

(19)



(11)

EP 2 494 652 B1

(12)

EUROPÄISCHE PATENTSCHRIFT

(45) Veröffentlichungstag und Bekanntmachung des Hinweises auf die Patenterteilung:
04.04.2018 Patentblatt 2018/14

(51) Int Cl.:
H01P 5/10 (2006.01) H01P 5/12 (2006.01)

(21) Anmeldenummer: **10762876.0**

(86) Internationale Anmeldenummer:
PCT/EP2010/006137

(22) Anmeldetag: **07.10.2010**

(87) Internationale Veröffentlichungsnummer:
WO 2011/050898 (05.05.2011 Gazette 2011/18)

(54) **HOCHFREQUENZ-SIGNALKOMBINIERER**

HIGH-FREQUENCY SIGNAL COMBINER

COMBINEUR DE SIGNAUX HAUTE FRÉQUENCE

(84) Benannte Vertragsstaaten:
AL AT BE BG CH CY CZ DE DK EE ES FI FR GB GR HR HU IE IS IT LI LT LU LV MC MK MT NL NO PL PT RO RS SE SI SK SM TR

(30) Priorität: **29.10.2009 DE 102009051229**

(43) Veröffentlichungstag der Anmeldung:
05.09.2012 Patentblatt 2012/36

(73) Patentinhaber: **Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG**
81671 München (DE)

(72) Erfinder: **MORGENSTERN, Michael**
15566 Schöneiche (DE)

(74) Vertreter: **Körfer, Thomas et al**
Mitscherlich PartmbB
Patent- und Rechtsanwälte
Sonnenstrasse 33
80331 München (DE)

(56) Entgegenhaltungen:
WO-A1-02/095775 CN-A- 101 465 457
JP-A- 2004 103 742 US-A1- 2009 033 436
US-B1- 6 246 299 US-B1- 6 741 814

EP 2 494 652 B1

Anmerkung: Innerhalb von neun Monaten nach Bekanntmachung des Hinweises auf die Erteilung des europäischen Patents im Europäischen Patentblatt kann jedermann nach Maßgabe der Ausführungsordnung beim Europäischen Patentamt gegen dieses Patent Einspruch einlegen. Der Einspruch gilt erst als eingelegt, wenn die Einspruchsgebühr entrichtet worden ist. (Art. 99(1) Europäisches Patentübereinkommen).

Beschreibung

[0001] Die Erfindung betrifft einen Hochfrequenz-Signalkombinierer.

[0002] Hochfrequenzverstärker auf Halbleiterbasis sind hinsichtlich ihrer Leistungsverstärkung begrenzt. Dieser technische Nachteil wird überwunden, indem das zu verstärkende Hochfrequenzsignal mehreren Hochfrequenzverstärkern gleichzeitig zugeführt wird, deren Ausgänge mit einem Hochfrequenz-Kombinierer zur Kombination eines Hochfrequenzsignals verbunden sind, das der Summe des von jedem Hochfrequenzverstärker erzeugten hochfrequenten Ausgangssignals entspricht.

[0003] Aus der US 6,246,299 B1 geht ein derartiger Hochfrequenz-Signalkombinierer bestehend aus einzelnen Koaxialleitungen hervor.

[0004] Bei Ausfall eines Hochfrequenzverstärkers wird der Hochfrequenz-Signalkombinierer unsymmetrisch beaufschlagt. Diese Unsymmetrie in der Ansteuerung des Hochfrequenz-Signalkombinierers verursacht störende Hochfrequenzsignale auf der Außenseite der Koaxialleitungen des Hochfrequenz-Signalkombinierers, so genannte Mantelwellen, die durch die ferritkernverstärkte Induktivität der Koaxialleitungen gedämpft werden.

[0005] Die Anordnung des Hochfrequenz-Signalkombinierers weist aufgrund der räumlichen Ausdehnung der Koaxialleitungen und des Ferritkerns nachteilig ein hohes Bauvolumen auf.

[0006] Aufgabe der Erfindung ist es deshalb, einen Hochfrequenz-Signalkombinierer zu schaffen, der ein geringeres Bauvolumen aufweist.

[0007] Die Erfindung wird durch einen Hochfrequenz-Signalkombinierer mit den Merkmalen des Patentanspruchs 1 gelöst. Vorteilhafte technische Erweiterungen der Erfindung sind in den abhängigen Patentansprüchen aufgeführt.

[0008] Erfindungsgemäß wird anstelle des in Sintertechnologie hergestellten Ferritkerns des Stands der Technik ein Kern aus einem axial aufgewickelten Band verwendet, das aus einer ersten Schicht aus einem magnetisierbaren Material und aus einer zweiten Schicht aus einem isolierenden Material besteht. Dieser Kern weist gegenüber dem Ferritkern des Stands der Technik deutlich bessere magnetische Eigenschaften und eine deutlich höhere Kompaktheit auf.

[0009] Um eine möglichst hohe Magnetisierbarkeit des Kerns zu erzielen, weist die aus Eisen als magnetisierbarem Material bestehende erste Schicht eine deutlich höhere Dicke, nämlich bevorzugt 5 bis 50 Mikrometer, besonders bevorzugt 16 bis 20 Mikrometer, als die aus z.B. Magnesiumoxid als isolierendem Material bestehende zweite Schicht auf, deren Dicke bevorzugt 0,1 bis 1 Mikrometer, z.B. 0,5 Mikrometer ist.

[0010] Um das Bauvolumen des Hochfrequenz-Signalkombinierers zusätzlich zu reduzieren, werden ein Teil der Leitungen des Hochfrequenz-Signalkombinierers als Streifenleitungen ausgebildet. Diese entsprechen denjenigen Koaxialleitungen des Hochfrequenz-Signalkombinierers nach der US 6,246,299 B1, die jeweils den von einem Ende zum anderen Ende der Koaxialleitung auf der Innenseite der Schirmung der Koaxialleitung fließenden Strom wieder auf das eine Ende der Koaxialleitung zurückführen.

[0011] Zur Erzielung besserer elektrischer Parameter des Hochfrequenz-Signalkombinierers, beispielsweise bessere S-Parameter, weist der Wellenwiderstand der Koaxialleitungen, der bevorzugt $35\ \Omega$ ist, zum Wellenwiderstand der Streifenleitungen, der bevorzugt $15\ \Omega$ ist, einen unterschiedlichen Wert auf. Durch die Serienschaltung jeweils einer Koaxialleitung und einer Streifenleitung ergibt sich eingangsseitig eine Eingangsimpedanz von $50\ \Omega$ und ausgangseitig eine Ausgangsimpedanz von $25\ \Omega$. Die physikalische Länge der Koaxialleitungen, die bevorzugt 187 mm ist, weist zur physikalischen Länge der Streifenleitungen, die bevorzugt 92,3 mm ist, auch einen unterschiedlichen Wert auf.

