anschlussflecken hat.

[0020] **Fig. 7** ist der spiralförmige Schlangen-Resonator auf **Fig. 6**, bei welchem die Endabschnitte verschoben von den linearen Abschnitten der Struktur dargestellt sind.

[0021] **Fig. 8** ist eine Draufsicht auf einen konzentriert hineinführenden, spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonator mit einer Breite in der mittleren Struktur.

[0022] **Fig. 9** ist ein Graph des Intermodulationsprodukts als eine Funktion der Eingangsleistung für den konzentriertes Element spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonator und der Breite in dem mittleren spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonator.

[0023] **Fig. 10** ist eine Emulation eines Resonators unter Verwendung eines elektromagnetischen Simulators.

[0024] **Fig. 11** ist ein zick-zack-förmiger Resonator, welcher Leiterbreiten mit ungleichmäßiger Dicke hat.

[0025] **Fig. 12** ist eine Darstellung der elektromagnetischen Simulation.

[0026] **Fig. 13** ist eine Ausgabe der elektromagnetischen Simulation.

[0027] **Fig. 14** ist eine Auftragung der Intermodulations-Leistungsausgabe als eine Funktion der Leistungseingabe beim Vergleich eines gleichförmigen zick-zack-förmigen Schlangen-Resonators mit einer dicken zick-zack-förmigen Schlange.

[0028] **Fig. 15** zeigt resonante Moden für einen idealen geradlinigen Resonator für festgehaltene Frequenz und gespeicherte Energie (belastetes Q), welche die Reduktion der Peak-Energie/Strom-Dichte zeigt, wenn höhere Moden verwendet werden.

[0029] **Fig. 16** zeigt einen Graphen des Intermodulationsprodukts gegen Eingabeleistung für die Fundamen-

tale und die erste Harmonische eines spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonators.

[0030] [Fig. 17a](#) ist eine Draufsicht auf einen zick-zack-förmigen oder geschlängelten Resonators bei seiner ersten Harmonischen und [Fig. 17b](#) ist eine Draufsicht auf einen in den Peaks breiten Resonator (wide at peaks resonator) bei seiner ersten Harmonischen.

[0031] [Fig. 18a](#), b, c und d zeigen Ausgaben von elektromagnetischen Simulationen für die Größe in der fundamentalen Mode ([Fig. 18a](#)), die Phase in der fundamentalen Mode ([Fig. 18b](#)), die Größe in der ALF-Mode ([Fig. 18c](#)) und der Phase in der ALF-Mode ([Fig. 18d](#)).

[0032] [Fig. 19](#) zeigt Sonnet-Querschnitte für zick-zack-förmige, spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende, spiralförmige und ALF-spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Resonatoren.

[0033] [Fig. 20](#) zeigt eine Draufsicht auf einen Haarnadel-Resonator.

[0034] [Fig. 21a](#) zeigt einen Graphen des unbelasteten Q's ( $Q_0$ ) als eine Funktion des Lückenabstandes.

[0035] [Fig. 21b](#) zeigt einen Graphen der Intermodulation als eine Funktion der Lückenbreite.

[0036] [Fig. 22](#) zeigt einen Graphen der Intermodulations-Leistung als eine Funktion der Eingangsleistung für einen Haarnadel-Resonator.

[0037] [Fig. 23a](#) und [Fig. 23b](#) zeigen Graphen des Stromes in dem Haarnadel-Resonator in der fundamentalen Mode ([Fig. 23a](#)) und der harmonischen Mode ([Fig. 23b](#)).

#### Detaillierte Beschreibung der Erfindung

[0038] [Fig. 1](#) zeigt eine Draufsicht eines quasi-konzentriertes-Element-Resonators, welcher vergrößerte Eingangs- und Ausgangs-Anschlussflecken aufweist. Ein Eingangs-Anschlussfleck **10** (die Bezeichnung von Eingang und Ausgang ist beliebig und austauschbar) und ein Ausgangs-Anschlussfleck **16** sind auf gegenüberliegenden Seiten eines geschlängelten oder zick-zack-förmigen Resonatorbereichs **18** angeordnet. Im Allgemeinen parallele lange Gänge **12** sind im Wesentlichen parallel zu der längeren Kante des Eingangs-Anschlussflecks **10** und des Ausgangs-Anschlussflecks **16** angeordnet. Ein erster langer Gang **12** benachbart zu dem Eingangs-Anschlussfleck **10** ist an eine erste Wendung **14** angeschlossen, welche den Eingangs-Anschlussfleck **10** mit dem ersten langen Gang **12** elektrisch koppelt. Benachbarte lange Gänge **12** werden dann mit ihren nächsten Nachbar-langen Gängen **12** mittels entsprechender Wendungen **14** gekoppelt.

[0039] Der Eingangs-Anschlussfleck **10** und der Ausgangs-Anschlussfleck **16** dienen zum Erhöhen der Äquivalent-Kapazität bezogen auf Masse relativ zu einer Struktur, welche keine oder kleinere Eingangs- und Ausgangs-Anschlussflecken aufweist. Vorzugsweise wird der Betrag der Äquivalent-Kapazität bezogen auf Masse in Übereinstimmung mit den elektrischen Erfordernissen des Schaltkreises ausgewählt. Wie in [Fig. 1](#) dargestellt ist, übersteigt die von dem Eingangs-Anschlussfleck **10** und dem Ausgangs-Anschlussfleck **16** eingenommene Gesamtfläche die von dem zick-zack-förmigen Resonatorbereich **18** eingenommene Fläche.

[0040] Die Mittenfrequenz eines solchen Resonators beträgt

$$f_c \propto 1/\sqrt{LC}.$$

[0041] Eine Resonanzbedingung ist, dass die in dem Magnetfeld  $W_1$  gespeicherte Energie und die in dem elektrischen Feld  $W_c$  gespeicherte Energie gleich sein müssen:

$$W = W_c = W_1 = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} LI^2 .$$

[0042] Dann ist das unbelastete Q sehr viel größer als das belastete Q, wie es oft der Fall ist für supraleitende Filter, dann ist die gespeicherte Energie in der Resonanz,  $W_1$  wird mittels des belasteten Q's ermittelt. Wenn die Frequenz und das belastete Q festgehalten werden, ist somit klar, dass wir zum Zwecke der Verminderung des zirkulierenden Stromes L erhöhen müssen, während wir gleichzeitig C zum Bewahren der Resonanzfrequenz verringern müssen.

[0043] **Fig. 2** zeigt die Strom- und Spannungsverteilungen eines halbe-Wellenlänge-Resonators bei seiner fundamentalen Resonanzfrequenz. Ein Mikrostreifen-Format kann verwendet werden, um eine halbe-Wellenlänge-Übertragungsleitung zu implementieren. Solche Strukturen haben im Allgemeinen eine entlang der Leitung **20** verteilte Induktivität und Kapazität, welche den Resonator bilden. Die Stromverteilung in solch einer Struktur bei Resonanz hat die Form  $\sin(\pi x/l)$  mit einem Maximum in der Mitte des Resonators. Die Spannungsverteilung hat die Form  $\cos(\pi x/l)$  mit Maxima an den Enden des Resonators.

[0044] **Fig. 3** zeigt eine Draufsicht eines zick-zack-förmigen oder geschlängelten Schlangen-Resonators **30**. Ein erster langer Gang **32** ist an einen nächsten benachbarten langen Gang **34** mittels einer Wendung **36** angeschlossen. In ähnlicher Weise ist der dritte lange Gang **38** an den nächsten benachbarten langen Gang **34** mittels Wendung **40** angeschlossen. Dieses Muster wird wiederholt, bis ein letzter langer Gang **42** erreicht ist.

[0045] **Fig. 3** unterscheidet sich von **Fig. 1** prinzipiell darin, dass der Eingangs-Anschlussfleck **10** und der Ausgangs-Anschlussfleck **16** von **Fig. 1** eliminiert oder in der Größe signifikant reduziert sind. Mittels Reduzierens der Größe der Kondensator-Anschlussflecken **10, 16** wird die effektive Induktivität des quasi-konzentrierten Resonators in **Fig. 3** relativ zu **Fig. 1** erhöht. Für eine feste Frequenz und belastetes Q impliziert dies, dass die Stromdichte in dem Resonator mittels Entfernen der großen Kondensator-Anschlussflecken signifikant reduziert werden kann. Dies hat den Effekt, dass sich die Resonatoren mehr wie gefaltete verteilte (halbe-Wellenlänge-)Resonatoren verhalten. Ein zusätzlicher Stromdichte-Reduzierungs-Vorteil ist, dass die Linienbreite dieser Resonatoren für gewöhnlich größer ist als die Linienbreite bei dem höchsten Strompunkt in ihren QLE-Gegenstücken.

[0046] Für eine erste Abschätzung beträgt das unbelastete Q eines HTS-Resonators  $Q = \omega L/R_s$ , wobei  $\omega$  die Resonanzfrequenz und  $R_s$  ist. Somit sehen wir einen zusätzlichen Vorteil dieser Resonatoren über deren QLE-Gegenstücke, was deren höheren unbelasteten Q's betrifft.

[0047] Unter Verwendung dieser Strukturen können kleinflächige Resonatoren zuverlässig konstruiert werden, welche die folgenden wünschenswerten Eigenschaften aufweisen.

Resonatorfläche (Eingangsleistung : -20 dBm)	Resonanz- frequenz	unbelastets Q	belastes Q	IMD
< 1 cm <sup>2</sup>	850 MHz	> 50.000	~ 1.000	< -80 dBc

[0048] **Fig. 4** zeigt eine Draufsicht eines spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Schlangen-Resonators. Ein erster langer Gang **40** ist mittels einer ersten Wendung **51** an einen zweiten langen Gang **48** angeschlossen. Die erste Wendung **51** hat eine vorgewählte Händigkeit, hier wurde linkshändig genommen, obwohl die Bezeichnung links- und rechtshändig beliebig und daher umkehrbar ist. Der zweite lange Gang **48** ist dann mittels zweiter Wendung **52** angeschlossen, welche die gleiche Händigkeit aufweist wie die erste Wendung **51**. Die zweite Wendung **52** ist an den dritten langen Gang **42** angeschlossen, welcher dann an Wendung **53** angeschlossen ist, welche wiederum die gleiche Händigkeit wie die erste Wendung **51** und die zweite Wendung **52** aufweist. Die dritte Wendung **52** ist an den vierten langen Gang **46** angeschlossen, welcher dann an die vierte Wendung **54** angeschlossen ist, welche wieder die gleiche Händigkeit wie die vorangehenden Wendungen **51, 52** und **53** aufweist. Ein fünfter langer Gang **45** ist an die vierte Wendung **54** angeschlossen. Der fünfte lange Gang **45**, welcher der mittlere lange Gang ist, nämlich die Symmetrielinie für den Resonator, ist dann an eine erste Wendung mit entgegen gesetzter Händigkeit **61** angeschlossen, welche ihrerseits an einen sechsten langen Gang **44** angeschlossen ist. Der Gang **44** ist an eine zweite Wendung mit entgegen gesetzter Händigkeit **62** angeschlossen, welche die gleiche Händigkeit wie die erste Wendung mit entgegen gesetzter Händigkeit **61** hat, welche entgegen gesetzt zu der Händigkeit der ersten Wendung **51** ist. Die zweite Wendung mit entgegen gesetzter Händigkeit **62** ist an den siebten langen Gang **47** angeschlossen, welcher an die dritte Wendung mit entgegen gesetzter Händigkeit **63** angeschlossen ist, welche an den siebten langen Gang **42** angeschlossen ist, welcher an die vierte Wendung mit entgegen gesetzter Händigkeit **64** angeschlossen ist, welche an den neunten oder letzten langen Gang **49** angeschlossen ist.

[0049] Die spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Struktur von **Fig. 4** kann mit verschiedener Anzahl von langen Gängen und Wendungen ausgeführt sein. Die folgenden Kriterien beschreiben im Allgemeinen die Topologie der spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Struktur. Die spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Struktur weist eine ungerade Anzahl an langen Gängen auf,

welche mit  $N$  identifiziert werden, wobei  $N > 5$  gilt. Wenn die langen Gänge sequentiell von 1 bis  $N$  nummeriert werden, wird der erste lange Gang mittels einer Wendung mit einer ersten Händigkeit an den  $N$ -ersten langen Gang angeschlossen. Langer Gang  $N - 1$  ist mittels einer zweiten Wendung mit erster Händigkeit an langen Gang **3** angeschlossen. Diese Reihenfolge wird wiederholt, bis eine Wendung mit erster Händigkeit an einen langen Gang  $(N + 1)/2$  angeschlossen ist. Der lange Gang  $(N + 1)/2$  wird mittels einer Wendung mit entgegen gesetzter Händigkeit an einen langen Gang  $(N + 3)/2$  angeschlossen. Der lange Gang  $(N + 3)/2$  wird mittels einer zweiten Wendung mit entgegen gesetzter Händigkeit an einen langen Gang  $(N - 3)/2$  angeschlossen. Dieses Verfahren wird wiederholt, bis der letzte lange Gang ( $N$ ) erreicht ist.

