



(12) **EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG**

(43) Veröffentlichungstag:
27.10.2010 Patentblatt 2010/43

(51) Int Cl.:
H01P 5/04 (2006.01) H01P 5/22 (2006.01)

(21) Anmeldenummer: **09450084.0**

(22) Anmeldetag: **22.04.2009**

(84) Benannte Vertragsstaaten:
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 SE SI SK TR
Benannte Erstreckungsstaaten:
AL BA RS

(72) Erfinder: **Mayer, Lukas W.**
1090 Wien (AT)

(74) Vertreter: **Weiser, Andreas**
Patentanwalt
Kopfgasse 7
1130 Wien (AT)

(71) Anmelder: **Mayer, Lukas W.**
1090 Wien (AT)

(54) **Hochfrequenz-Richtkoppler**

(57) Hochfrequenz-Richtkoppler (1) mit vier im Kreis geschalteten $\lambda/4$ -Streifenleitern (11 - 14), deren Schnittstellen einen Eingang (7), zwei Antennenports (8, 9) und einen Ausgang (10) bilden, mit zumindest einer in einen

Streifenleiter (13, 14) eingeschalteten steuerbaren Impedanz (15, 16), welche von einer an den Ausgang (10) angeschlossenen Abstimmereinrichtung (17) im Hinblick auf eine Minimierung des am Ausgang (10) auftretenden Signals gesteuert ist.

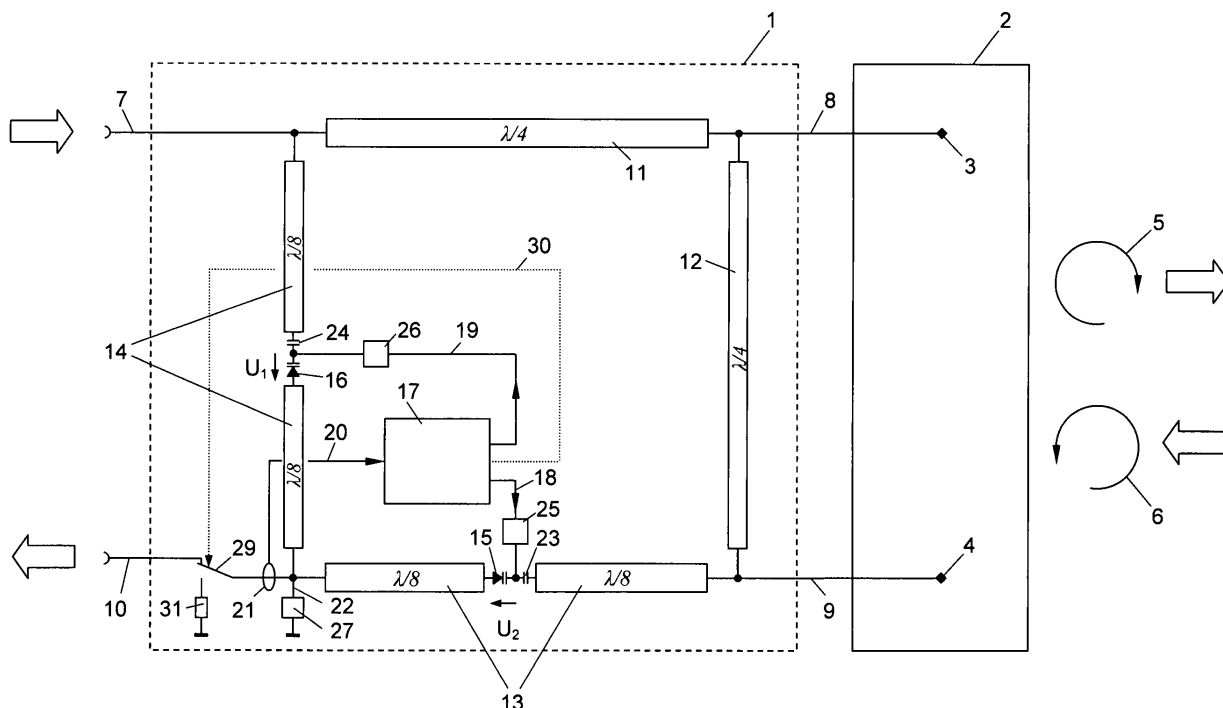


Fig. 1

Beschreibung

[0001] Die vorliegende Erfindung betrifft einen Hochfrequenz-Richtkoppler mit vier im Kreis geschalteten $\lambda/4$ -Streifenleitern, deren Schnittstellen einen Eingang, zwei Antennenports und einen Ausgang bilden.