[0012] Der erfindungsgemäße Hochfrequenz-Signalkombinierer wird im Folgenden anhand der Zeichnung im Detail beispielhaft näher erläutert. Die Figuren der Zeichnung zeigen:

Fig. 1A ein Schaltungsdiagramm eines erfindungsgemäßen Hochfrequenz-Signalkombinierers bei symmetrischer Ansteuerung,

Fig. 1B ein Schaltungsdiagramm eines erfindungsgemäßen Hochfrequenz-Signalkombinierers bei asymmetrischer Ansteuerung,

Fig. 2 eine dreidimensionale Darstellung des erfindungsgemäßen Hochfrequenz-Signalkombinierers,

Fig. 3 einen Schnitt durch einen im erfindungsgemäßen Hochfrequenz-Signalkombinierer verwendeten Magnetkern,

Fig. 4A ein elektrisches Ersatzschaltbild für die Gesamtinduktivität einer Koppleranordnung mit identischer Orientierung der Koaxialleitungen im Ringkern und

Fig. 4B ein elektrisches Ersatzschaltbild für die Gesamtinduktivität einer Koppleranordnung mit unterschiedlicher Orientierung der Koaxialleitungen im Ringkern.

[0013] Im Folgenden wird der erfindungsgemäße Hochfrequenz-Signalkombinierer für den Betriebsfall der symmetrischen Ansteuerung, d.h. für den ungestörten Betriebsfall, anhand von Fig. 1A und für den Betriebsfall der asymmetrischen Ansteuerung, d.h. für den gestörten Betriebsfall, anhand von Fig. 1B erläutert.

[0014] Bei symmetrischer Ansteuerung des Hochfrequenz-Signalkombinierers wird am ersten Eingangsanschluss, im Folgenden auch erster Eingangsport 1, ein erstes Hochfrequenzsignal mit dem Signalpegel U_{E1} , beispielsweise das Ausgangssignal eines ersten Hochfrequenzverstärkers, und am zweiten Eingangsanschluss, im Folgenden auch zweiter Eingangsport 2, ein zweites Hochfrequenzsignal mit dem Signalpegel U_{E2} , beispielsweise das Ausgangssignal eines zweiten Hochfrequenzverstärkers, eingespeist. Aus Symmetriegründen weist das erste Hochfrequenzsignal U_{E1} und das zweite Hochfrequenzsignal U_{E2} im Idealfall gleiche Phase und gleiche Amplitude auf.

[0015] Der erste Eingangsport 1 ist am eingangsseitigen Ende einer ersten Koaxialleitung 4 mit dem Innenleiter 3 einer ersten Koaxialleitung 4 verbunden. Der zweite Eingangsport 2 ist am eingangsseitigen Ende einer zweiten Koaxialleitung 6 mit dem Innenleiter 5 einer zweiten Koaxialleitung 6 verbunden. Die erste und zweite Hochfrequenzleitung 4 und 6 werden jeweils in entgegengesetzten Richtungen durch die von dem Ringkern 7 umschlossene Ausnehmung bzw. Bohrung 20 des Ringkerns 7 geführt. Der Innenleiter 3 der ersten Koaxialleitung 4 und der Innenleiter 5 der zweiten Koaxialleitung 6 werden jeweils am ausgangsseitigen Ende der ersten Koaxialleitung 4 und der zweiten Koaxialleitung 6 zusammengeführt und an einen Ausgangsanschluss, im Folgenden auch Ausgangsport 8, geführt, an dem das dritte Hochfrequenzsignal anliegt, dessen Signalamplitude U_A der Signalamplitude U_{E1} und U_{E2} des im Idealfall hinsichtlich Amplitude und Phase identischen ersten und zweiten Hochfrequenzsignals entspricht. Jedoch addieren sich die Ströme am Ausgang.

[0016] Der Außenleiter der ersten Koaxialleitung 4 ist am ausgangsseitigen Ende der ersten Koaxialleitung 4 mit dem ausgangsseitigen Ende einer ersten Streifenleitung 9 und am eingangsseitigen Ende der ersten Koaxialleitung 4 mit dem eingangsseitigen Ende der ersten Streifenleitung 9 verbunden. Eine zur ersten Streifenleitung 9 gehörige Masseleitung steht mit dem Masseanschluss auf der Leiterplatte des Hochfrequenz-Signalkombinierers in Verbindung. Der Außenleiter der zweiten Koaxialleitung 6 ist am ausgangsseitigen Ende der zweiten Koaxialleitung 6 mit dem ausgangsseitigen Ende einer zweiten Streifenleitung 11 und am eingangsseitigen Ende der zweiten Koaxialleitung 6 mit dem eingangsseitigen Ende der zweiten Streifenleitung 11 verbunden. Eine zur zweiten Streifenleitung 11 gehörige Masseleitung steht ebenfalls mit dem Masseanschluss auf der Leiterplatte des Hochfrequenz-Signalkombinierers in Verbindung.

[0017] An den beiden Ausgängen der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 ist zwischen dem Außenleiter der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 ein Lastausgleichswiderstand 13 von im Ausführungsbeispiel $50\ \Omega$ zur Kompensation eines hinsichtlich seiner Signalamplitude bzw. Signalleistung asymmetrischen ersten und zweiten Hochfrequenzsignals und parallel dazu ein Kondensator 19 zur Kompensation von Restreaktanzen innerhalb des Hochfrequenz-Signalkombinierers angeordnet. Äquivalent ist an den beiden Eingängen der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 zwischen dem Außenleiter der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 ein Eingangsausgleichswiderstand 14 von $50\ \Omega$ zur Kompensation eines hinsichtlich seiner Signalamplitude bzw. Signalleistung asymmetrischen ersten und zweiten Hochfrequenzsignals und parallel dazu ein Kondensator 18 zur Kompensation von Restreaktanzen innerhalb des Hochfrequenz-Signalkombinierers vorgesehen.

[0018] Der Wellenwiderstand der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 beträgt im Ausführungsbeispiel jeweils $35\ \Omega$, wohingegen der Wellenwiderstand der ersten und zweiten Streifenleitung 9 und 11 im Ausführungsbeispiel jeweils $15\ \Omega$ beträgt. Aufgrund der elektrischen Verbindung des Außenleiters der ersten bzw. zweiten Koaxialleitung 4 bzw. 6 mit der ersten bzw. zweiten Streifenleitung 9 bzw. 11 sind die erste Koaxialleitung 4 und die erste Streifenleitung 9 sowie die zweite Koaxialleitung 6 und die zweite Streifenleitung 11 zueinander in Serie geschaltet und bilden einen Spannungsteiler zwischen dem Spannungspotential am Innenleiter der ersten bzw. zweiten Koaxialleitung 2 bzw. 4 und dem Massepotential an der Masseleitung 10 bzw. 12 der ersten bzw. zweiten Streifenleitung 9 und 11. Jeder dieser beiden Spannungsteiler ist schematisch in gestrichelter Linie in Fig. 1A bzw. 1B durch die in Serie geschalteten Widerstände 15_1 und 15_2 sowie 15_3 und 15_4 mit jeweils $35\ \Omega$ und jeweils $15\ \Omega$ angedeutet. Somit ergibt sich im ungestörten Betriebsfall bei symmetrischer Ansteuerung eingangs- und ausgangsseitig der ersten bzw. zweiten Koaxialleitung 4 bzw. 6 jeweils ein Spannungsabfall von $0,7 \cdot U_{E1}$ bzw. $0,7 \cdot U_{E2}$ zwischen dem Innen- und dem Außenleiter der ersten bzw. zweiten Koaxialleitung 4 bzw. 6 und eingangs- und ausgangsseitig der ersten bzw. zweiten Streifenleitung 9 bzw. 11 jeweils ein Spannungsabfall von $0,3 \cdot U_{E1}$ bzw. $0,3 \cdot U_{E2}$ zwischen der eigentlichen ersten bzw. zweiten Streifenleitung 9 bzw. 11 und der zugehörigen Masseleitung 10 bzw. 12.