**[0050]** [Fig. 5](#) zeigt eine Draufsicht eines konzentriertes Element spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonators mit vergrößerten Eingangs- und Ausgangs-Anschlussflecken. Im Vergleich zu [Fig. 4](#), in welcher neun lange Gänge **40**, **41**, ... **49** verwendet werden, hat [Fig. 5](#) sieben lange Gänge **71**, **72**, ... **77**. Der erste lange Gang **71** hat eine vergrößerte Breite relativ zu anderen Gängen, was dazu dient, dass er eine vergrößerte Kapazität hat. Der erste lange Gang **71** ist über eine erste Wendung mit erster Händigkeit **81** an den sechsten langen Gang **76** angeschlossen. Der lange Gang **76** ist mittels der zweiten Wendung mit erster Händigkeit **82** an den dritten langen Gang **73** angeschlossen, welcher seinerseits mittels der dritten Wendung mit erster Händigkeit **83** an den zentralen langen Gang **83** angeschlossen ist. Der zentrale lange Gang **83** ist seinerseits an eine erste Wendung mit entgegen gesetzter Händigkeit **84** angeschlossen, welche an den fünften langen Gang **75** angeschlossen ist, welcher über eine zweite Wendung mit zweiter Händigkeit **85** an den zweiten langen Gang **72** angeschlossen ist, welcher seinerseits über die dritte Wendung mit zweiter Händigkeit **86** an den letzten langen Gang oder den Ausgangs-Kondensator-Anschlussfleck **77** angeschlossen ist. Der Ausgangs-Kondensator-Anschlussfleck **77** hat eine Breite, welche relativ zu den anderen innenliegenden langen Gängen vergrößert ist, und ist mit der gleichen Breite wie der erste Eingangs-Kondensator-Anschlussfleck oder lange Gang **71** dargestellt.

**[0051]** [Fig. 6](#) zeigt eine Draufsicht eines spiralförmigen Schlangen-Resonators. Ein erster langer Gang **91** ist mittels einer ersten Wendung **101** an einen zweiten langen Gang **92** angeschlossen. Der zweite lange Gang **92** ist mittels einer zweiten Wendung **102** an einen dritten langen Gang **93** angeschlossen, welcher zwischen dem ersten langen Gang **91** und dem zweiten langen Gang **92** angeordnet ist. Die zweite Wendung **102** hat die gleiche Händigkeit wie die erste Wendung **101**. Der dritte lange Gang **93** ist an einen vierten langen Gang **94** angeschlossen, welcher zwischen dem zweiten langen Gang **92** und dem dritten langen Gang **93** angeordnet ist. Die dritte Wendung **103** hat die gleiche Händigkeit wie die erste Wendung **101** und die zweite Wendung **102**. Diese Struktur wird wiederholt, bis sie in einem letzten langen Gang **95** endet, welcher zentral zwischen dem ersten langen Gang **91** und dem zweiten langen Gang **92** angeordnet ist.

**[0052]** [Fig. 7](#) zeigt einen spiralförmigen Schlangen-Resonator, bei dem zur Klarheit die Wendungsabschnitte (entsprechend zu **101**, **102**, **103** und **104** in [Fig. 6](#)) von den langen Gängen (**91**, **92**, ... **95** in [Fig. 6](#)) physikalisch versetzt sind. Im Betrieb wären diese Abschnitte wie in [Fig. 6](#) gezeigt angeschlossen. [Fig. 7](#) unterscheidet sich von [Fig. 6](#) darin, dass sie sieben lange Gänge enthält, im Gegensatz zu neun langen Gängen in [Fig. 6](#). Unter der Annahme eines gleichen Anzahlschemas wie für [Fig. 6](#) zeigt [Fig. 7](#), dass die gerade nummerierten Wendungen **102**, **104**, welche an einem Ende der langen Gänge kollektiv versetzt sind, miteinander konzentrisch um einen Punkt **110** herum sind. Die auf der rechten Seite der langen Gänge angeordneten Wendungen **101**, **103** sind miteinander konzentrisch um einen Punkt **112** herum angeordnet. Das Zentrum des Radius **12** ist an dem Ende des letzten langen Ganges **95** angeordnet. Im Gegensatz hierzu ist das Zentrum der Krümmung **110** an dem Ende von und zwischen dem letzten langen Gang **95** und dem vorangehenden letzten langen Gang angeordnet. Wenn es  $N$  lange Gänge gibt und die Nummerierungskonvention besagt, dass die langen Gänge beginnend mit dem äußersten langen Gang sequentiell nummeriert werden, dann ist der zentrale Punkt **110** zwischen den langen Gängen  $N$  und  $N - 1$  angeordnet.

**[0053]** [Fig. 8](#) zeigt eine Draufsicht eines spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonators, welcher eine Breite in dem mittleren Bereich aufweist. Die spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Aspekte der [Fig. 8](#) sind wie oben in Zusammenhang mit [Fig. 4](#) beschrieben. Im Gegensatz hierzu weist [Fig. 8](#) einen zentralen langen Gang **120** auf (verglichen mit dem zentralen langen Gang **45** in [Fig. 4](#)), welcher relativ breiter als die anderen langen Gänge **122** ist. Die Struktur von [Fig. 8](#) weist im Allgemeinen eine quasi-konzentriertes-Element-Struktur auf, welche besonders nützlich für Bandpass- und Bandsperren-Filter ist. In der fundamentalen Resonanzmode liegen die Peak-Zirkulationsströme im Zentrum des Resonators. Das Verbreitern des zentralen Leiters **120** erhöht die Querschnittsfläche der Übertragungsleitung, was einen größeren Stromtransport erlaubt. Im Allgemeinen wird angenommen, dass diese Technik dazu dient, die Belastung großer Peakströme zu verringern. Die Breite des zentralen Leiters **120** in [Fig. 8](#) ist sechsmal so breit wie die Breite der übrigen Leiter **122**. Resonatoren, bei denen die Breite des zentralen langen Ganges **120** min-

destens zweimal so breit wie die übrigen langen Gänge ist, werden jedoch das Konzept dieser Erfindung verwenden.

[0054] [Fig. 9](#) zeigt ein Intermodulations-Produkt als eine Funktion der Eingangsleistung für die Struktur aus [Fig. 5](#) (bezeichnet mit LESISO für konzentriert spiralförmig hineinführend, spiralförmig herausführend) und die Struktur auf [Fig. 8](#) (bezeichnet mit WIMSISO für breit in der Mitte spiralförmig hineinführend, spiralförmig herausführend). Wie ersichtlich ist, hat der breit in der Mitte spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Resonator des in [Fig. 8](#) dargestellten Typs für eine gegebene Leistungseingabe eine geringere Intermodulation im Vergleich zu der konzentriertes-Element spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Struktur der [Fig. 5](#).

[0055] [Fig. 10](#), [Fig. 11](#), [Fig. 12](#) und [Fig. 13](#) betreffen Strukturen mit abgestufter Leiterbreite. [Fig. 11](#) zeigt eine zick-zack-förmige oder geschlängelte Resonatorstruktur, bei welcher jedoch die Breite der Leiter als Funktion der Position innerhalb des Resonators variiert. Äußere lange Gänge **120** sind relativ dünner als benachbarter lange Gänge **122**, welche ihrerseits dünner als die nächsten benachbarten langen Gänge **124** sind, welche ihrerseits wiederum relativ dünner als die benachbarten langen Gänge **126** sind. Der zentrale lange Gang **128** ist vorzugsweise größer als die übrigen langen Gänge.

[0056] Im Allgemeinen dient die hierin offenbarte Technik dem Erhöhen der Leiterbreite eines gefalteten HTS-Resonators als eine Funktion der Stromdichte. In Anbetracht einer Struktur wie beispielsweise [Fig. 3](#) mit gleichförmig breiten langen Gängen **32** und gleichförmigen Abständen zwischen benachbarten langen Gängen, z. B. langer Gang **32** und langer Gang **34**, würde diese, wenn gerade gezogen, unter der Annahme der fundamentalen Mode einem halbe-Welle-Resonator ähnlich sein. In dieser Situation wäre die Stromverteilung entlang der Länge des Resonators  $\sin(Q\pi x/\lambda)$ .

[0057] [Fig. 10](#) zeigt eine Technik zum Simulieren des Resonators in der in [Fig. 11](#) dargestellten Form. Wenn angenommen wird, dass der Resonator lange parallele Gänge aufweist, wobei jeder die gleiche Länge hat, betragen die Ströme in den individuellen Leitungen ohne Berücksichtigung der Wendungen unter der Bedingung des maximalen oder minimalen Stromes in einem Segment wie folgt:

$i$	$I_i/I_{max}$	$I_i/I_{max}$	Verhältnis benachbarter Schenkel
1	0,158384338	1	-
2	0,459649276	2,902113197	2,902113197
3	0,715920617	4,520147809	1,557536699
4	0,902112776	5,695719602	1,26007375
5	1	6,31375561	1,108508854
6	0,902112776	5,695719602	1,26007375
7	0,715920617	4,520147809	1,557536699
8	0,459649276	2,902113197	2,902113197
9	0,158384338	1	-

[0058] Idealerweise wäre die Struktur der abgestuften Resonatoren glatte Linien, wie beispielsweise in den glatten Linien der [Fig. 13](#) dargestellt. In gewissen Anwendungen (wie beispielsweise einer linearen, nicht gefalteten Struktur) kann es wünschenswert sein, dass die Form einiger Leistung der Stromverteilung folgt. Wenn die Resonatoren in die verschiedenen offenbarten Formen gefaltet werden, z. B. spiralförmig hineinführend, spiralförmig herausführend, zick-zack-förmig oder schlangenförmig, modifiziert spiralförmig, resultiert aus dem Verwenden einer kontinuierlichen Veränderung in der Leiterbreite jedoch in Leitern, die nicht parallel sind. Mittels Verwendens der im Allgemeinen parallelen Strukturen, welche hierin als bevorzugte Ausführungsbeispiele offenbart sind, bei denen der Abstand zwischen benachbarten langen Gängen konstant gemacht werden kann, wird das Modellieren solcher Systeme einfacher gemacht. Die Konzepte dieser Erfindung verwendende Vorrichtung können jedoch implementiert werden, bei denen Leiterbreiten kontinuierlich in einigen oder allen Abschnitten des Resonators variieren.

[0059] Vorzugsweise beträgt das Verhältnis der Breiten von außerhalb der langen Gänge **120** an den Enden des Resonators zu den benachbarten Segmenten 1 : 3. Unter gewissen Umständen kann dies jedoch eine Impedanz-Fehlanpassung verursachen, welche signifikant werden kann und die Breite der langen Gänge zu schmal oder fein für praktische Größenanforderungen bei Verwendung der Stromverarbeitungstechnologie machen kann.

[0060] **Fig. 12** zeigt eine Modellierung einer Struktur von **Fig. 11**, wobei das Verhältnis zwischen benachbarten langen Gängen **120, 122** 2 : 3 beträgt. Um einen äquivalenten 9 langer Gang zick-zack-förmigen Resonator mit 0,3 mm Leitern und Abständen aufzubauen, ist die totale Breite somit über die Leiter wie folgt aufgeteilt, wobei die Nummern 6–9 die Nummern 4–1 widerspiegeln:

<i>i</i>	Ideal	Realisierung	Breite (mm)	Abstand (mm)
1	1	2	0,146	0,1825
2	3	3	0,219	0,27375
3	4,5	4,5	0,3285	0,365
4	5,5	5,5	0,4015	0,41975
5	6	6	0,438	

[0061] Alternativ kann der Schaltkreis auf anderen Wegen modifiziert werden. Beispielsweise wenn der Schaltkreis in drei Segmente aufgeteilt wurde, im Gegensatz zu den früher beschriebenen neun Segmenten, wären die Werte ungefähr wie folgt:

<i>i</i>	Ideal	Realisierung	Breite (mm)	Abstand (mm)
1	1	1	0,243	0,243
2	1	1	0,243	0,243
3	1	1	0,243	0,3645
4	2	2	0,486	0,486
5	2	2	0,486	

[0062] **Fig. 13** zeigt eine Modellierung, bei der die Breite der langen Gänge als eine Funktion einer höheren Leistung der Stromdichte variiert wird. Unter bestimmten Umständen kann diese Anordnung Impedanz-Fehlanpassung an den Enden des Resonators ohne irgendeinen nennenswerten Effekt in dem zentralen Bereich des Resonators, wo die Ströme am größten sind, erhöhen.