[0002] Richtkoppler dieser Art erlauben in Kombination mit einer kreuzpolarisierten Antenne das Abstrahlen des Eingangssignals über die Antenne als zirkularpolarisierte Welle und das gleichzeitige Ausgeben einer über die Antenne entgegengesetzt zirkularpolarisiert empfangenen Welle als Ausgangssignal, siehe z.B. US 6 255 993. Dies wird beispielsweise zur Kommunikation mit RFID-Transpondern (radio frequency identification transponders) mit linear polarisierten Sendeempfangsantennen verwendet, um einerseits die Kommunikation unabhängig von der räumlichen Orientierung des Transponders zu machen und andererseits ein Übersprechen des Sendesignals auf das Empfangssignal durch die unterschiedliche Polarisation zu unterbinden. Die Güte der Sende/Empfangskanaltrennung des Richtkopplers ("Richtschärfe") hängt dabei von der Exaktheit der Abstimmung seiner vier $\lambda/4$ -Streifenleiter ab. Unsymmetrien im Schaltungsaufbau, Lageänderungen des Transponders und parasitäre Komponenten im Ausbreitungsfeld zwischen Antenne und Transponder führen zu Fehlanpassungen, welche die Richtschärfe und damit das am Ausgang erzielbare Nutzsignal-zu-Sendesignal-Verhältnis beeinträchtigen.

[0003] Um eine höhere Richtschärfe zu erzielen, wurde in der WO 2006/088583 bereits vorgeschlagen, bei RFID-Systemen mit gesonderten, linearpolarisierten Sende- und Empfangsantennen das in den Empfangskanal einstreuernde Sendesignal durch Einspeisung eines aus dem Sendekanal abgeleiteten Kompensationssignals zu löschen ("aktive Trägerunterdrückung"). Dies erfordert jedoch aufwendige und kostspielige Hochfrequenzbaugruppen zur Nachbearbeitung des Empfangssignals. Überdies gehen bei dieser Lösung die Vorteile der Zirkularpolarisation in Bezug auf Lageänderungen des Transponders verloren.

[0004] Die Erfindung setzt sich zum Ziel, einen Hochfrequenz-Richtkoppler für zirkular polarisierte Antennensysteme zu schaffen, welcher eine verbesserte Richtschärfe hat und dabei einfach und kostengünstig aufgebaut ist.

[0005] Dieses Ziel wird mit einem Hochfrequenz-Richtkoppler der einleitend genannten Art erreicht, der sich gemäß der Erfindung durch zumindest eine in einen $\lambda/4$ -Streifenleiter eingeschaltete steuerbare Impedanz auszeichnet, welche von einer an den Ausgang angeschlossenen Abstimmereinrichtung im Hinblick auf eine Minimierung des am Ausgang auftretenden Signals gesteuert ist.

[0006] Auf diese Weise wird die Möglichkeit einer aktiven Unterdrückung des Sendesignals im Empfangssignal direkt in den Richtkoppler integriert. Der Richtkoppler wird damit zu einem sich selbst adaptiv abstimmen-

den System, das auch unter wechselnden Umgebungsbedingungen, wie einer wechselnden Lage und Entfernung eines RFID-Transponders und/oder parasitären Elemente im Sendeempfangsfeld der Antenne, stets optimal abgestimmt ist. Damit werden eine maximale Richtschärfe und ein optimales Signal/Rausch-Verhältnis im Empfangssignal erreicht. Nachträgliche Trägerunterdrückungsverfahren durch teure und aufwendige Hochfrequenzbaugruppen sind nicht mehr nötig. Die Kompensation direkt im Richtkoppler ist mit wenigen hochfrequenzführenden Bauteilen erreichbar und hat damit auch den Vorteil minimaler Verluste.