[0019] Die Eingangsimpedanz des Hochfrequenz-Signalkombinierers beträgt an den beiden Eingangsports 1 und 2 aufgrund der Serienschaltung von erster Koaxialleitung 4 und erster Streifenleitung 9 sowie von zweiter Koaxialleitung 6 und zweiter Streifenleitung 11 bei den bevorzugten Werten für die Wellenwiderstände der ersten und zweiten Koaxial- und Streifenleitung im Ausführungsbeispiel jeweils $50\ \Omega$. Die Ausgangsimpedanz des Hochfrequenz-Signalkombinierers am Ausgangsport 8 beträgt aufgrund der Parallelschaltung der aus der ersten Koaxialleitung 4 und der ersten Streifenleitung 9 bestehenden ersten Serienschaltung von HF-Leitungen und der aus der zweiten Koaxialleitung 6 und der zweiten Streifenleitung 11 bestehenden zweiten Serienschaltung von Hochfrequenz-Leitungen, die der in Fig. 1A bzw. 1B darge-

stellten Brückenschaltung aus den gestrichelt dargestellten Widerständen 15_1 und 15_2 sowie 15_3 und 15_4 entspricht, im Ausführungsbeispiel $25\ \Omega$.

[0020] Der Signalpegel U_A des dritten Hochfrequenzsignals am Ausgangsport 8 des Hochfrequenz-Signalkombinierers ergibt sich gemäß Gleichung (1) aus der Summe des ausgangsseitigen Spannungsabfalls zwischen dem Innen- und dem Außenleiter der ersten Koaxialleitung 4 (entspricht dem Spannungsabfall am fiktiven Widerstand 15_1) und dem ausgangsseitigen Spannungsabfall zwischen der zweiten Streifenleitung 11 und der zugehörigen Masseleitung 12 (entspricht dem Spannungsabfall am fiktiven Widerstand 15_2) oder äquivalent aus der Summe des ausgangsseitigen Spannungsabfalls zwischen dem Innen- und dem Außenleiter der zweiten Koaxialleitung 6 (entspricht dem Spannungsabfall am fiktiven Widerstand 15_3) und dem ausgangsseitigen Spannungsabfall zwischen der ersten Streifenleitung 9 und der zugehörigen Masseleitung 10 (entspricht Spannungsabfall am fiktiven Widerstand 15_4), die in beiden Fällen bei einem hinsichtlich Amplitude und Phase identischen ersten und zweiten Hochfrequenzsignal dem Signalpegel U_{E1} oder U_{E2} des ersten oder zweiten Hochfrequenzsignals am ersten und zweiten Eingangsport 1 und 2 entspricht.

$$U_A = 0,7 \cdot U_{E1} + 0,3 \cdot U_{E2} = 0,7 \cdot U_{E2} + 0,3 \cdot U_{E1} = U_{E1} = U_{E2} \quad (1)$$

[0021] Der Strom I_A am Ausgangsport 8 des Hochfrequenz-Signalkombinierers ergibt sich gemäß Gleichung (2) als Addition des Stroms I_1 durch den Innenleiter der ersten Koaxialleitung 4 und des Stroms I_2 durch den Innenleiter der zweiten Koaxialleitung 6:

$$I_A = I_1 + I_2 \quad (2)$$

[0022] Der Stromfluss des auf der Innenseite des Außenleiters der ersten Koaxialleitung 4 vom Ausgang zum Eingang der ersten Koaxialleitung 4 fließenden Stroms I_1 , der komplementär zum auf dem Innenleiter der ersten Koaxialleitung 4 fließenden Strom I_1 ist, wird über den ersten Streifenleiter 9 geschlossen. Äquivalent wird der Stromfluss des auf der Innenseite des Außenleiters der zweiten Koaxialleitung 6 vom Ausgang zum Eingang der zweiten Koaxialleitung 6 fließende Stroms I_2 , der komplementär zum auf dem Innenleiter der zweiten Koaxialleitung 6 fließenden Stroms I_2 ist, über den zweiten Streifenleiter 11 geschlossen.

[0023] Die Leistung P_A am Ausgangsport 8 ergibt sich ausgehend von Gleichung (1) und (2) gemäß Gleichung (3) aus der Addition der Leistungen P_{E1} und P_{E2} am ersten und zweiten Eingangsport 1 und 2.

$$P_A = I_A \cdot U_{E1} = I_A \cdot U_{E2} = I_1 \cdot U_{E1} + I_2 \cdot U_{E2} = P_{E1} + P_{E2} \quad (3)$$

[0024] Im gestörten Betriebsfall bei asymmetrischer Ansteuerung des Hochfrequenzsignalkombinierers wird einer der beiden Eingangsport 1 und 2 nicht angesteuert. Wird beispielsweise, wie in Fig. 1B dargestellt ist, der zweite Eingangsport 2 nicht angesteuert, so liegt am zweiten Eingangsport 2 eine Spannung $U_{E2}=0V$ an. Somit beträgt der Spannungsabfall zwischen Innen- und Außenleiter der zweiten Koaxialleitung 6 eingangs- und ausgangsseitig der zweiten Koaxialleitung 6 jeweils $0V$. Konsequenterweise ist auch der Spannungsabfall von der zweiten Streifenleitung 11 zur zugehörigen Masseleitung 12 eingangs- und ausgangsseitig $0V$. Bei fehlender Ansteuerung des zweiten Eingangsport 2 fließt kein Strom I_2 durch den Innenleiter der zweiten Koaxialleitung 6 und durch die zweite Streifenleitung 11.