[0063] **Fig. 14** zeigt einen Graphen der Intermodulations-Leistung als eine Funktion der Eingangsleistung für einen zick-zack-förmigen oder geschlängelten Resonator, wie beispielsweise in **Fig. 3** dargestellt, und einen Resonator mit langen Gängen mit variierender Dicke, wie beispielsweise in **Fig. 11** dargestellt. Die Resonatoren haben substantiell gleiche Resonatorflächen, das heißt, sie nehmen substantiell die gleiche Menge and Gesamtfläche auf einem HTS-Film ein. **Fig. 14** zeigt die Struktur von **Fig. 11** (bezeichnet mit „FAT“ zick-zack Schlange), welche eine Reduktion von bis zu 5 dB beim Intermodulations-Produkt im Vergleich zu der Struktur von **Fig. 3** (bezeichnet mit gleichförmige zick-zack Schlange) hat.

[0064] **Fig. 15** zeigt vier Resonatoren **130, 132, 134** und **136**. Über diesen Resonatoren ist eine Grafik dargestellt, welche den Strom als eine Funktion der Position innerhalb des Resonators anzeigt. Für halbe-Wellenlänge-Resonator **130** ist die Stromverteilung entlang dem Resonator für eine vorgegebene Resonanzfrequenz und gespeicherte Energie bei Linie **130'** dargestellt. Offensichtlich in ähnlicher Weise für Resonator **132** ist dieser bei Linie **132'** dargestellt, wenn er bei der nächsten Modennummer ist (Mode 1, wo Mode 0 die geringste der geordneten Moden ist). Für eine vorgegebene Resonanzfrequenz und gespeicherte Energie ist die Peak-Stromdichte umgekehrt proportional zu der Modennummer. Das Verwenden höherer Moden dient zum Reduzieren der auf den Resonator einwirkenden Belastung und reduziert Intermodulations-Produkte. Diese Entdeckung kann in Verbindung mit irgendeinem der hierin beschriebenen halbe-Wellenlänge-Resonatoren verwendet werden.

**[0065]** [Fig. 16](#) zeigt eine Auftragung des Intermodulations-Produkts als eine Funktion der Eingangsleistung für die fundamentale Harmonische und die erste Harmonische eines spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonators (siehe z. B. [Fig. 4](#) und [Fig. 5](#)). Wie offensichtlich ist, hat die erste Harmonische ein geringeres Intermodulations-Produkt im Vergleich zu der fundamentalen Harmonischen.

**[0066]** [Fig. 17b](#) zeigt einen zick-zack-förmigen oder Schlangen-Resonator, welcher bei einer ersten Harmonischen betreibbar ist, wohingegen im Vergleich [Fig. 3](#) einen zick-zack-förmigen oder Schlangen-Resonator bei der fundamentalen Frequenz darstellen würde. Wenn es erwünscht ist, die Schaltkreisfläche zu bewahren, jedoch die erste Harmonische wie in [Fig. 17b](#) im Kontrast zu der Fundamentalen in [Fig. 3](#) zu verwenden, wird die Breite der langen Gänge reduziert, vorzugsweise halbiert, um die elektrische Länge des Resonators zu verdoppeln. [Fig. 17b](#) zeigt einen Resonator, welcher bei einer ersten Harmonischen betreibbar ist und die oben in Verbindung mit [Fig. 15](#) und [Fig. 16](#) beschriebene, in den Peaks breite Struktur verwendet. Die Struktur von [Fig. 17b](#) hat somit, wenn bei der ersten Harmonischen betrieben, zwei Bereiche entsprechend den relativ breiteren Bereichen der langen Gänge, bei denen die Stromdichte reduziert ist. Diese in den Peaks breite Resonatorstruktur verbessert vorteilhaft die Intermodulations-Leistung. Die Prinzipien der in den Peaks breit Technik kann auch auf spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Schlangenresonatoren angewendet werden. In solchen Resonatoren sind die ungeraden Harmonischen des Resonators aufgrund der Natur des spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Faltens näher an denen eines spiralförmigen Resonators in dessen fundamentaler Mode.

**[0067]** [Fig. 18a](#) und [Fig. 18b](#) zeigen die Größe bzw. die Phase eines modellierten Systems eines spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonators. Die modellierte Struktur basiert auf einem Resonator der in [Fig. 4](#) dargestellten Struktur und ist oben beschrieben. Wie dargestellt, wurde das System modelliert, als hätte es „einzelne Wendungen“, welche linear und im Wesentlichen parallel zu benachbarten „Wendungen“ sind. Obwohl diese Struktur vorteilhaft zum Modellieren verwendet wird, kann sie auch bei physikalischen Implementierungen der Struktur verwendet werden. Die hierin beschriebenen Strukturen können sogar verwendet werden mit runden oder abgerundeten Wendungen, quadratischen Wendungen, auf Gehrung hergestellte Wendungen oder jegliche andere Wendung, welche als Verbindung zwischen den langen Gängen dient, welche materiell das Erreichen der Ziele oder Aufgaben dieser Erfindungen nicht negativ beeinflusst. Eine Quelle für Modellierungssoftware ist Sonnet Software Inc. Programmpaket für planare 3DEM Hilfsmittel (entweder „Sonnet“ oder „em“ genannt) und ist von Sonnet Software Inc., 10207 North Street, Suite 210, Liverpool, New York 13088 erhältlich. Die in [Fig. 18a](#) dargestellte Größe nimmt von den Enden der Resonatoren bis zu einem Maximalwert in der Mitte des Zentralleiters zu. Die Frequenz der Modellierung beträgt 0,71742 GHz. Die Phase zeigt, dass Segmente in den ungerade nummerierten langen Gängen (**40**, **43**, **45**, **47** und **49** in [Fig. 4](#)) eine Phase im Wesentlichen  $180^\circ$  gegenüber derjenigen der gerade nummerierten langen Gängen (**40**, **42**, **44**, **46** und **48** in [Fig. 4](#)) aufweisen.

**[0068]** [Fig. 18c](#) und [Fig. 18d](#) zeigen die Größe bzw. Phase für die Simulation des gleichen spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonators, jedoch bei der ersten Harmonischen. Die Größe zeigt, dass die Größe von den Enden des Resonators auf zwei Peak-Positionen ungefähr bei  $1/4$  und  $3/4$  der Länge des Leiters zunimmt, wobei die Größe von den Peaks zur Mitte des Resonators abnimmt. Die in [Fig. 18d](#) dargestellte Phase zeigt, dass der Resonator im Wesentlichen in der oberen Hälfte eine Phase aufweist, während der Resonator im Wesentlichen in der unteren Hälfte eine Phasendifferenz von  $180^\circ$  aufweist. Die Phasen-Änderung geschieht substantiell in der Mitte des mittleren langen Ganges (langer Gang **45** in [Fig. 4](#)). Es wurde entdeckt, dass die Verwendung einer symmetrischen Mode, das heißt eine, bei welcher Ströme in benachbarten Schenkeln des Resonators in die gleiche Richtung fließen, wie beispielsweise in [Fig. 18b](#) dargestellt, besonders gute Ergebnisse liefert. Insbesondere die Verwendung der symmetrischen Mode dient dazu, Stromdichten relativ zu der asymmetrischen Mode zu reduzieren. Eines der direkten nützlichen Ergebnisse der Reduktion der Stromdichte ist die Reduktion der Intermodulations-Effekte. Obwohl die asymmetrische Mode, das heißt eine, bei welcher Ströme in benachbarten Schenkeln des Resonators in entgegen gesetzte Richtungen fließen, bezüglich Fernfeld-Abschirmung vorteilhaft ist, hat die symmetrische Mode den bereits vorangehend beschriebenen Vorteil, wenn die Fernfeld-Effekte ausreichend beiseite geschoben werden können.

#### Experimentelle Ergebnisse

**[0069]** Die folgende Tabelle stellt Daten hinsichtlich spiralförmiger Resonatoren und spiralförmig hineinführender, spiralförmig herausführender (SISO) Schlangen-Resonatoren der identifizierten Größe und Fläche bereit.

Topologie	spiralförmig	spiralförmig	SISO Schlange	SISO Schlange	SISO Schlange	SISO Schlange
Länge (mm)	10,41	10,41	8,8175	8,8175	16,25	16,37
Breite (mm)	4	4	6,4	6,4	3,6009	7,0025
Fläche (cm <sup>2</sup> )	0,4164	0,4164	0,56432	0,56432	0,58514625	1,14630925
Leiterbreite (mm)	0,4	0,4	0,4	0,4	0,4	1
Abstand (mm)	0,2	0,2	0,2	0,2	0,4	0,5
Frequenz (MHz)	829,285	829,5	849,291	849,19	865,866	869,206
unbelastetes Q	39.800	37.700	27.200	37.000	53.500	65.300
belastetes Q	4.130	4.000	4.130	4.610	3.570	3.440
IMD @-20dBm (dBc)	-55,5	-76	-62,5	-58,5	-66	-69
IMD @-20dBm (dBc) (QL ~ 1.000)	-80,1	-100,1	-87,1	-85,0	-88,1	-90,5

[0070] [Fig. 19](#) zeigt Sonnet-Querschnitte für zick-zack-förmige, spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende, spiralförmige und höhermodige (ALF) spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Resonatoren. Insbesondere zeigt [Fig. 19](#) quantitative Ergebnisse für einen Resonator, wenn dieser in einer vertikalen Richtung wie auf Schnitt [19](#) in [Fig. 18a](#) und [Fig. 18b](#) bezeichnet geschnitten ist. Für die spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Struktur in der fundamentalen Mode ([Fig. 18a](#) und [Fig. 18c](#) und untere linke Figur in [Fig. 19](#) bezeichnet mit SISO) ist es somit ersichtlich, dass der Strom in Richtung von benachbarten langen Gängen alterniert. Daher entsprechen in [Fig. 19](#) SISO die äußersten langen Gänge den Werten 141, 149, die benachbarten langen Gänge entsprechen den Werten 142, 148, und so weiter bis zu dem Wert 145 des zentralen Resonators. Wie ersichtlich ist, fließt der Strom für benachbarte Leiter in entgegengesetzte Richtungen (vergleiche den positiven Wert von 141 mit dem negativen Wert von 142). In dem höhermodigen spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonator ([Fig. 18b](#) und [Fig. 18d](#) und unterer rechter Graph in [Fig. 19](#) bezeichnet mit ALF SISO), wiederum unter Verwendung der gleichen Nummerierungs-Konvention, zeigt, dass benachbarte Resonatoren entsprechend den Signalen **151**, **152**, **153** und **154** alle negativ sind, was anzeigt, dass der Strom in die gleiche Richtung fließt. Im Gegensatz hierzu fließt Strom in langen Gängen entsprechend den Signalen **156**, **157**, **158** und **159** in der gleichen Richtung, wobei diese Richtung entgegengesetzt zu der Richtung des Stromes in den langen Gängen entsprechend den Signalen **151**, **152**, **153** und **154** ist. Wie dargestellt, ist das dem zentralen Resonator entsprechende Signal **155** im Wesentlichen bei 0 gezeigt. Wie aus den Grafiken in [Fig. 19](#) ersichtlich ist, zeigt der Strom Abweichungen an den Kanten der langen Gänge des Resonators. Während der ALF SISO von [Fig. 19](#) bei einer höheren Frequenz (dann eine Harmonische) im Vergleich zu der fundamentalen Frequenz ist, wie sie in dem SISO von [Fig. 19](#) verwendet wird, zeigt der ALF SISO ferner eine tiefere Oberwelle, welche der geringeren Stromdichte im Vergleich zu anderen gezeigten Strukturen entspricht.

[0071] [Fig. 20](#) zeigt eine Draufsicht eines Haarnadel-Resonators **160**. Der Haarnadel-Resonator **160** wird dadurch gekennzeichnet, dass er einen ersten langen Gang **162** mit einer Länge L und einer Breite W und einen zweiten langen Gang **164** ebenfalls mit einer Länge L und einer Breite W aufweist, wobei der erste lange Gang **162** und der zweite lange Gang **164** im Wesentlichen parallel zueinander sind und mittels eines Abstandes G voneinander getrennt sind. Die langen Gänge **162**, **164** sind an Wendung **166** angeschlossen. Der Haarnadel-Resonator **160** ist mit einem Abstand S von Leiter **168** angeordnet und ist im Allgemeinen parallel zu den langen Gängen **162**, **164**. Es wurde entdeckt, dass die besondere Geometrie sowohl die Verluste als auch die Intermodulation in diesen Resonatoren beeinflusst. Die erste harmonische Mode liefert weniger Intermodulati-

on relativ zu der fundamentalen Mode, obwohl die erste harmonische Mode relativ höhere Verluste relativ zu der fundamentalen Mode hat, wobei angenommen wird, dass dies aufgrund der vergrößerten Felder dieser Mode verursacht wird. Im Betrieb kann Mikrowellen-Energie in diese Resonatoren in einer Bandsperren-Art über die Übertragungsleitung **168** gekoppelt werden. Der Abstand  $S$  zwischen den Übertragungsleitung **168** und dem Resonator **160** bestimmt die Stärke der Kopplung und somit der in dem Resonator gespeicherten Energie, welche bezüglich des belasteten Qualitätsfaktors  $Q_L$  der Vorrichtung charakterisiert werden kann.