[0007] Eine besonders vorteilhafte Ausführungsform der Erfindung zeichnet sich dadurch aus, daß zumindest zwei $\lambda/4$ -Streifenleiter mit jeweils einer von der Abstimmereinrichtung gesteuerten Impedanz versehen sind. Dadurch hat die Regelung jedenfalls zumindest zwei Freiheitsgrade, und das durch die Steuerung der Impedanzen vom Eingang zum Ausgang gelenkte Kompensationssignal kann demgemäß in zwei Freiheitsgraden, Amplitude und Phase, verändert werden, um das Abstimmungsoptimum zu erreichen.

[0008] Besonders vorteilhaft ist es, wenn gemäß einem weiteren Merkmal der Erfindung die beiden Impedanzen in den zum Ausgang führenden $\lambda/4$ -Streifenleitern liegen. Dadurch werden die Verluste in den Hauptsignalwegen des Richtkopplers möglichst gering gehalten.

[0009] Bevorzugt liegt jede steuerbare Impedanz etwa auf halbem Wege ihres $\lambda/4$ -Streifenleiters, wo sie ihre größte Wirksamkeit entfalten kann.

[0010] Als steuerbare Impedanz kann jedes in der Technik bekannte Element verwendet werden, beispielsweise MEM-Elemente (microelectronic-mechanical elements), PIN-Dioden, steuerbare Abschwächer usw. Bevorzugt wird vorgesehen, daß jede steuerbare Impedanz durch eine Varaktordiode gebildet ist, die galvanisch getrennt in den $\lambda/4$ -Streifenleiter eingefügt und deren Steuer-Vorspannung von der Abstimmereinrichtung über ein Hochfrequenz-Sperrfilter aufgebracht ist. Varaktordioden haben den Vorteil einer sehr geringen Verlustleistung.

[0011] Die Abstimmereinrichtung steuert die Impedanz(en) bevorzugt so, daß das Ausgangssignal in einem zeitlichen Mittel minimal ist. Dies vereinfacht die Schaltung im Vergleich zu den bekannten aktiven Kompensationsschaltungen wesentlich: Die Abstimmereinrichtung benötigt lediglich einen Meßwert des Ausgangssignals, und durch die zeitliche Mittelung ergibt sich eine träge Regelung, welche verhindert, daß ein relevantes Empfangssignal, z.B. das Datentelegramm eines RFID-Transponders, mitgelöscht wird.

[0012] Aus dem letzten Grund ist es besonders vorteilhaft, wenn alternativ oder zusätzlich die Abstimmereinrichtung die steuerbare(n) Impedanz(en) für die Dauer eines an den Antennenports erwarteten Empfangssignals fixiert, sodaß z.B. während des Empfangs eines Datentelegramms eines RFID-Transponders keine Ab-

stimmung erfolgt, welche das Empfangssignal verfälschen könnte.

[0013] Schließlich kann auch vorgesehen werden, daß die Abstimmrichtung einen in den Ausgang des Richtkopplers eingefügten Schalter öffnet, wenn das Ausgangssignal einen vorgegebenen Schwellwert übersteigt. Dadurch können nachgeordnete Baugruppen vor zu großen Signalamplituden, wie sie z.B. während des ersten Abgleichs oder in Zeiten vorübergehender FehlAbstimmung auftreten können, geschützt werden.

[0014] Die Erfindung wird nachstehend anhand eines in den beigeschlossenen Zeichnungen dargestellten Ausführungsbeispiels näher erläutert. In den Zeichnungen zeigt

Fig. 1 ein Schaltbild des Hochfrequenz-Richtkopplers der Erfindung und

Fig. 2 das Ausgangssignal des Richtkopplers in Abhängigkeit von den Steuerspannungen der beiden Varaktordioden.