[0025] Bei fehlender Ansteuerung des zweiten Eingangsport 2 ergibt sich das ausgangsseitige Potential des Innenleiters der ersten Koaxialleitung 4 gegen Masse zu $0,7 \cdot U_{E1}$ und entspricht dem Spannungsabfall am fiktiven Widerstand 15_1 und 15_2 . Das ausgangsseitige Potential des Innenleiters der zweiten Koaxialleitung 6 gegen Masse ergibt sich zu $0,3 \cdot U_{E1}$ und entspricht dem Spannungsabfall am fiktiven Widerstand 15_3 und 15_4 . Aufgrund der unterschiedlichen ausgangsseitigen Potentiale an den Innenleitern der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 kommt es über den Lastausgleichswiderstand 13 zu einem Potentialausgleich zwischen dem ausgangsseitigen Potential des Innenleiters der ersten Koaxialleitung 4 gegen Masse und dem ausgangsseitigen Potential des Innenleiters der zweiten Koaxialleitung 6 gegen Masse, die gemäß Gleichung (4) zu einer Spannung U_A des dritten Hochfrequenzsignals am Ausgangsport 8 in der symmetrischen Mitte zwischen $0,3 \cdot U_{E1}$ und $0,7 \cdot U_{E1}$, nämlich bei $0,5 \cdot U_{E1}$, führt.

$$U_A = 0,5 \cdot U_{E1} \quad (4)$$

[0026] Der Ausgangsstrom I_A am Ausgangsport 8 des Hochfrequenz-Signalkombinierers entspricht gemäß Gleichung (5) dem einzig fließenden Strom I_1 durch den Innenleiter der ersten Koaxialleitung 4:

$$I_A = I_1 \quad (5)$$

[0027] Die Leistung P_A am Ausgangsport 8 im gestörten Betriebsfall ergibt sich ausgehend von Gleichung (4) und (5) gemäß Gleichung (6), die einem Viertel der Leistung P_A am Ausgangsport 8 gemäß Gleichung (3) im ungestörten Betriebsfall entspricht:

$$P_A = 0,5 \cdot U_{E1} \cdot I_1 \quad (6)$$

[0028] Aufgrund des Potentialausgleichs zwischen dem ausgangsseitigen Potential der Innenleiter der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 ergibt sich das ausgangsseitige Potential des Innenleiters der zweiten Koaxialleitung 6 gegen Masse zu $0,5 \cdot U_{E1}$. Dies führt aufgrund des ausgangsseitigen Spannungsabfalls zwischen dem Innenleiter und dem Außenleiter der zweiten Koaxialleitung 6 in Höhe von 0V zu einem ausgangsseitigen Potential des Außenleiters der zweiten Koaxialleitung 6 gegen Masse ebenfalls in Höhe von $0,5 \cdot U_{E1}$. Da das eingangsseitige Potential des Außenleiters der zweiten Koaxialleitung 6 aufgrund des nicht angesteuerten zweiten Eingangsports 2 auf Massepotential liegt, liegt ein Spannungsabfall am Außenleiter der zweiten Koaxialleitung 6 zwischen dem ausgangs- und dem eingangsseitigen Ende der zweiten Koaxialleitung 6 in Höhe von $0,5 \cdot U_{E1}$ vor, der einen Strom $I_{Mantel2}$ auf der Außenseite der Schirmung der zweiten Koaxialleitung 6 als sogenannte Mantelwelle vom ausgangsseitigen zum eingangsseitigen Ende der zweiten Koaxialleitung 6 treibt.

[0029] Das eingangsseitige Potential des Außenleiters der ersten Koaxialleitung 4 weist aufgrund der Ansteuerung des ersten Eingangsports 1 mit dem ersten Hochfrequenzsignal, dessen Signalpegel den Wert U_{E1} aufweist, und aufgrund des Spannungsabfalls zwischen Innenleiter und Außenleiter der ersten Koaxialleitung 4 in Höhe von $0,7 \cdot U_{E1}$ einen Wert in Höhe von $0,3 \cdot U_{E1}$ auf. Da das ausgangsseitige Potential des Innenleiters der ersten Koaxialleitung 4 aufgrund des Potentialausgleichs zwischen dem ausgangsseitigen Potential der Innenleiter der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 einen Wert in Höhe von $0,5 \cdot U_{E1}$ besitzt und der Spannungsabfall zwischen Innenleiter und Außenleiter der ersten Koaxialleitung 4 $0,7 \cdot U_{E1}$ beträgt, weist das ausgangsseitige Potential des Außenleiters der ersten Koaxialleitung 4 einen Wert in Höhe von $-0,2 \cdot U_{E1}$ auf. Somit liegt ein Spannungsabfall am Außenleiter zwischen dem eingangs- und dem ausgangsseitigen Ende der ersten Koaxialleitung 4 in Höhe von $0,5 \cdot U_{E1}$ vor, der einen Strom $I_{Mantel1}$ auf der Außenseite der Schirmung der ersten Koaxialleitung 4 als sogenannte Mantelwelle vom eingangsseitigen zum ausgangsseitigen Ende der ersten Koaxialleitung 4 treibt.

[0030] Da die beiden Mantelwellen $I_{Mantel1}$ und $I_{Mantel2}$ auf der Außenseite der Schirmung der ersten und zweiten Koaxialleitung 1 und 2 unerwünscht sind, müssen sie kompensiert oder zumindest gedämpft werden. Da es sich um hochfrequente Signale handelt, werden sie allein durch die Induktivitätsbeläge der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 zu einem gewissen Grad schon gedämpft. Die Induktivität der ersten und zweiten Koaxialleitung und damit ihre Dämpfungscharakteristik wird durch Umschließen der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 mit einem ringförmigen Kern aus einem magnetisierbaren Material erhöht. Eine zusätzliche Erhöhung der Induktivität der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 kann durch eine vorteilhafte Anordnung der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 erzielt werden, wie im Folgenden anhand der Figuren 4A und 4B gezeigt wird.

[0031] Da die Mantelwellen $I_{Mantel1}$ und $I_{Mantel2}$ auf der ersten und zweiten Koaxialleitung 1 und 2 aufgrund des identischen Spannungsabfalls zwischen jeweils den beiden Enden der ersten und zweiten Koaxialleitung 1 und 2 gleich groß sind, könnten sie aufgrund ihrer Stromrichtung über den Ausgangsport 8 einen geschlossen Stromkreis vom ersten Eingangsport 1 zum zweiten Eingangsport 2 bilden. Die Induktivitäten der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 würden folglich eine Serienschaltung zwischen ersten und zweiten Eingangsport 1 und 2 bilden.

[0032] Würde man die erste und zweite Koaxialleitung 4 und 6 in der identischen Orientierung durch die Ausnehmung bzw. Bohrung 20 des Ringkerns 7 - d.h. eingangsseitiges Ende der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 an der einen Seite der Bohrung 20 und ausgangsseitiges Ende der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 an der anderen Seite der Bohrung 20 -, so erhält man die in Fig. 4A dargestellte Ersatzschaltung der in Serie geschalteten Induktivität L_1 der ersten Koaxialleitung 4 und L_2 der zweiten Koaxialleitung 6, wobei der Punkt die identische Orientierung der Induktivität L_1 und L_2 kennzeichnet. Für die Gesamtinduktivität L der Ersatzschaltung gilt die Beziehung in Gleichung (7) mit der Gegeninduktivität M gemäß Gleichung (8). Bei gleicher Orientierung der Induktivität L_1 und L_2 und unterschiedlicher Stromrichtung in den beiden Induktivität L_1 und L_2 weist die in die jeweils andere Induktivität induzierte Gegeninduktivität M ein entgegengesetztes Vorzeichen zur in den Induktivität L_1 und L_2 jeweils erzeugten Selbstinduktivität auf, was durch das Minuszeichen vor dem Term $2M$ modelliert wird.

$$L = L_1 + L_2 - 2M \approx 0 \quad (7)$$

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \approx L_1 = L_2 = L' \quad (8)$$

[0033] Bei dünner Wicklung des ringförmigen Kerns ist der Faktor k in der mathematischen Beziehung für die Gegeninduktivität M näherungsweise 1, so dass sich für die Gegeninduktivität M näherungsweise der Wert der jeweils identischen Selbstinduktivität $L_1 = L_2 = L'$ der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 und für die Gesamtinduktivität L der Ersatzschaltung näherungsweise ein Wert von Null ergibt.