**[0072]** Die Antwort des Bandsperren-Resonators kann bezüglich dreier Quantitäten charakterisiert werden, der Resonanzfrequenz  $F_0$  und den belasteten und unbelasteten Qualitätsfaktoren  $Q_L$  und  $Q_U$ .  $F_0$  und  $Q_U$  werden bestimmt durch die Geometrie des Resonators **160** und des Substrates.

**[0073]** Für die gegenwärtig durchgeführten Experimente wurde die Breite der Gänge **162**, **164** auf 0,4 mm festgelegt, wobei  $L$ ,  $G$  und  $S$  einstellbare Parameter sind. Die Resonanzfrequenz von 7,4 GHz wurde gewählt.

**[0074]** [Fig. 23](#) zeigt einen Graphen des Stromes des Haarnadel-Resonators auf [Fig. 20](#) in der fundamentalen Mode. Wie ersichtlich ist, fließt der Strom in entgegengesetzte Richtungen in benachbarte Schenkel des Haarnadel-Resonators **160**. [Fig. 23b](#) zeigt die Stromverteilung in dem Haarnadel-Resonator **160** in der harmonischen Mode. Wie ersichtlich ist, fließt der Strom in die gleiche Richtung in benachbarten langen Gängen **162**, **164**, folglich arbeitet er in der symmetrischen Mode.

**[0075]** [Hinweis: Füge Testdaten hinsichtlich Resonator mit  $A > 100.000$  ein]

**[0076]** Vier Gruppen von Resonatoren wurden entworfen:

1. Für Abstandsbreiten von  $g = 0,4, 0,2, 0,1$  und  $0,05$  mm wurden  $1$  und  $s$  derart eingestellt, dass die erste Resonanz bei  $f_0 = 7,4$  GHz mit  $Q_L = 2.000$  lag, woraus  $l \sim 4$  mm und  $s \sim 1$  mm resultierten. Da die Mikrowellen-Ströme in den zwei Schenkeln des Resonators in entgegengesetzte Richtungen fließen, werden diese auch als anti-symmetrische Resonatoren bezeichnet.
2. Für Abstandsbreiten von  $g = 0,4, 0,2, 0,1$  und  $0,05$  mm wurden  $1$  und  $s$  derart eingestellt, dass die zweite Resonanz bei  $f_0 = 7,4$  GHz mit  $Q_L = 2.000$  lag, woraus  $l \sim 7$  mm und  $s \sim 2$  mm resultierten. Da die Ströme in den zwei Schenkeln des Resonators in die gleiche Richtung fließen, werden diese auch als symmetrische Resonatoren bezeichnet.
3. Für eine Abstandsbreite von  $g = 0,4$  mm wurden  $1$  und  $s$  derart eingestellt, dass die zweite Resonanz bei  $f_0 = 7,4$  GHz blieb, jedoch die Kopplungsstärke bei  $Q_L = 2.000, 1.000, 500, 200$  variiert wurde.
4. Ein gerader Resonator ( $g \rightarrow \infty$ ) wurde derart entworfen, dass seine erste Resonanz bei  $f_0 = 7,4$  GHz mit  $Q_L = 2.000$  lag, woraus  $l \sim 7,7$  mm und  $s \sim 2$  mm resultierten.

**[0077]** Die Schaltkreise wurden unter Verwendung von Indium-Folie unter dem Schaltkreis zum Sicherstellen eines angemessenen thermischen und elektrischen Kontaktes in vergoldete Testhalterungen geklemmt. Der Mikrowellen-Schaltkreis wurde dann mittels Drahtkontaktierungen an beiden Enden der  $50 \Omega$  Durchgangsleitung komplettiert. Es ist zu berücksichtigen, dass die von dem Resonator wahrgenommene elektrische Grundebene für den größten Teil mittels des unstrukturierten Films auf der Rückseite des Substrates bereitgestellt wird.

**[0078]** Die Mikrowellen-Übertragungen  $S_{21}$  wurden unter Verwendung eines HP 8720B Vektor-Netzwerk-Analysators gemessen, um  $f_0$ ,  $Q_U$  und  $Q_L$  zu ermitteln, welche die lineare Antwort des Schaltkreises bei geringen Mikrowellen-Leistungen charakterisieren. Die  $Q$ 's wurden durch direkte Messungen der teilbelegten Bandbreiten bei  $-3$  dB,  $\Delta f_{-2dB}$ , des Einfügungsverlustes,  $S_{21}(f_0)$ , und der Breite der Resonanz  $3$  dB über dem Minimum,  $\Delta f_{+3dB}$ , erhalten. In allen Fällen wurde die Eingangsleistung in die Resonatoren fest bei  $P_{IN} = -20$  dBm gehalten.

**[0079]** Die gemessenen und berechneten  $Q$ 's werden in [Fig. 21A](#) präsentiert. Bei den Berechnungen wurden ein Oberflächen-Widerstand von  $R_s = 210 \mu\Omega$  bei 7,4 GHz und eine Einwirktiefe von  $\lambda (77K) = 0,3 \mu m$  verwendet.

**[0080]** Für die antisymmetrischen Resonatoren stimmen die Berechnungen gut mit den Messungen überein. Für kleinere Abstandsgrößen wird  $Q_U$  erniedrigt. Dies kann anhand der in dem Abstandsbereich fließenden antiparallelen Strömen verstanden werden. Daher müssen hohe Stromdichten an den inneren Kanten der Schenkel fließen, um dieses Feld aus den supraleitenden Filmen auszulesen. Diese hohen Stromdichten führen zu erhöhten Verlusten und höheren Intermodulationen. Im Gegensatz hierzu führen die parallelen Ströme für den symmetrischen Mode zu Feldern, die sich innerhalb des Abstandsbereichs auslöschen und keine solche Verschlechterung wird erwartet. Für diesen Mode finden wir unter Verwendung der gleichen Oberflächen-Impe-

danz, welche zum Abschätzen des anti-symmetrischen Modes  $Q_s$  verwendet wurden, fast genau das Doppelte, was gemessen wird (die gepunktete Linie zeigt die Hälfte der berechneten Werte).

**[0081]** Die Schaltkreise wurden mit und ohne einen 0,150 Zoll über dem Schaltkreis platzierten Aluminiumdeckel getestet. Für die erste Gruppe von Resonatoren war der Effekt des Entfernens des Deckels lediglich eine leichte Verschiebung der Resonanzfrequenz mit keiner detektierbaren Veränderung von  $Q_U$  oder  $Q_L$ . Für die Resonatoren, welche Gebrauch von der ersten Harmonischen machten (Gruppen 2 und 3), war der Effekt weit stärker; dort fiel  $Q_U$  um fast eine Größenordnung bei Entfernung des Deckels. Dies ist ein Hinweis darauf, dass mit dem Resonator verknüpften Mikrowellen-Felder für die symmetrischen Modes wesentlich weiter ausgedehnt sind als für die anti-symmetrischen Modes.

**[0082]** Die zwei zum Produzieren von Intermodulations-Produkten erforderlichen Mikrowellen-Signale wurden für eine Signaltrennung von 30 kHz symmetrisch 15 kHz oberhalb und unterhalb  $f_0$  platziert. Dauerstrich-Signale (CW = continuous wave) wurden unter Verwendung von HP 8341B und HP 83640A Synthesizer-Wobblern erzeugt und die Signale wurden unter Verwendung eines Tektronix 3784 Spektrum-Analysators detektiert. Die Ausgangsleistung der zwei Quellen wurden unter Verwendung eines HP 437B Leistungsmessers gemessen und derart eingestellt, dass die beiden Signale an der Probe mit der gleichen Größe ankamen.

**[0083]** Die absolute Größe von Intermodulations-Produkten dritter Ordnung,  $P_{IMD}$ , wurden als eine Funktion der der Vorrichtung bereitgestellten Eingangsleistung,  $P_{IN}$ , gemessen. Für die 30 kHz Signaltrennung haben wir hier diese Signale verwendet, welche bei  $f_0 \pm 45$  kHz erzeugt wurden. Wie in [Fig. 22](#) ersichtlich ist, hat  $P_{IMD}$  eine Flanke, welche viel näher an 2 : 1 (gepunktete Linie) als an den von reiner dritter Ordnung-Nichtlinearität erwarteten 3 : 1 (Gedankenstrich-Linie) ist.

**[0084]**  $P_{IMD}$  bei einer festen Eingangsleistung von  $P_{IN} = -20$  dBm wird als eine Funktion der Abstandsbreite für die ersten beiden Gruppen von Resonatoren und den geraden Resonator in [Fig. 21b](#) präsentiert.  $P_{IMD}$  wurde auf  $Q = 1.700$  unter Verwendung des Intermodulations-Wertes als proportional zu der vierten Potenz von  $Q$  festgesetzt. Die offenen Symbole bezeichnen die Rohdaten, während die ausgefüllten Symbole die eingestellten Werte bezeichnen.

**[0085]** Obwohl die vorangehende Erfindung in einigem Detail mittels Illustration und Beispiel zum Zwecke der Klarheit und des Verständnisses beschreiben wurde, ist es für die Fachleute im Lichte der Lehren dieser Erfindung bereits offensichtlich, dass verschiedene Veränderungen und Modifikationen daran gemacht werden können, ohne von dem Schutzbereich der beigefügten Patentansprüche abzuweichen.

### Patentansprüche

1. Filter mit einer Mehrzahl von seitlich gekoppelten, spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonatoren (170), wobei jeder spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Resonator (170) eine fundamentale Resonanzfrequenz hat, aufweisend:

- eine Mehrzahl von langen Gängen (41)–(49);
- eine Mehrzahl von die langen Gänge (41)–(49) verbindenden Wendungen (51)–(54), (61)–(64);
- wobei die Wendungen (51)–(54), (61)–(64) die langen Gänge (41)–(49) in einer spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Konfiguration verbinden, wobei die spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Konfiguration eine elektrische Länge definiert, welche ausreichend zum Versorgen von Resonanz entweder bei der fundamentalen Resonanzfrequenz oder bei Harmonischen der fundamentalen Resonanzfrequenz ist, wobei die Konfiguration **dadurch gekennzeichnet** ist, dass es eine ungerade Anzahl von langen Gängen  $N$  mit  $N \geq 5$  gibt, wobei ein erster langer Gang (41) mittels Wendungen einer ersten Händigkeit an eine Mehrzahl von zusätzlichen langen Gängen (48, 43, 46, 45) bis zu dem  $(N + 1)/2$ -ten langen Gang (45) angeschlossen ist, wobei die erste Händigkeit derart ist, dass ein von einem gegebenen langen Gang durch eine Wendung mit der ersten Händigkeit und in einen anderen gegebenen langen Gang fließender Strom bezüglich der spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Konfiguration in eine von entweder in Uhrzeigerrichtung oder entgegen Uhrzeigerrichtung fließen würde, und wobei der  $(N + 1)/2$ -te lange Gang (45) mittels Wendungen von zu der ersten Händigkeit entgegen gesetzter Händigkeit an eine Mehrzahl von langen Gängen (44, 47, 42, 49) bis zu dem  $N$ -ten langen Gang angeschlossen ist, und wobei die entgegen gesetzte Händigkeit derart ist, dass ein von einem gegebenen langen Gang durch eine Wendung mit der entgegen gesetzten Händigkeit und in einen anderen gegebenen langen Gang fließender Strom bezüglich der spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Konfiguration in die andere von entweder in Uhrzeigerrichtung oder entgegen Uhrzeigerrichtung fließen würde, wobei der Filter zusätzlich dadurch gekennzeichnet ist, dass bei einem ersten der spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonatoren (170) dessen

erster langer Gang (41) an einen Eingang (172) angeschlossen ist und bei einem letzten der spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonatoren (170) dessen N-ter langer Gang an einen Ausgang (174) angeschlossen ist.

2. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem für jeden spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonator N 5, 7, 9 oder  $\geq 9$  ist.

3. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem jeder spiralförmig hineinführende, spiralförmig herausführende Resonator bei 77K oder höher ein Q von mindestens 1.000, 10.000 oder 50.000 hat.

4. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem bei mindestens einem der Mehrzahl von spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonatoren ein Teil der langen Gänge (120) einer höheren Stromdichte ausgesetzt ist und ein Teil der langen Gänge (122) einer niedrigeren Stromdichte ausgesetzt ist, und bei welchem die der höheren Stromdichte ausgesetzten langen Gänge (120) breiter sind als die der niedrigeren Stromdichte ausgesetzten langen Gänge (122).

5. Filter gemäß Anspruch 4, bei welchem der mindestens eine Resonator einen  $(N + 1)/2$ -ten langen Gang (120) aufweist, welcher breiter als die anderen langen Gänge (122) ist.

6. Filter gemäß Anspruch 5, bei welchem der mindestens eine Resonator einen  $(N + 1)/2$ -ten langen Gang (120) aufweist, welcher mindestens zweimal oder sechsmal breiter als die anderen langen Gänge (122) ist.

7. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem für jeden spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonator die Mehrzahl von langen Gängen (41)–(49) und Wendungen (51)–(54), (61)–(64) ein Hochtemperatur-Supraleiter-Material aufweist.