[0015] Fig. 1 zeigt einen Richtkoppler 1 für den Hochfrequenzbereich, insbesondere Mikrowellenbereich, z.B. den Bereich von 800 - 900 MHz. Der Richtkoppler 1 ist in Streifenleitertechnologie aufgebaut und zum Zusammenwirken mit einer linear kreuzpolarisierten Sendempfangsantenne 2 bestimmt, z.B. einer Patchantenne. Die Antenne 2 besitzt zwei kreuzpolarisierte Anschlüsse 3, 4, u.zw. einen Anschluß 3 zur Anregung in horizontaler Richtung und einen Anschluß 4 zur Anregung in vertikaler Richtung (oder umgekehrt). Werden die Anschlüsse 3, 4 unter einem Phasenversatz von $\lambda/4$, d.h. 90° , sinusförmig gespeist, strahlt die Antenne 2 z.B. eine rechtszirkular polarisierte Sendewelle 5 ab. Umgekehrt kann die Antenne 2 eine linkszirkular polarisierte Empfangswelle 6 empfangen und an ihren Anschlüssen 3, 4 als zwei - in umgekehrter Richtung phasenversetzte - Sinuswellen zur Verfügung stellen.

[0016] Der Richtkoppler 1 ist ein Viertor mit einem Eingang 7, zwei Antennenports 8, 9 und einem Ausgang 10 und dient dazu, ein am Eingang 7 eingespeistes Eingangssignal auf den Antennenports 8, 9 so auszugeben, daß die Antenne 2 zur Abstrahlung der Sendewelle 5 angeregt wird, und umgekehrt eine von der Antenne 2 empfangene Empfangswelle 6 auf dem Ausgang 10 als Ausgangssignal auszugeben. Zu diesem Zweck setzt sich der Richtkoppler 1 aus vier elektrisch im Kreis (physisch z.B. als Quadrat oder Raute) geschalteten $\lambda/4$ -Streifenleitern 11 - 14 zusammen, deren Verbindungspunkte bzw. Schnittstellen den Eingang 7, die beiden Antennenports 8, 9 und den Ausgang 10 bilden.

[0017] Unter dem Begriff " $\lambda/4$ -Streifenleiter" wird in der vorliegenden Beschreibung ein Streifenleiter verstanden, welcher einen Phasenversatz des über ihn übertragenen Signals um eine viertel Wellenlänge ($\lambda/4$), d.h. 90° , bzw. um ein äquivalentes Winkelmaß $n\lambda + \lambda/4$ bzw. $n360^\circ + 90^\circ$ ($n = 1, 2, \dots$) erzeugt.

[0018] Wie dem Fachmann bekannt, ist für die Funk-

tion des Richtkopplers 1 neben der Länge der Streifenleiter 11 - 14 auch deren Impedanz entsprechend zu wählen, wie in Fig. 1 durch die unterschiedlichen Breiten der Streifenleiter angedeutet. Für einen 3dB-Richtkoppler, der an allen vier Toren 7 - 10 an 50 Ohm angepaßt sein soll, werden beispielsweise die Impedanzen der Streifenleiter 11, 13 zu 50 Ohm und die Impedanzen der Streifenleiter 12, 14 zu 71 Ohm gewählt; oder alternativ z.B. die Impedanzen der Streifenleiter 11, 13 zu 35 Ohm und die Impedanzen der Streifenleiter 12, 14 zu 50 Ohm; beide Varianten sind für die Funktion äquivalent. Werden die einander gegenüberliegenden Streifenleiter mit geringfügig unterschiedlichen Impedanzen versehen, kann zusätzlich das Verhältnis der an die Antennenports 8, 9 gelieferten Leistungen feinabgestimmt werden.