[0034] Weisen die erste und zweite Koaxialleitung 4 und 6 in der Bohrung 20 des Ringkerns 7 eine unterschiedliche Orientierung auf, wie es in den Fig. 1A und 1B angedeutet ist, so ergibt sich das in Fig. 4B dargestellte Ersatzschaltbild für die Gesamtinduktivität L der Ersatzschaltung. Bei gleicher Orientierung der Induktivität L_1 und L_2 und gleicher Stromrichtung in den beiden Induktivitäten L_1 und L_2 weist die in die jeweils andere Induktivität induzierte Gegeninduktivität M ein gleiches Vorzeichen zur in den Induktivität L_1 und L_2 jeweils erzeugten Selbstinduktivität auf, was gemäß Gleichung (9) durch ein Pluszeichen vor dem Term $2M$ in der mathematischen Beziehung für die Gesamtinduktivität L modelliert wird.

$$L = L_1 + L_2 + 2M \approx 4L \quad (7)$$

[0035] Die Gesamtinduktivität L für eine Anordnung aus einer ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6, bei der die Orientierung der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 innerhalb der Bohrung 20 des Ringkerns 7 jeweils unterschiedlich ist, wird somit gegenüber der Selbstinduktivität L_1 bzw. L_2 der ersten bzw. zweiten Koaxialleitung 4 bzw. 6 vervierfacht.

[0036] Eine weitere Erhöhung der Induktivität in der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 und damit der Gesamtinduktivität L für die Koppler-Anordnung aus erster und zweiter Koaxialleitung 4 und 6 wird durch die erfindungsgemäße Verwendung eines Ringkerns 7 erzielt, der gemäß Fig. 3 aus einem axial aufgewickelten Band gefertigt ist, das aus einer ersten Schicht 16 aus magnetisierbaren Eisen und aus einer zweiten Schicht 17 aus einer isolierenden Schicht, beispielsweise aus einem Oxid oder Nitrid, bevorzugt, aus einem isolierenden Magnesiumoxid, besteht.

[0037] Die spiralförmige Anordnung des aus magnetisierbaren Eisen und isolierenden Magnesiumoxid bestehenden Bandes im Ringkern reduziert die Wirbelstromgrenzfrequenz f_g gegenüber einem in Sintertechnologie hergestellten konventionellen Ferritkern deutlich. Zusammen mit der gegenüber einem konventionellen höheren Materialdichte des magnetisierbaren Eisens im Ringkern ergibt sich eine dreifach höhere Sättigungsinduktivität B_S und eine insbesondere bei höheren Frequenzen deutlich höhere Permeabilitätszahl μ_r ($\mu_r \approx 100000$ im Vergleich zu einem $\mu_r \approx 5000$ bei in konventioneller Sintertechnologie hergestellten Ferritkernen). Höhere Sättigungsinduktivität B_S und höhere Permeabilitätszahl μ_r ermöglichen eine höhere Selbstinduktivität L_1 und L_2 und eine höhere Gegeninduktivität M der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 und damit eine höhere Gesamtinduktivität L der Koppler-Anordnung. Zusätzlich ermöglicht die höhere Materialdichte im Ringkern eine höhere Kompaktheit des Hochfrequenz-Signalkombinierers.

[0038] Um die Kompaktheit des Hochfrequenz-Signalkombinierers zusätzlich zu erhöhen, werden die Koaxialleitungen des ursprünglichen Hochfrequenz-Signalkombinierers, die den auf den Innenseite der Abschirmung der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 fließenden Strom zurückführen, erfindungsgemäß jeweils durch eine platzsparende erste und zweite Streifenleitung 9 und 11 ersetzt.

[0039] Um bessere elektrische Eigenschaften des erfindungsgemäßen Hochfrequenzsignalkombinierers zu erzielen, weist die erste und zweite Streifenleitung 9 und 11 gegenüber der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 einen geringeren Wellenwiderstand, nämlich einen Wellenwiderstand in Höhe von 15Ω gegenüber dem Wellenwiderstand in Höhe von 35Ω bei der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6. Die physikalische Länge der ersten und zweiten Streifenleitung 9 und 11 in Höhe von 70mm bis 120mm, bevorzugt 92,3 mm, ist somit auch kürzer als die physikalische Länge der ersten und zweiten Koaxialleitung 4 und 6 in Höhe von 150mm bis 200mm, bevorzugt 187 mm.

[0040] Die Erfindung ist nicht auf die dargestellte Ausführungsform beschränkt. Von der Erfindung sind insbesondere auch andere Parameterkombinationen für die Wellenwiderstände der Koaxial- und Streifenleitungen abgedeckt, die zu einer gegebenen Eingangsimpedanz, insbesondere von 50Ω , und einer gegebenen Ausgangsimpedanz, insbesondere von 25Ω , des Hochfrequenz-Signalkombinierers führen.

Patentansprüche

1. Hochfrequenz-Signalkombinierer mit
einem ersten Eingangsanschluss (1) zur Einspeisung eines ersten Hochfrequenzsignals,
einem zweiten Eingangsanschluss (2) zur Einspeisung eines zweiten Hochfrequenzsignals,
einem Ausgangsanschluss (8) zur Ausgabe des aus dem ersten und dem zweiten Hochfrequenzsignal kombinierten