8. Filter gemäß Anspruch 7, bei welchem das Hochtemperatur-Supraleiter-Material ein Thallium enthaltendes oder ein YBCO Hochtemperatur-Supraleiter ist.

9. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem für jeden spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonator die Mehrzahl von langen Gängen (41)–(49) und Wendungen (51)–(54), (61)–(64) ein auf einem Substrat angeordneter Dünnschichtfilm ist.

10. Filter gemäß Anspruch 9, bei welchem eine Groundplane auf dem Substrat angeordnet ist.

11. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem für jeden spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonator die Wendungen (51)–(54), (61)–(64) halbkreisförmig sind.

12. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem für jeden spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonator die Wendungen gekehrte Wendungen sind.

13. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem für jeden spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonator die Wendungen linear und in im Wesentlichen rechten Winkeln zu den langen Gängen sind.

14. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem die spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonatoren eine Stromverteilung besitzen, welche symmetrisch ist.

15. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem die spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Resonatoren eine Stromverteilung besitzen, welche antisymmetrisch ist.

16. Filter gemäß Anspruch 1, bei welchem die elektrische Länge der spiralförmig hineinführenden, spiralförmig herausführenden Konfiguration im Wesentlichen gleich einer halben Wellenlänge der fundamentalen Resonanzfrequenz ist.