[0019] In zumindest einen der Streifenleiter 11 - 14, bevorzugt in zumindest zwei oder mehr Streifenleiter 11 - 14, besonderes bevorzugt in genau die beiden zum Ausgang 10 führenden Streifenleiter 13, 14, ist jeweils eine steuerbare Impedanz 15, 16 eingeschaltet, welche von einer Abstimmrichtung 17 über Steuerleitungen 18, 19 gesteuert wird. Die Abstimmrichtung 17, z.B. eine Mikroprozessorsteuerung, ist ihrerseits über eine Leitung 20 an den Ausgang 10 angeschlossen und empfängt von diesem über einen Abgriff 21, bevorzugt in Form eines Amplituden- oder Leistungsdetektors, einen Meßwert des Signals auf dem Ausgang 10, insbesondere einen Meßwert der Amplitude oder Leistung des Ausgangssignals.

[0020] Die steuerbaren Impedanzen 15, 16 sind möglichst verlustfrei als steuerbare Induktivitäten oder Kapazitäten ausgeführt. Bevorzugt sind die steuerbaren Impedanzen 15, 16 Varaktordioden, welche durch über die Steuerleitungen 18, 19 und einen Massepfad 22 übertragene Sperr- bzw. Vorspannungen U_1 , U_2 in ihrer Kapazität veränderbar sind.

[0021] Die Varaktordioden 15, 16 sind mittels Kondensatoren 23, 24 galvanisch getrennt in die Streifenleiter 13, 14 eingefügt, um die Vorspannungen U_1 , U_2 aufbringen zu können. Zur Verhinderung eines Ausleckens der Hochfrequenz in die Steuerleitungen 18, 19 und den Massepfad 22 sind diese mit Hochfrequenz-Sperrfiltern 25 - 27 versehen.

[0022] Durch Verstellen der Impedanzen 15, 16 können zwei Signalbeiträge, kommend von jeweils einer der Streifenleitungen, als in Amplitude und Phase einstellbares Kompensationssignal in den Ausgang 10 eingespeist werden. Die Summe dieser beiden derart eingespeisten Signale ergibt ein Kompensationssignal, dessen Amplitude im Bereich von Null bis etwa einem Zehntel der Signalamplitude im Vorwärtspfad vom Eingang 7 zu den Antennenports 8, 9 liegt und dessen Phase im gesamten Bereich von 0° bis 360° variiert werden kann.

[0023] Die steuerbaren Impedanzen 15, 16 liegen wie gezeigt auf etwa halbem Wege ihres Streifenleiters 13, 14, d.h. etwa in der Mitte. Durch Simulationen wurde gefunden, daß die optimale Position der Impedanzen 15, 16 von der Art der verwendeten steuerbaren Impedanzen

abhängt und z.B. bei Varaktordioden geringfügig von der Streifenleitermitte abweichen kann.

[0024] Eine allfällige durch das Einfügen der Impedanzen 15, 16 in die Streifenleiter 13, 14 verursachte geringfügige Verstimmung bzw. Unsymmetrie des Richtkopplers 1 kann durch eine entsprechende entgegengesetzt wirkende Veränderung der Leitungslängen und/oder Impedanzen der Streifenleiter 11 - 14 kompensiert werden. Die Feinabstimmung der Leitungslängen und/oder Impedanzen wird bevorzugt so vorgenommen, daß der Richtkoppler 1 im Leerlauf symmetriert ist, wenn die steuerbaren Impedanzen 15, 16 auf die Mitte ihres Abstimmereiches eingestellt sind.

[0025] Die Funktionsweise der von der Abstimmeinrichtung 17 ausgeführten Regelung ist aus Fig. 2 ersichtlich.

[0026] Fig. 2 zeigt die am Ausgang 10 gemessene Leistung P_{RX} des Ausgangssignals des Richtkopplers 1 in Abhängigkeit von Änderungen der Vorspannungen U_1 und U_2 , wenn am Eingang 7 ein Eingangssignal mit der Nennwellenlänge λ des Richtkopplers 1 eingespeist wird. Durch Verändern der Vorspannungen U_1 , U_2 der Varaktordioden 15, 16 wird das Minimum 28 des Ausgangssignals P_{RX} gesucht; an diesem Punkt befindet sich der Richtkoppler 1 in perfekter Abstimmung unter den gegebenen Umständen, wie seinen Fertigungstoleranzen, dem Antennenaufbau, der Entfernung und Lage eines RFID-Transponders, parasitären Komponenten im Sendeempfangsfeld der Antenne 2 usw.