dritten Hochfrequenzsignals,
 einer ersten Koaxialleitung (4) zwischen dem ersten Eingangsanschluss (1) und dem Ausgangsanschluss (8),
 einer zweiten Koaxialleitung (6) zwischen dem zweiten Eingangsanschluss (2) und dem Ausgangsanschluss (8),
 einem ringförmigen Kern (7), durch dessen Ausnehmung (20) die erste und zweite Koaxialleitung (4,6) hindurch
 5 geführt sind,
 einem Lastausgleichswiderstand (13) zur Kompensation eines hinsichtlich seiner Signalamplitude bzw. Signalleistung asymmetrischen ersten und zweiten Hochfrequenzsignals und einem dazu parallelen Kondensator (19) zur
 10 Kompensation von Restreaktanzen innerhalb des Hochfrequenz-Signalkombinierers zwischen den ausgangsseitigen Außenleitern der ersten Koaxialleitung (4) und der zweiten Koaxialleitung (6), und
 einem Eingangsausgleichswiderstand (14) zur Kompensation eines hinsichtlich seiner Signalamplitude bzw. Signalleistung asymmetrischen ersten und zweiten Hochfrequenzsignals und einem dazu parallelen Kondensator (18)
 zur Kompensation von Restreaktanzen innerhalb des Hochfrequenz-Signalkombinierers zwischen den eingangs-
 seitigen Außenleitern der ersten Koaxialleitung (4) und der zweiten Koaxialleitung (6),
dadurch gekennzeichnet,
 15 **dass** zwischen dem Außenleiter der ersten Koaxialleitung (4) am ersten Eingangsanschluss (1) und am Ausgangsanschluss (8) zusätzlich eine erste Mikrostreifenleitung (9) und zwischen dem Außenleiter der zweiten Hochfrequenzleitung (6) am zweiten Eingangsanschluss (2) und am Ausgangsanschluss (8) eine zweite Mikrostreifenleitung (11) ausgebildet ist und
dass die physikalische Länge der ersten und zweiten Koaxialleitung (4,6) unterschiedlich zur physikalischen Länge
 20 der ersten und zweiten Mikrostreifenleitung (9,11) ist und/oder
dass der Wellenwiderstand der ersten und zweiten Koaxialleitung (4,6) unterschiedlich zum Wellenwiderstand der ersten und zweiten Mikrostreifenleitung (9,11) ist.

2. Hochfrequenz-Signalkombinierer nach Anspruch 1,

dadurch gekennzeichnet,
dass der ringförmige Kern (7) aus einem aufgewickelten Band gefertigt ist, das aus einer ersten Schicht (16) aus
 einem magnetisierbaren Material und aus einer zweiten Schicht (17) aus einem isolierenden Material besteht.

3. Hochfrequenz-Signalkombinierer nach Anspruch 1 oder 2,

dadurch gekennzeichnet,
dass die erste und zweite Koaxialleitung (4,6) jeweils einen Wellenwiderstand von ca. $35\ \Omega$ und die erste und zweite
 Mikrostreifenleitung (9,11) jeweils einen Wellenwiderstand von ca. $15\ \Omega$ aufweisen.

4. Hochfrequenz-Signalkombinierer nach einem der Ansprüche 1 bis 3,

dadurch gekennzeichnet,
dass die erste und zweite Koaxialleitung (4,6) jeweils eine physikalische Länge von 150mm bis 200mm, bevorzugt
 von 187 mm, und die erste und zweite Mikrostreifenleitung (9,11) jeweils eine physikalische Länge von 70mm bis
 120mm, bevorzugt von 92,3 mm, aufweisen.

5. Hochfrequenz-Signalkombinierer nach Anspruch 2,

dadurch gekennzeichnet,
dass die erste Schicht (16) eine 5 bis 50 Mikrometer, bevorzugt 16 bis 20 Mikrometer dicke Eisenschicht und die
 zweite Schicht (17) eine 0,1 bis 1 Mikrometer, bevorzugt 0,5 Mikrometer, dicke Oxid- oder Nitrid-Schicht, insbeson-
 dere aus Magnesiumoxid, ist.

Claims

1. High frequency signal combiner with

a first input terminal or port (1) for feeding in a first high frequency signal,
 a second input terminal or port (2) for feeding in a second high frequency signal,
 an output terminal or port (8) for outputting the third high frequency signal which is a combination of the first and
 the second high frequency signal,
 a first coaxial line (4) between the first input terminal or port (1) and the output terminal or port (8),
 55 a second coaxial line (6) between the second input terminal or port (2) and the output terminal or port (8),
 an annular core (7) through the recess (20) of which the first and second coaxial line (4, 6) are passed,
 a load balancing resistor (13) for compensating for a first and second high frequency signal which is asymmetrical
 with regard to its signal amplitude or signal power, and a parallel capacitor (19) for compensating for residual

reactances within the high frequency signal combiner between the output-side outer conductors of the first coaxial line (4) and the second coaxial line (6), and

an input balancing resistor (14) for compensating for a first and second high frequency signal which is asymmetrical with regard to its signal amplitude or signal power and a parallel capacitor (18) for compensating for residual reactances within the high frequency signal combiner between the input-side outer conductors of the first coaxial line (4) and the second coaxial line (6),

characterised in that

in addition a first microstrip line (9) is formed between the outer conductor of the first coaxial line (4) at the first input terminal or port (1) and at the output terminal or port (8) and a second microstrip line (11) is formed between the outer conductor of the second high frequency line (6) at the second input terminal or port (2) and at the output terminal or port (8), and

in that the physical length of the first and second coaxial line (4, 6) is different to the physical length of the first and second microstrip line (9, 11), and/or

in that the surge impedance of the first and second coaxial line (4, 6) is different to the surge impedance of the first and second microstrip line (9, 11).

2. High frequency signal combiner according to claim 1,

characterised in that

the annular core (7) is made of a wound strip which is composed of a first layer (16) of a magnetizable material and of a second layer (17) of an insulating material.

3. High frequency signal combiner according to claim 1 or 2,

characterised in that

the first and second coaxial line (4, 6) each have a surge impedance of approximately $35\ \Omega$ and the first and second microstrip line (9, 11) each have a surge impedance of approximately $15\ \Omega$.

4. High frequency signal combiner according to one of claims 1 to 3,

characterised in that

the first and second coaxial line (4, 6) each have a physical length of 150 mm to 200 mm, preferably of 187 mm, and the first and second microstrip line (9, 11) each have a physical length of 70 mm to 120 mm, preferably of 92.3 mm.

5. High frequency signal combiner according to claim 2,

characterised in that

the first layer (16) is an iron layer with a thickness of 5 to 50 micrometers, preferably 16 to 20 micrometers, and the second layer (17) is an oxide or nitride layer, in particular of magnesium oxide, with a thickness of 0.1 to 1 micrometer, preferably of 0.5 micrometer.

Revendications

1. Combinateur de signaux haute fréquence avec

une première connexion d'entrée (1) pour l'introduction d'un premier signal haute fréquence,

une seconde connexion d'entrée (2) pour l'introduction d'un second signal haute fréquence,

une connexion de sortie (8) pour l'émission du troisième signal haute fréquence combiné à partir du premier et du second signal haute fréquence,

une première ligne coaxiale (4) entre la première connexion d'entrée (1) et la connexion de sortie (8),

une seconde ligne coaxiale (6) entre la seconde connexion d'entrée (2) et la connexion de sortie (8),

un noyau annulaire (7), à travers l'évidement (20) duquel sont menées la première et la seconde ligne coaxiale (4, 6),

une résistance de compensation de charge (13) pour la compensation d'un premier et d'un second signal haute fréquence asymétrique concernant son amplitude de signal ou sa puissance de signal et un condensateur (19) parallèle à celle-ci pour la compensation de réactances résiduelles à l'intérieur du combinateur de signaux haute fréquence entre les conducteurs externes du côté de la sortie de la première ligne coaxiale (4) et de la seconde ligne coaxiale (6), et

une résistance de compensation d'entrée (14) pour la compensation d'un premier et d'un second signal haute fréquence asymétrique concernant son amplitude de signal ou sa puissance de signal et un condensateur (18) parallèle à celle-ci pour la compensation de réactances résiduelles à l'intérieur du combinateur de signaux haute fréquence entre les conducteurs externes du côté de l'entrée de la première ligne coaxiale (4) et de la seconde ligne coaxiale (6),

caractérisé en ce que, entre le conducteur externe de la première ligne coaxiale (4) au niveau de la première connexion d'entrée (1) et au niveau de la connexion de sortie (8) en outre une première ligne à microbande (9) est formée et entre le conducteur externe de la seconde ligne haute fréquence (6) au niveau de la seconde connexion d'entrée (2) et au niveau de la connexion de sortie (8) une seconde ligne à microbande (11) est formée et **en ce que** la longueur physique de la première et de la seconde ligne coaxiale (4, 6) est différente de la longueur physique de la première et de la seconde ligne à microbande (9, 11) et/ou

en ce que l'impédance caractéristique de la première et de la seconde ligne coaxiale (4, 6) est différente de l'impédance caractéristique de la première et de la seconde ligne à microbande (9, 11).