Es folgen 16 Blatt Zeichnungen

Anhängende Zeichnungen

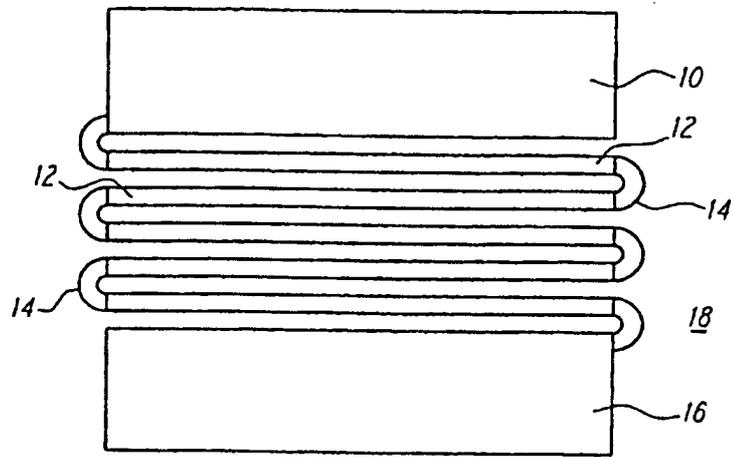


FIG. 1

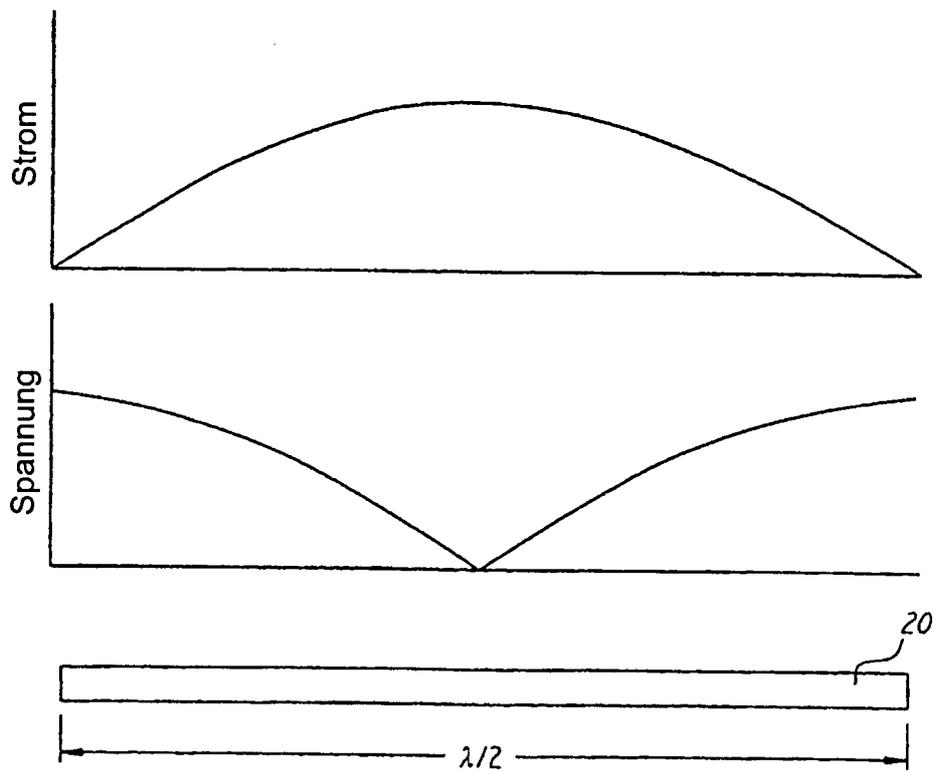


FIG. 2

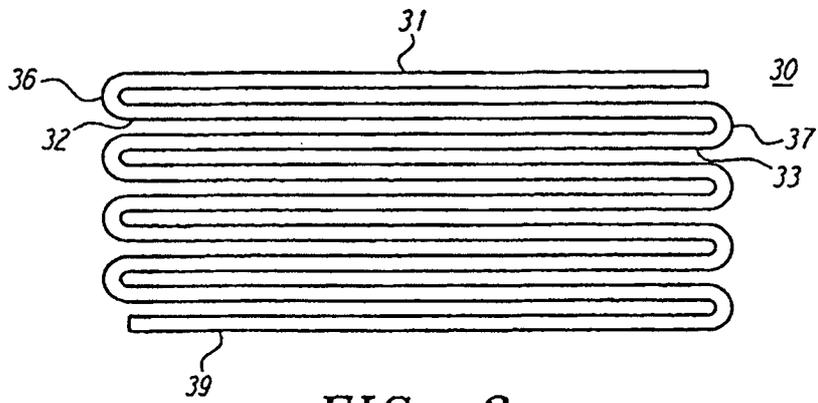


FIG. 3

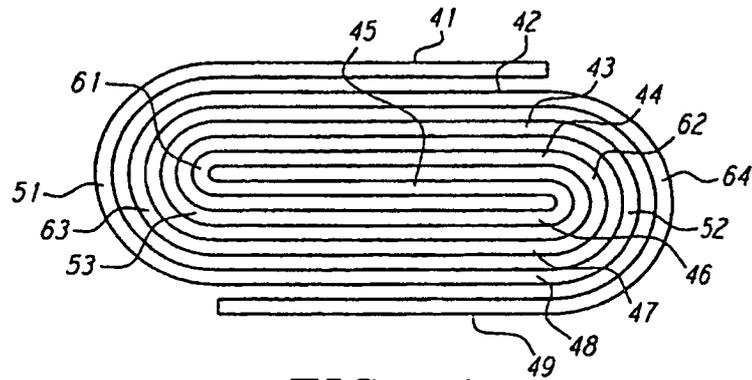


FIG. 4

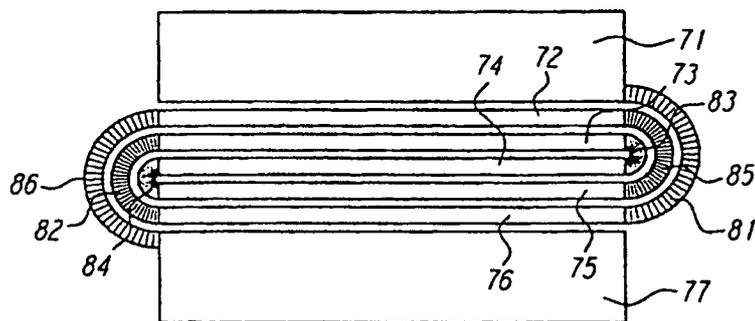


FIG. 5

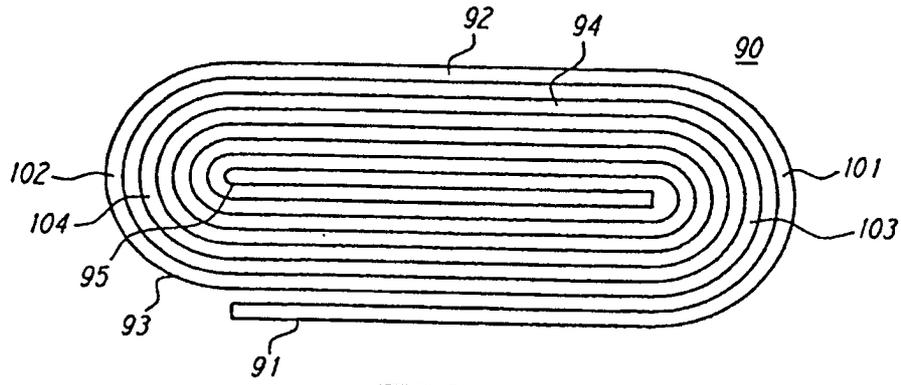


FIG. 6

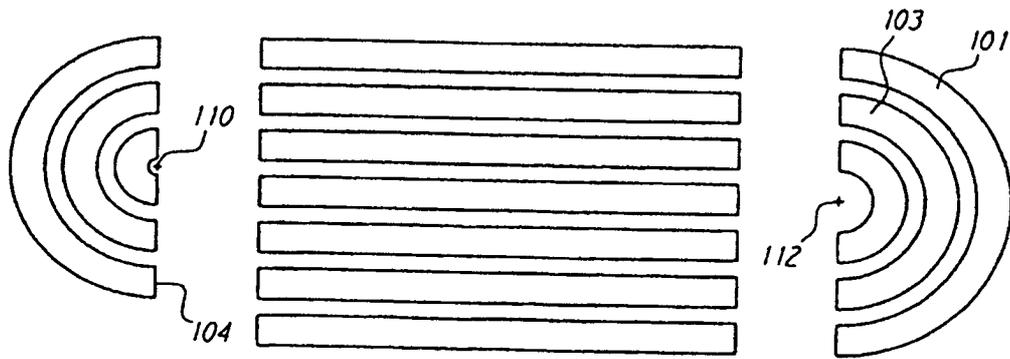


FIG. 7

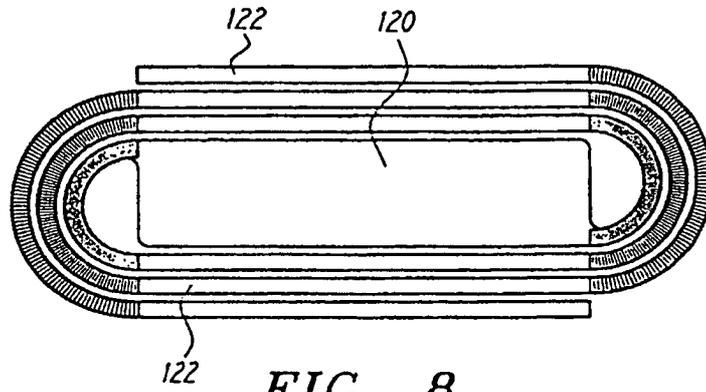


FIG. 8

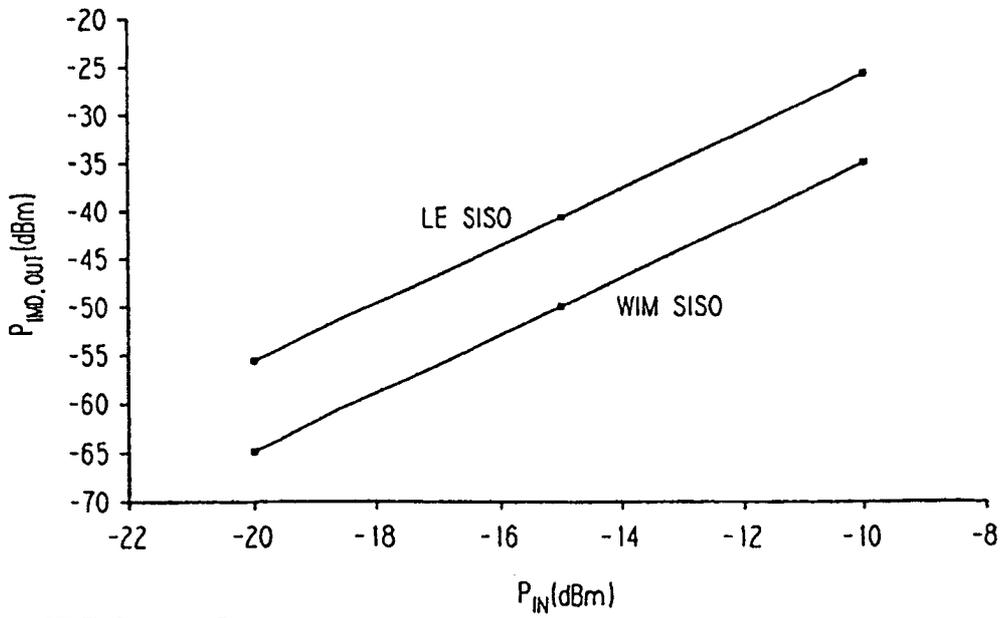


FIG. 9

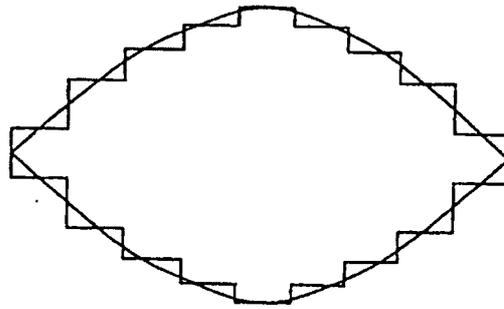


FIG. 10

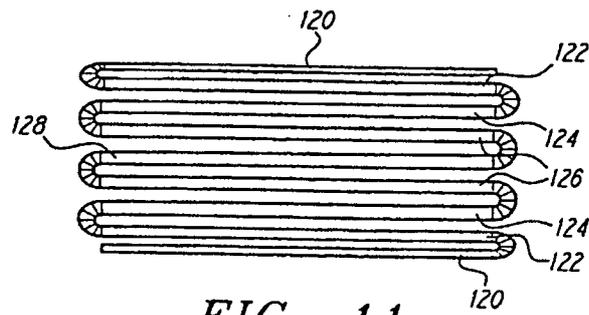


FIG. 11

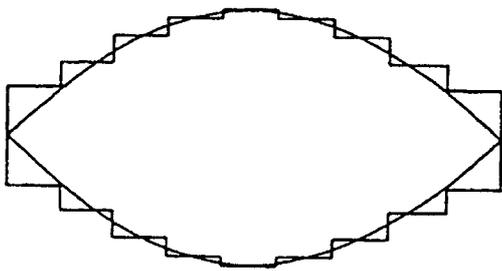


FIG. 12

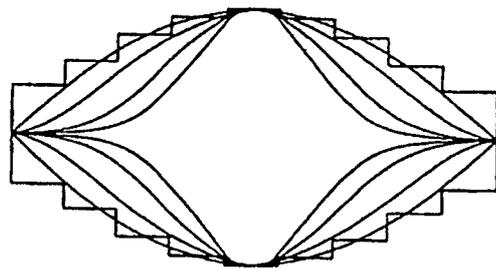
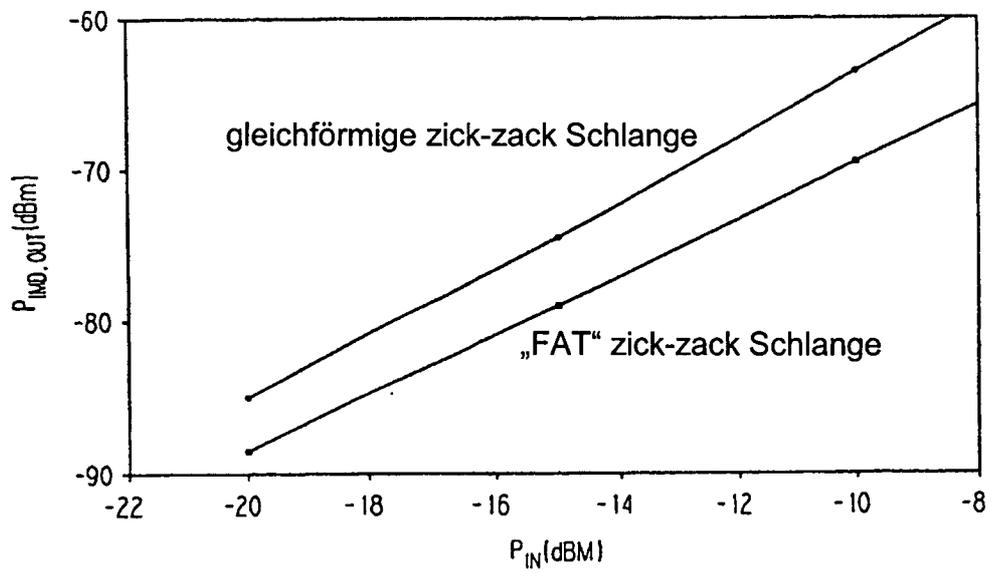