2. Combinateur de signaux haute fréquence selon la revendication 1, **caractérisé en ce que** le noyau annulaire (7) est formé à partir d'une bande enroulée qui consiste en une première couche (16) en un matériau magnétisable et en une seconde couche (17) en un matériau isolant.

3. Combinateur de signaux haute fréquence selon la revendication 1 ou 2, **caractérisé en ce que** la première et la seconde ligne coaxiale (4, 6) présentent chacune une impédance caractéristique d'environ $35\ \Omega$ et la première et la seconde ligne à microbande (9, 11) présentent chacune une impédance caractéristique d'environ $15\ \Omega$.

4. Combinateur de signaux haute fréquence selon l'une des revendications 1 à 3, **caractérisé en ce que** la première et la seconde ligne coaxiale (4, 6) présentent chacune une longueur physique de 150 mm à 200 mm, de préférence de 187 mm, et la première et la seconde ligne à microbande (9, 11) présentent chacune une longueur physique de 70 mm à 120 mm, de préférence de 92,3 mm.

5. Combinateur de signaux haute fréquence selon la revendication 2, **caractérisé en ce que** la première couche (16) est une couche de fer épaisse de 5 à 50 micromètres, de préférence de 16 à 20 micromètres et la seconde couche (17) est une couche d'oxyde ou de nitrure épaisse de 0,1 à 1 micromètre, de préférence de 0,5 micromètre, en particulier en oxyde de magnésium.

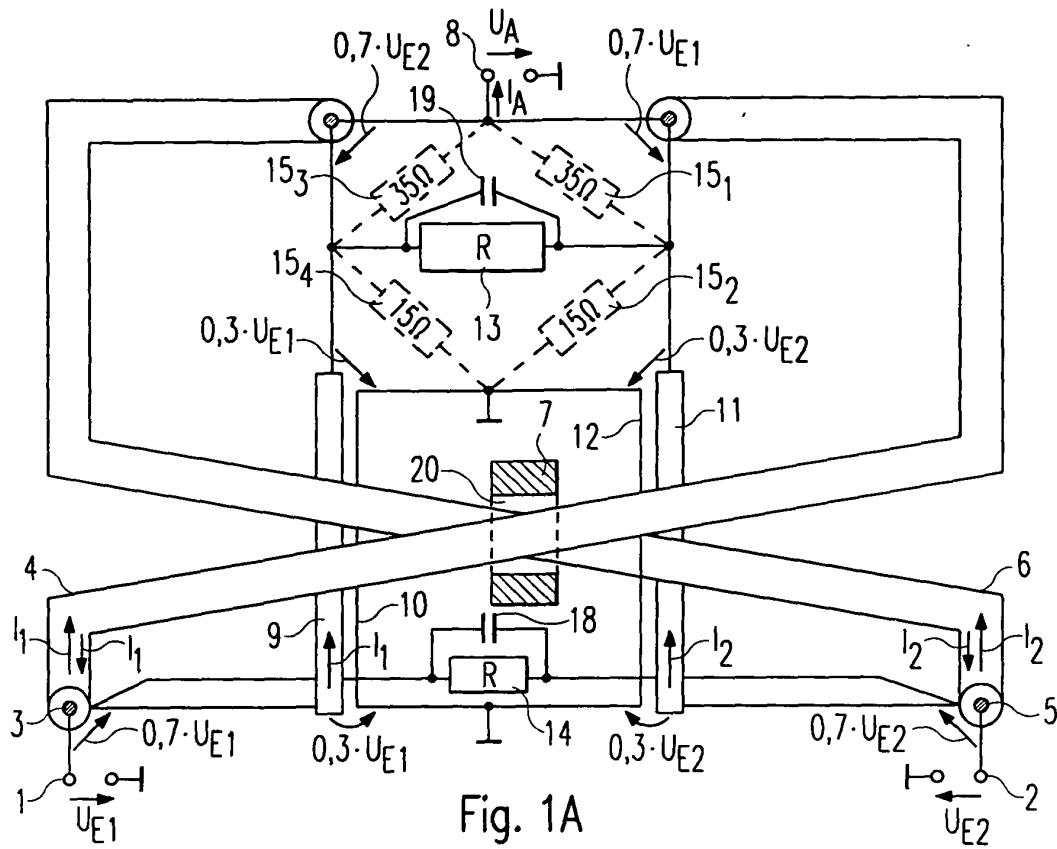


Fig. 1A

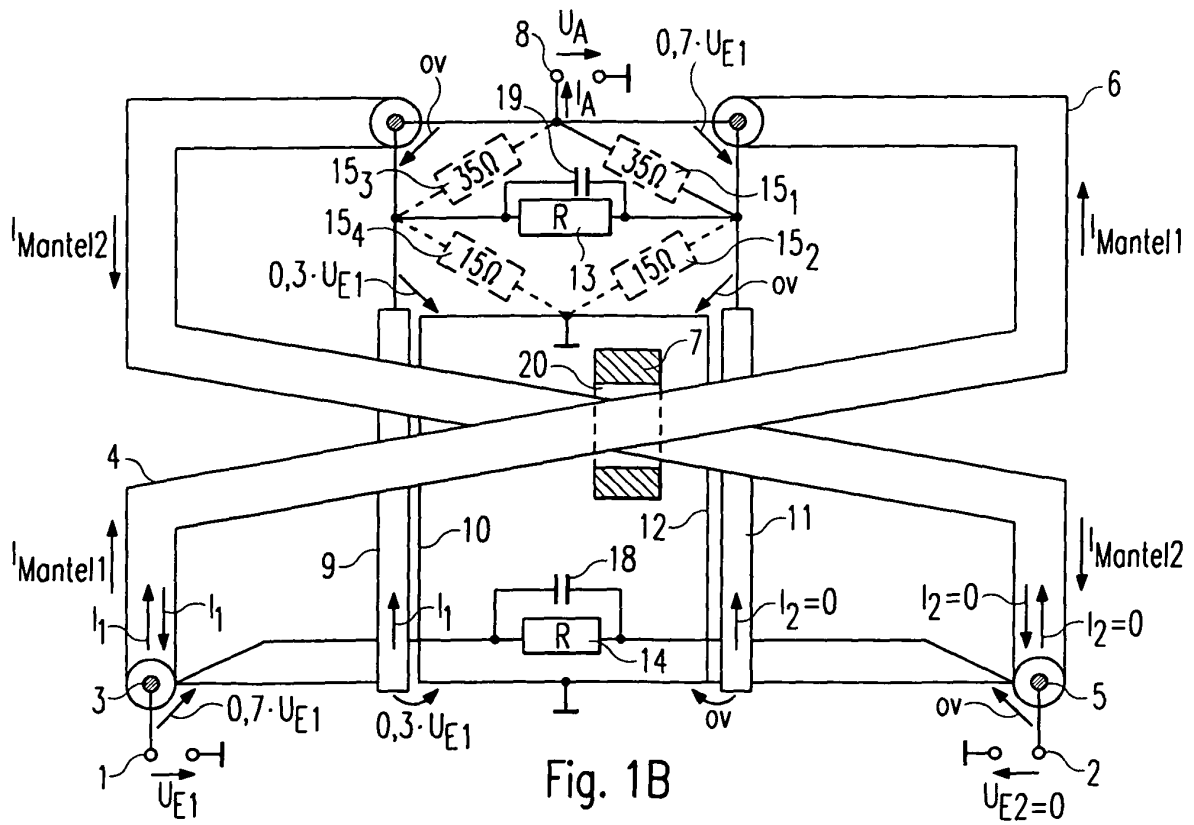


Fig. 1B

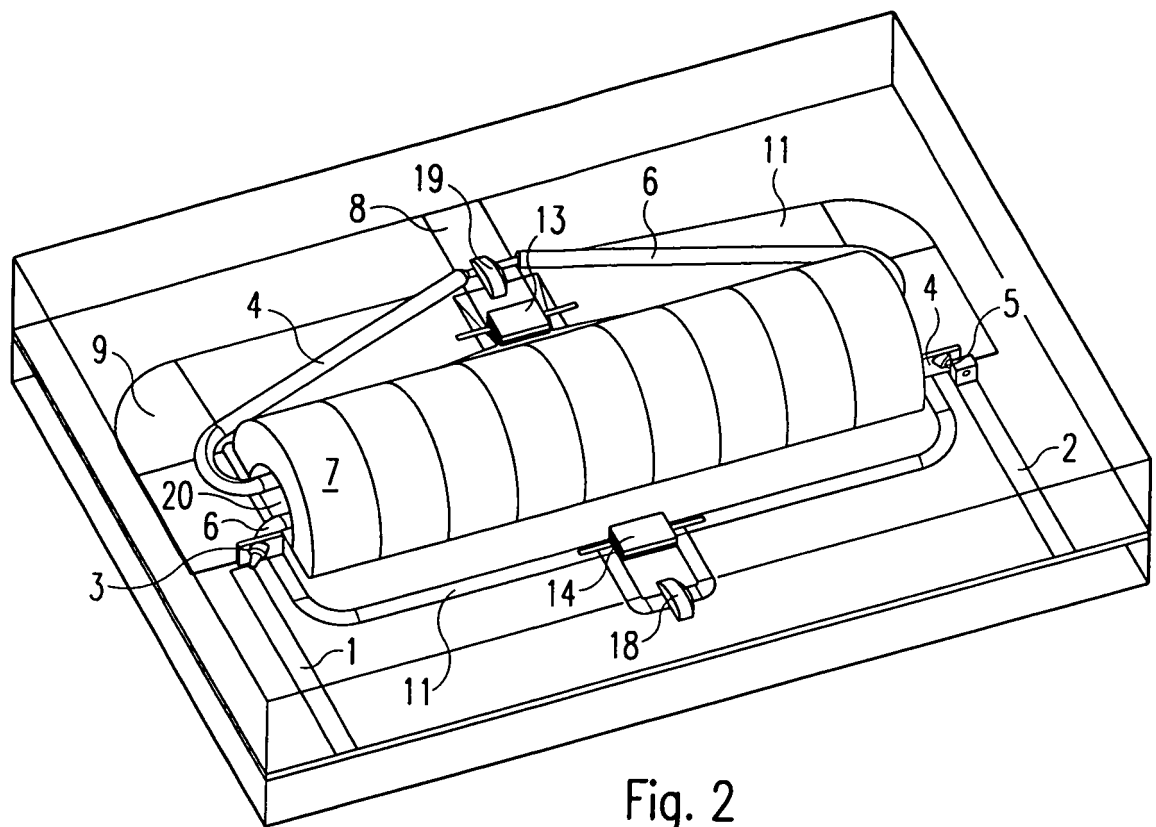


Fig. 2

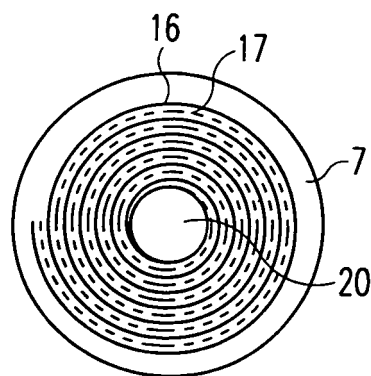


Fig. 3

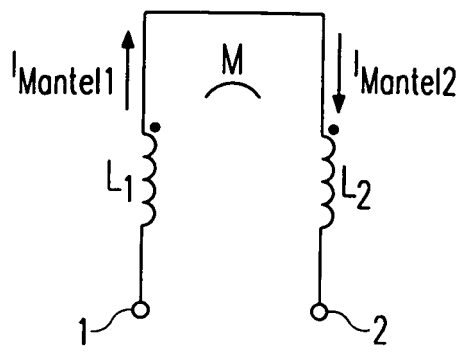


Fig. 4A

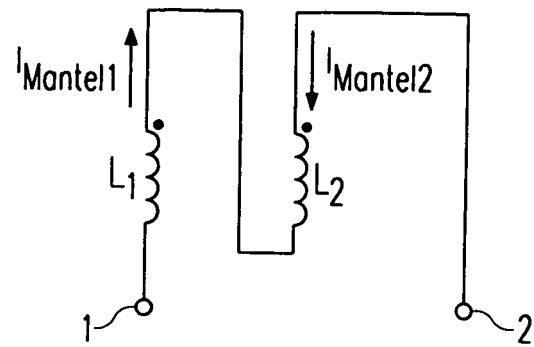


Fig. 4B

IN DER BESCHREIBUNG AUFGEFÜHRTE DOKUMENTE

Diese Liste der vom Anmelder aufgeführten Dokumente wurde ausschließlich zur Information des Lesers aufgenommen und ist nicht Bestandteil des europäischen Patentdokumentes. Sie wurde mit größter Sorgfalt zusammengestellt; das EPA übernimmt jedoch keinerlei Haftung für etwaige Fehler oder Auslassungen.

In der Beschreibung aufgeführte Patentdokumente

- US 6246299 B1 [0003] [0010]