FIG. 13



*FIG. 14*

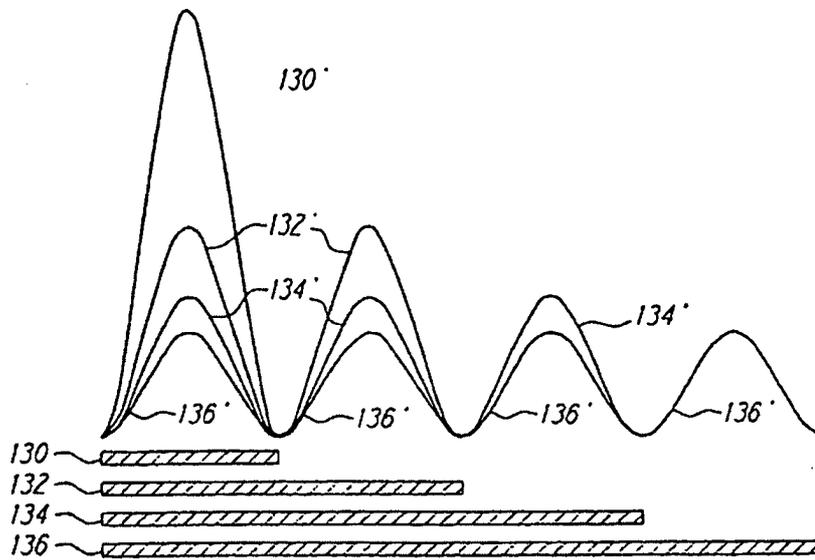


FIG. 15

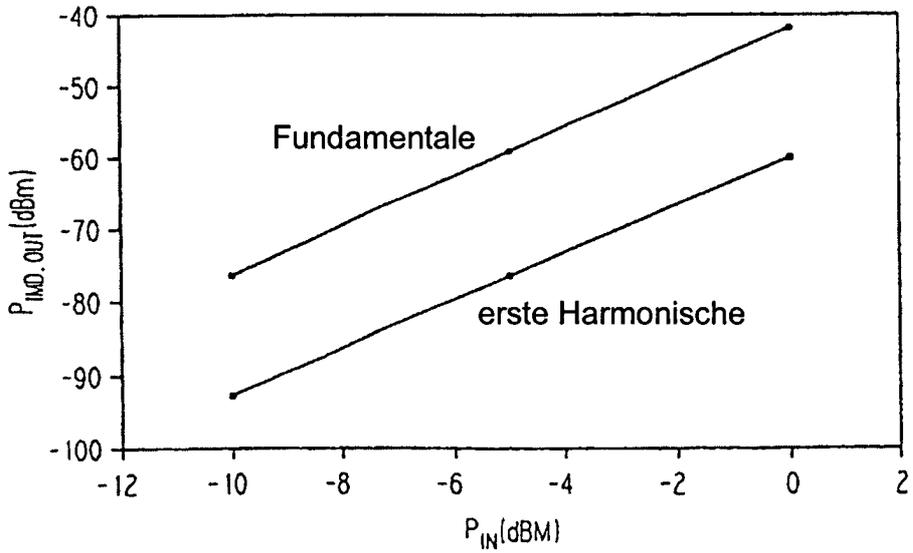


FIG. 16

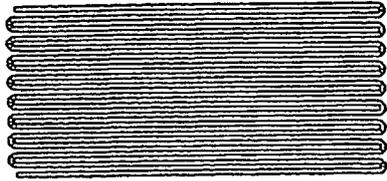


FIG. 17A

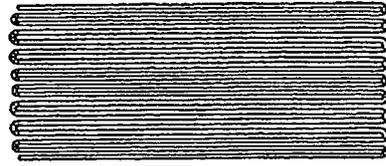


FIG. 17B

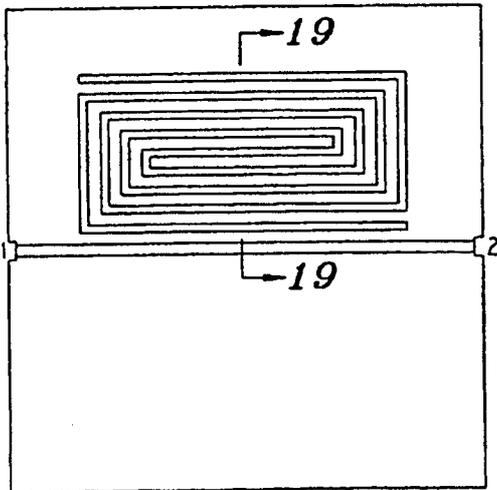


FIG. 18A

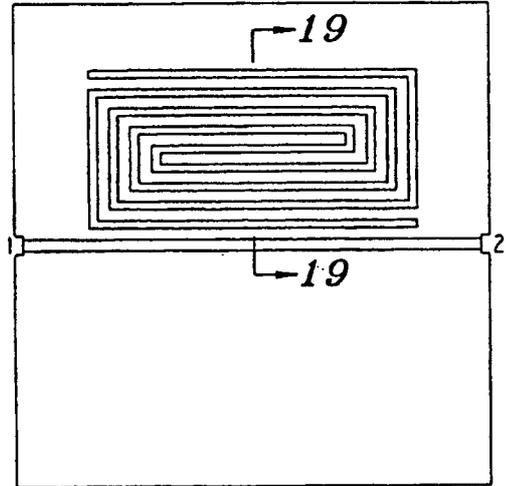


FIG. 18B

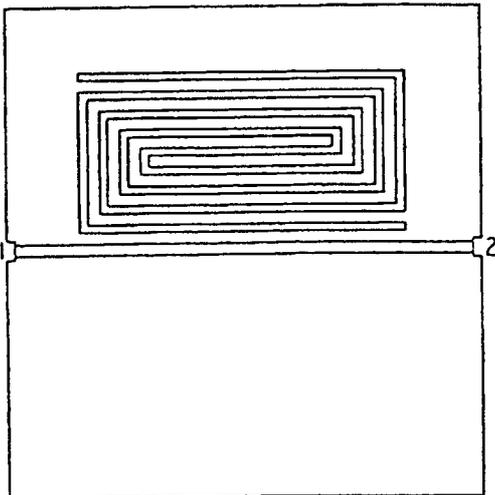


FIG. 18C

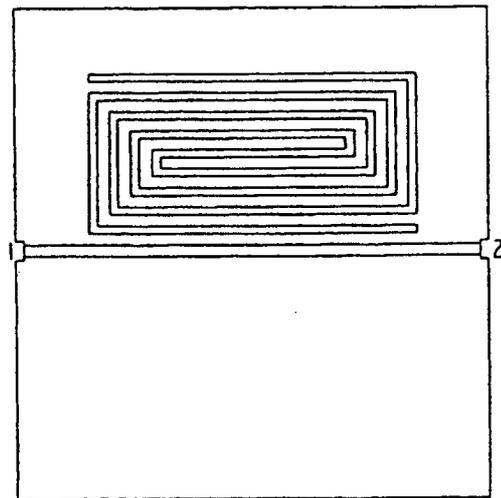


FIG. 18D

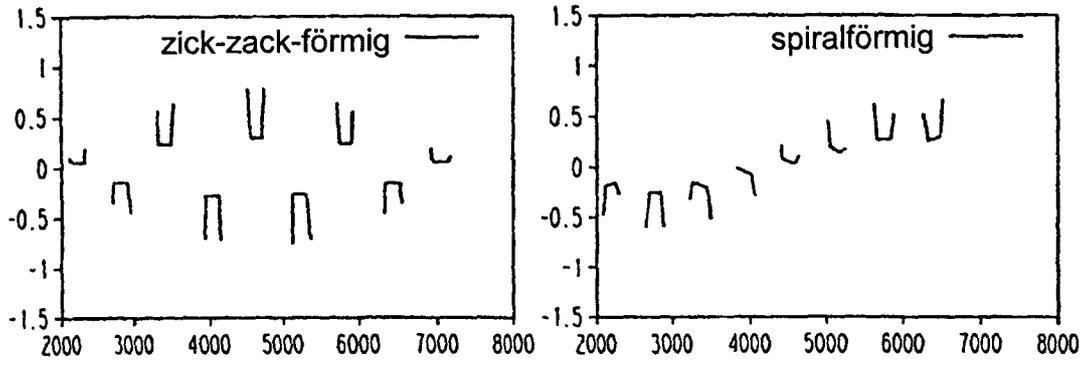


FIG. 19A

FIG. 19B

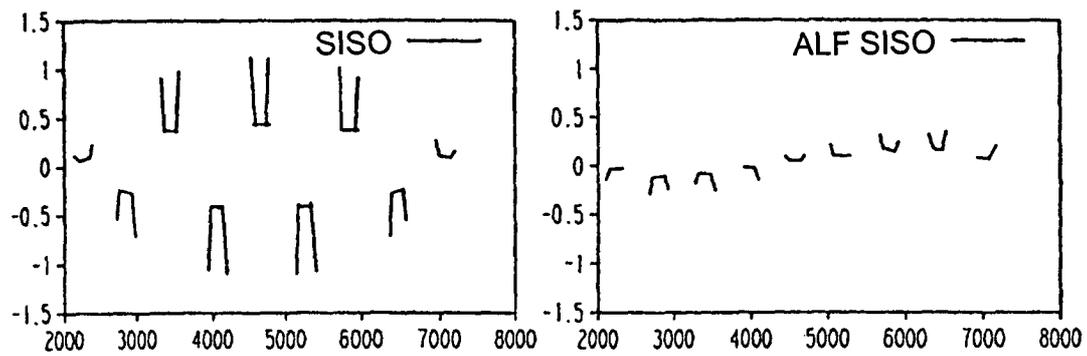


FIG. 19C

FIG. 19D

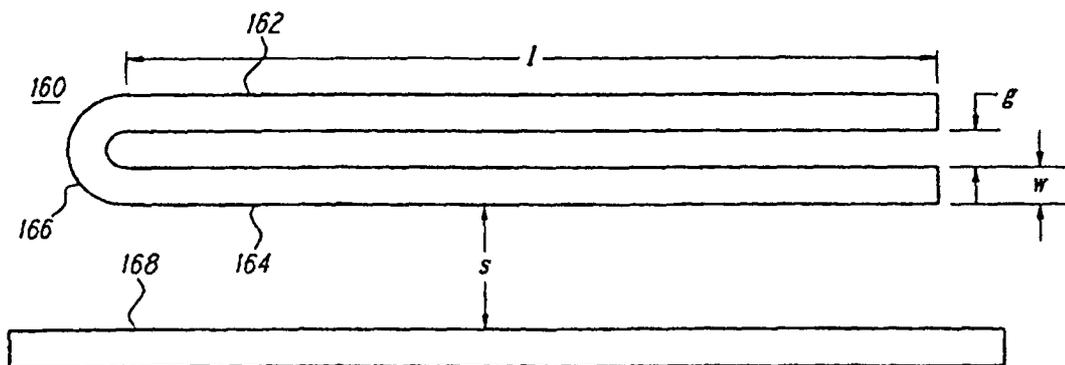


FIG. 20

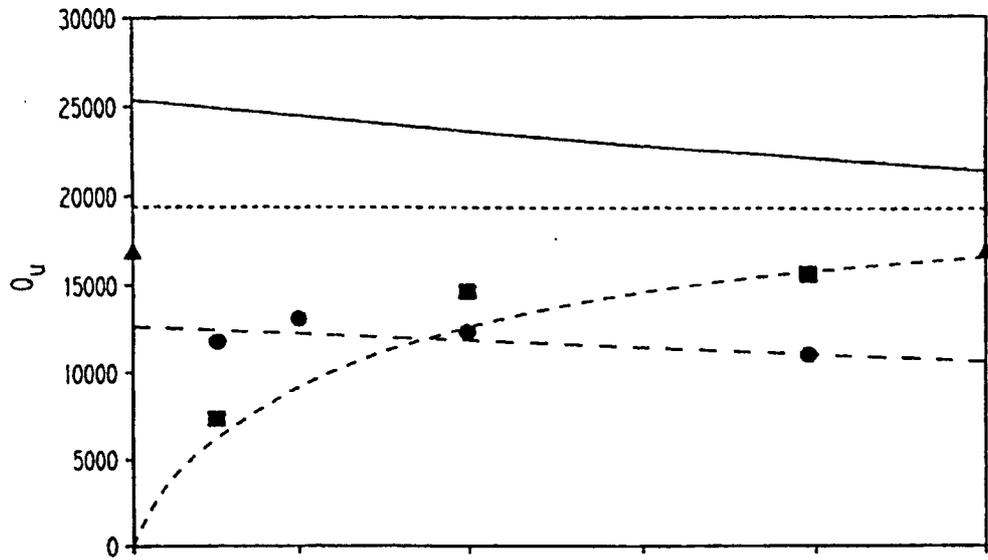


FIG. 21A

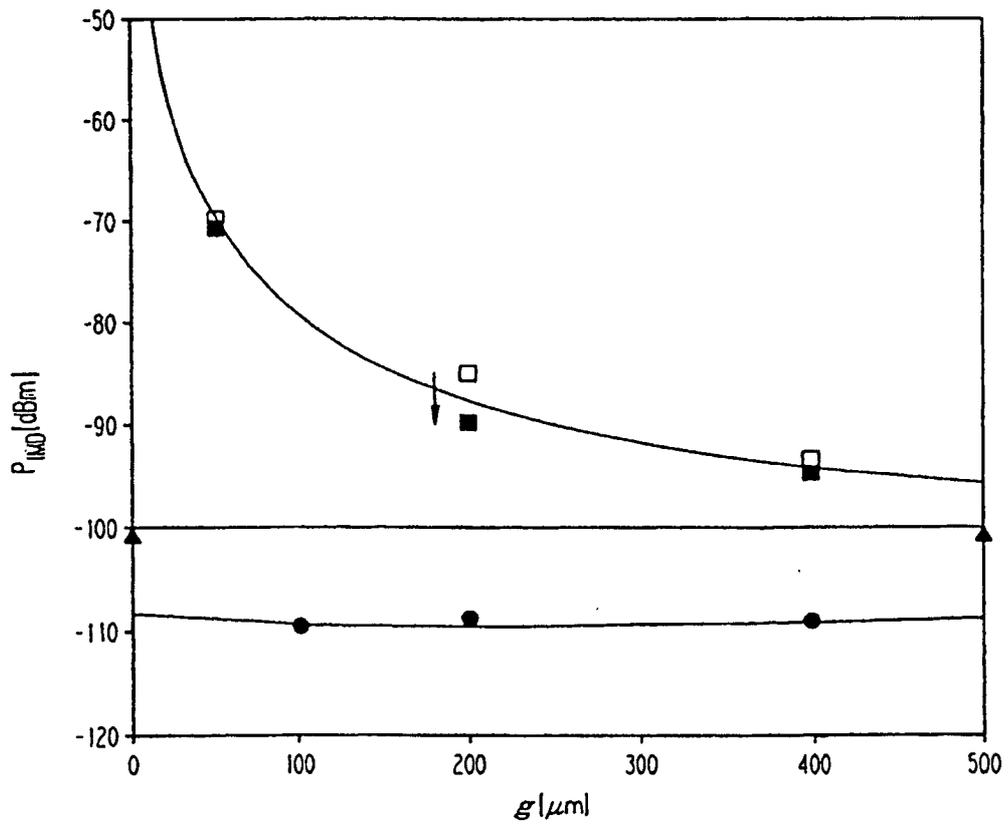


FIG. 21B

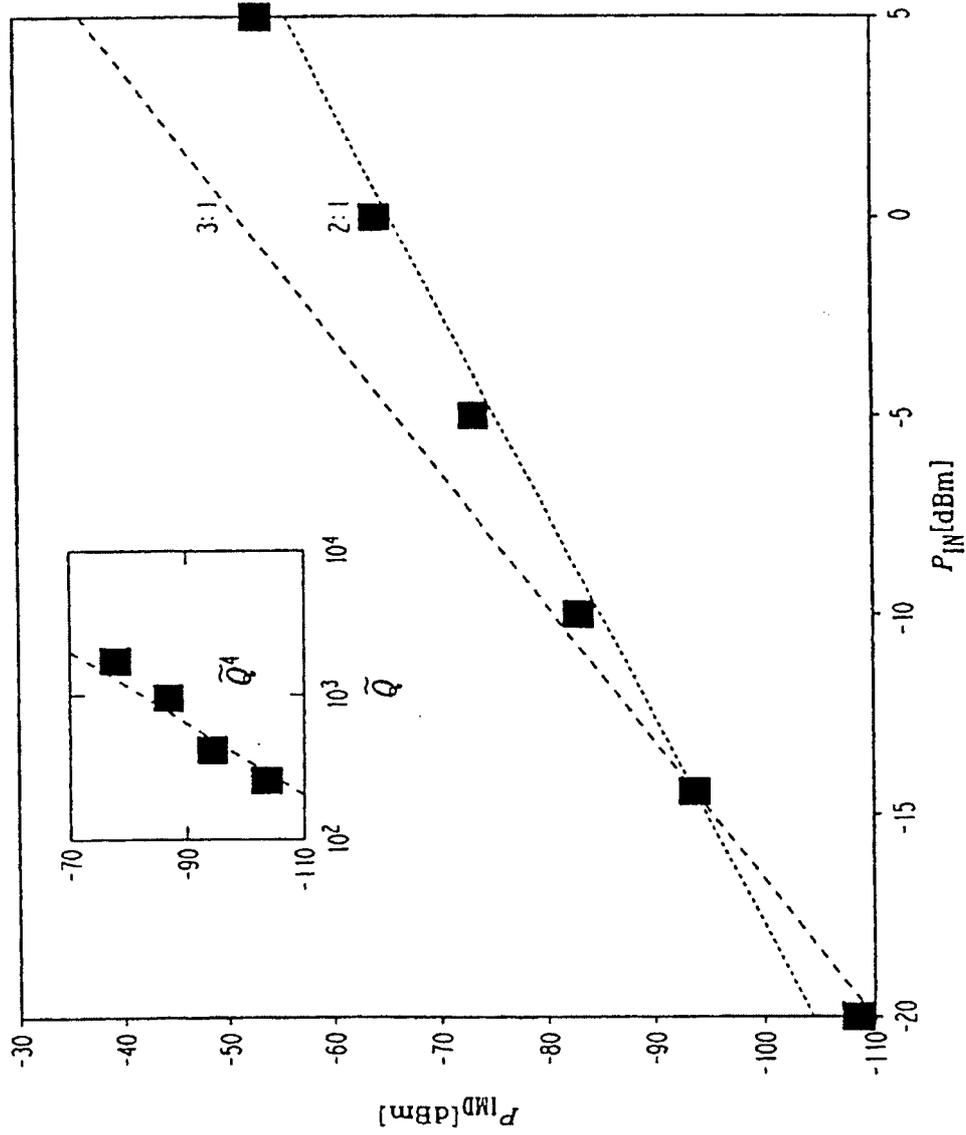
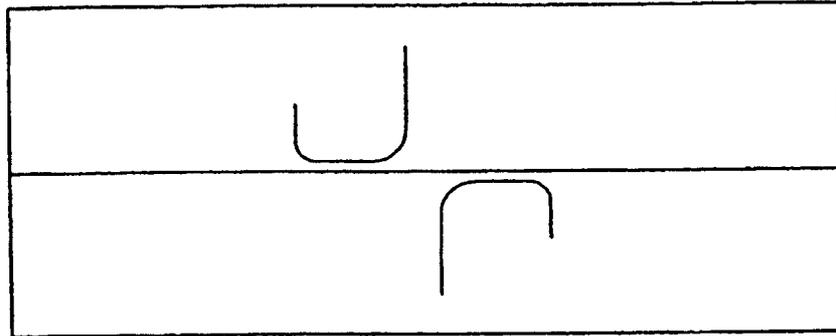
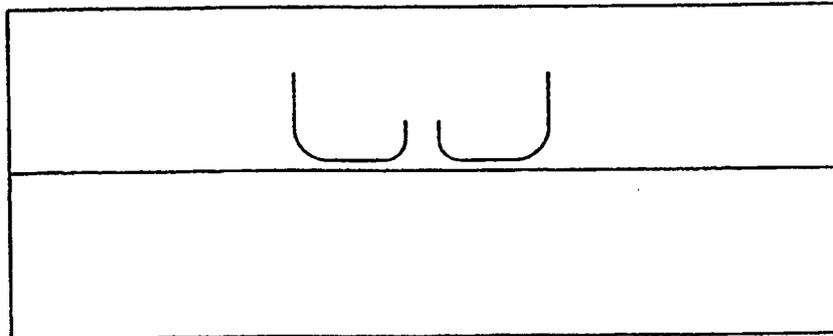


FIG. 22



*FIG. 23A*



*FIG. 23B*

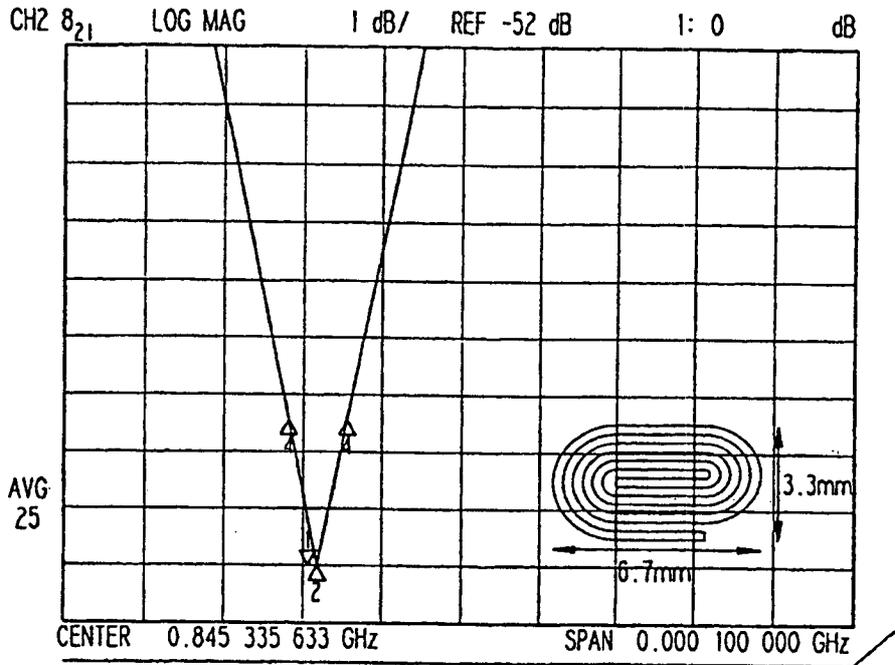


FIG. 24

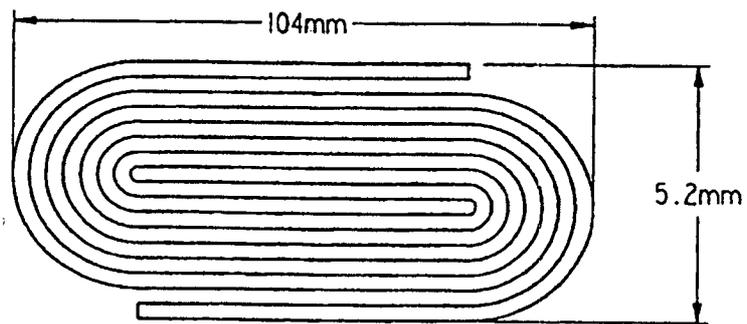


FIG. 25A

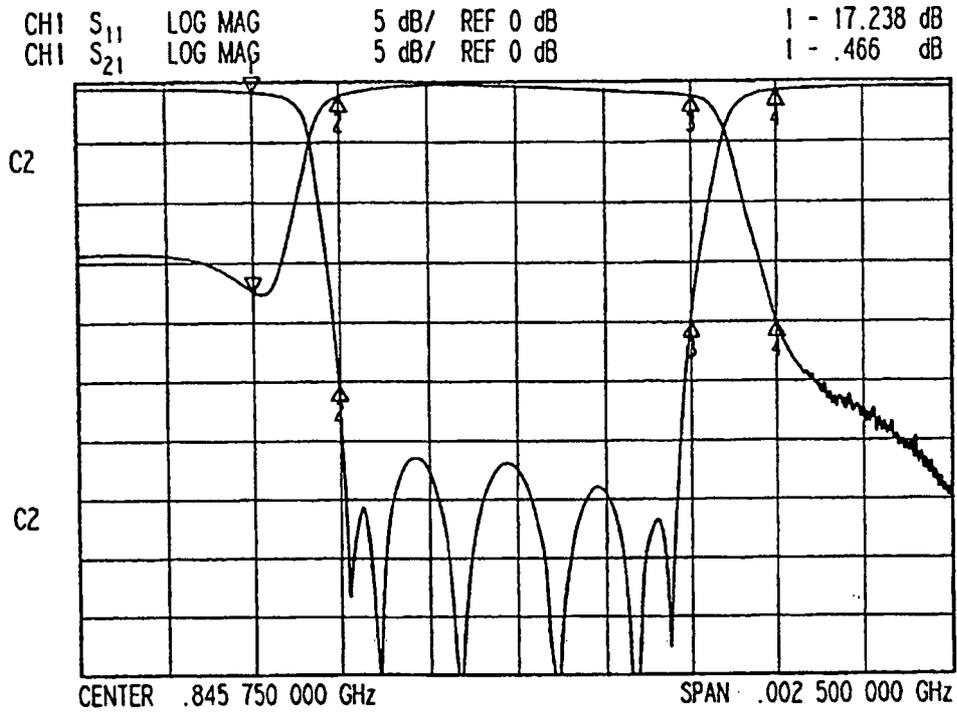


FIG. 25B

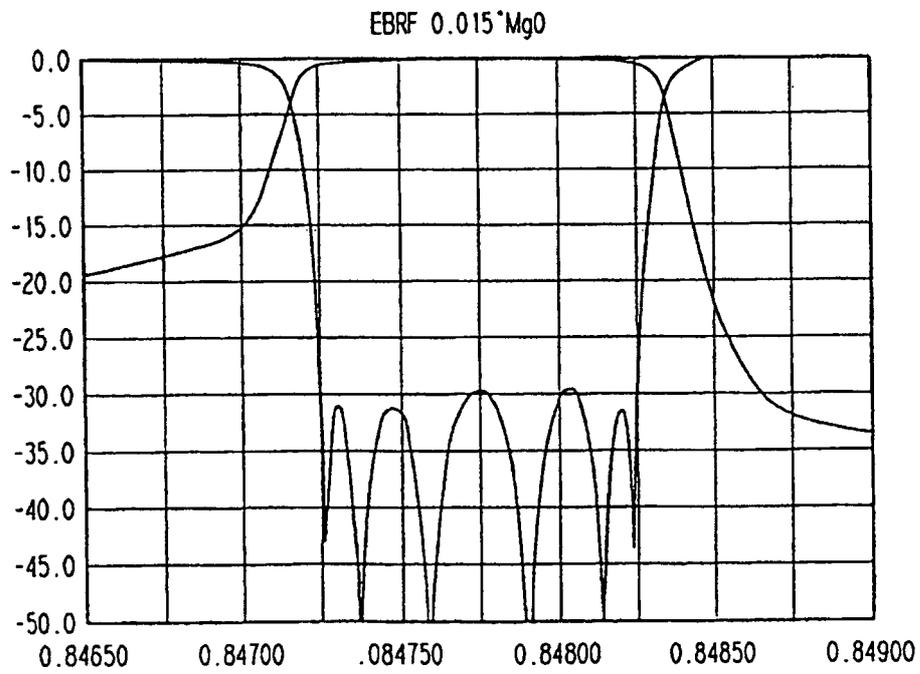


FIG. 25C

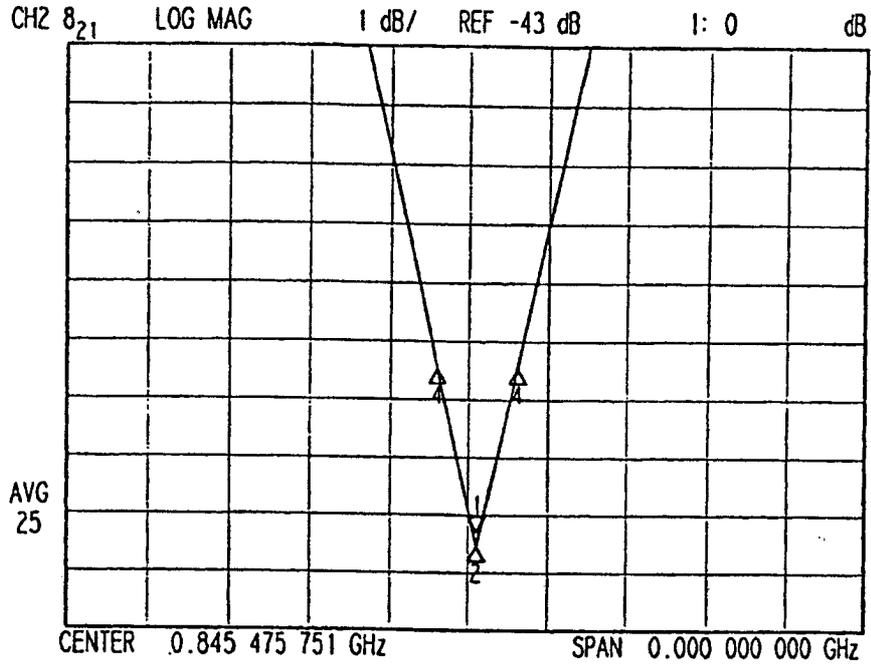


FIG. 26A

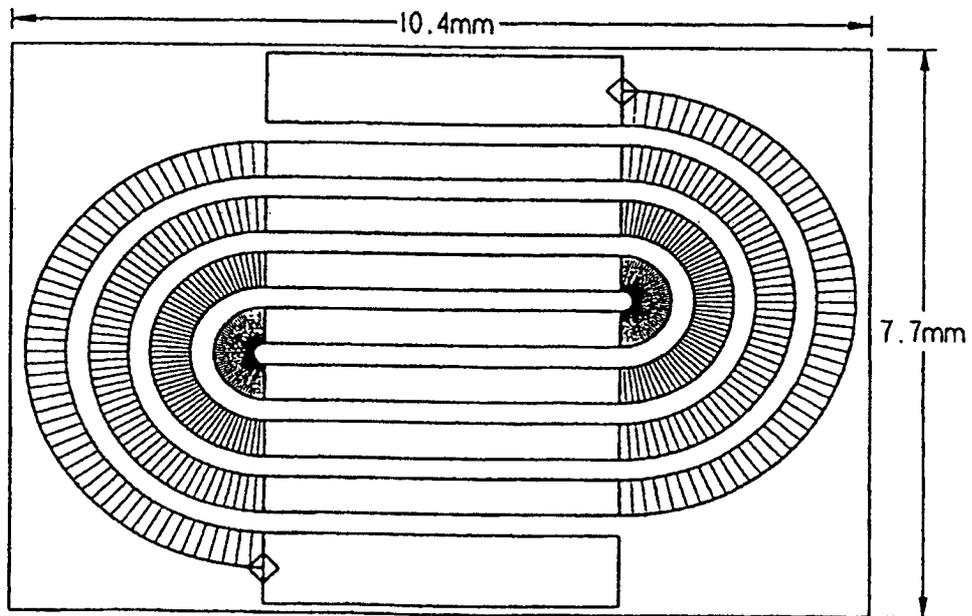


FIG. 26B

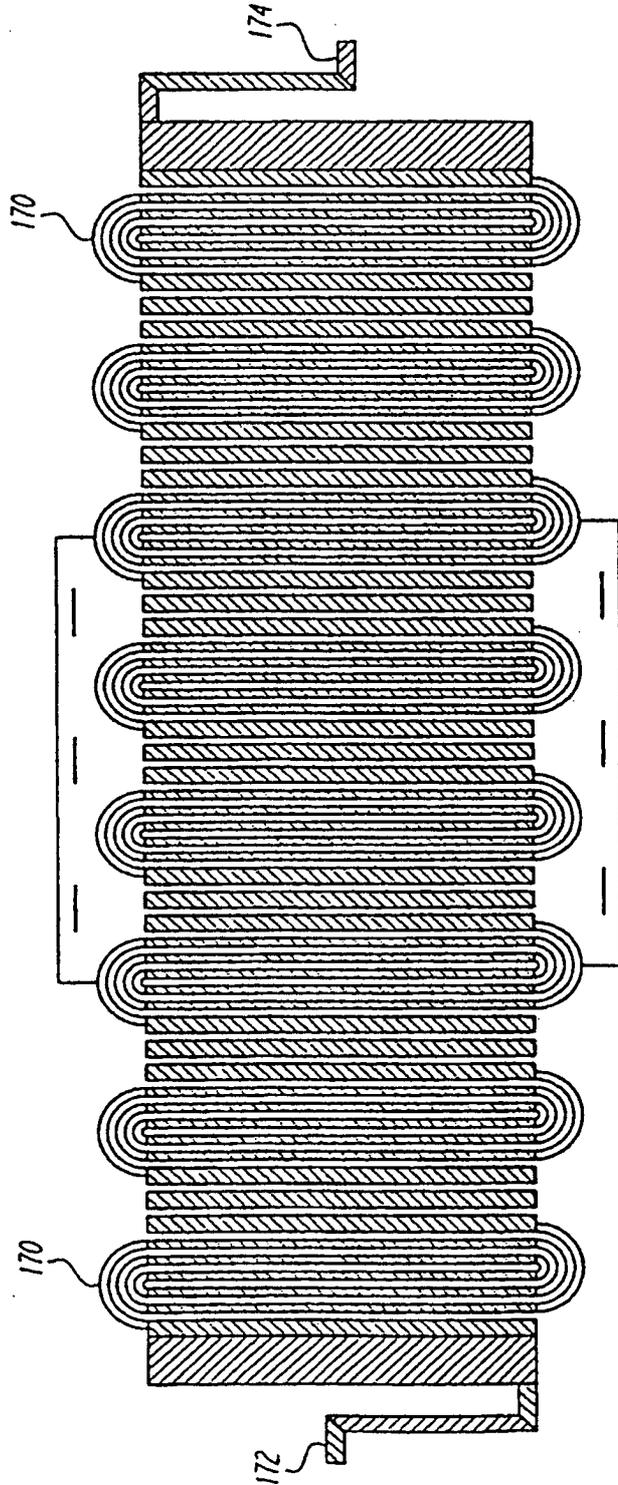


FIG. 27