[0027] Zum Aufsuchen des Minimum 28 kann jeder in der Technik bekannte Suchalgorithmus zur Durchstimmung der Vorspannungen U_1 , U_2 verwendet werden, z.B. ein Gradientenalgorithmus, welcher jeweils in Richtung des stärksten Gradienten der Fläche von P_{RX} zum Minimum 28 voranschreitet.

[0028] Die von der Abstimmeinrichtung 17 ausgeführte Regelung hat bevorzugt eine gewisse Trägheit, z.B. durch Mittelwertbildung des am Ausgang 10 abgegriffenen Ausgangssignals, sodaß ein im Ausgangssignal transient auftretendes Empfangssignal, beispielsweise das Datentelegramm eines antwortenden RFID-Transponders, im wesentlichen nicht in die Regelung miteingeht und daher von der Regelung nicht verfälscht oder auskompensiert wird.

[0029] Alternativ oder zusätzlich kann die Abstimmeinrichtung 17 so programmiert werden, daß sie die Vorspannungen U_1 , U_2 für die Dauer eines erwarteten Empfangssignals fixiert, beispielsweise für die Dauer des Antwortsignals eines RFID-Transponders, der mittels des Sendesignals gespeist und/oder abgefragt wird.

[0030] In den Ausgang 10 des Richtkopplers 1 kann optional ein steuerbarer Hochfrequenzschalter 29 eingefügt werden. Der Schalter 29 wird über eine Steuerleitung 30 von der Abstimmeinrichtung 17 so gesteuert, daß er öffnet, wenn das Signal am Ausgang 10 einen vorgegebenen Schwellwert überschreitet, um an den Richtkoppler 1 angeschaltete HochfrequenzBaugruppen vor übermäßigen Spannungen am Anfang oder im Zuge eines

Regelungsvorgangs zu schützen. Der Schalter 29 kann auch als Umschalter ausgeführt werden, welcher den Verbindungspunkt der Streifenleiter 13, 14 beim Öffnen des Ausgangs 10 an einen geeigneten Abschlußwiderstand 31 anschaltet, um die interne Funktion des Richtkopplers 1 nicht durch das Öffnen zu beeinträchtigen.

[0031] Die Erfindung ist nicht auf die dargestellten Ausführungsformen beschränkt, sondern umfaßt alle Varianten und Modifikationen, die in den Rahmen der angesprochenen Ansprüche fallen.

Patentansprüche

1. Hochfrequenz-Richtkoppler (1) mit vier im Kreis geschalteten $\lambda/4$ -Streifenleitern (11 - 14), deren Schnittstellen einen Eingang (7), zwei Antennenports (8, 9) und einen Ausgang (10) bilden, **gekennzeichnet durch** zumindest eine in einen $\lambda/4$ -Streifenleiter (13, 14) eingeschaltete steuerbare Impedanz (15, 16), welche von einer an den Ausgang (10) angeschlossenen Abstimmeinrichtung (17) im Hinblick auf eine Minimierung des am Ausgang (10) auftretenden Signals gesteuert ist.
2. Hochfrequenz-Richtkoppler nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet, daß** zumindest zwei $\lambda/4$ -Streifenleiter (13, 14) mit jeweils einer von der Abstimmeinrichtung (17) gesteuerten Impedanz (15, 16) versehen sind.
3. Hochfrequenz-Richtkoppler nach Anspruch 1 oder 2, **dadurch gekennzeichnet, daß** die beiden Impedanzen (15, 16) in den zum Ausgang (10) führenden $\lambda/4$ -Streifenleitern (13, 14) liegen.
4. Hochfrequenz-Richtkoppler nach einem der Ansprüche 1 bis 3, **dadurch gekennzeichnet, daß** jede steuerbare Impedanz (15, 16) etwa auf halbem Wege ihres $\lambda/4$ -Streifenleiters (13, 14) liegt.
5. Hochfrequenz-Richtkoppler nach einem der Ansprüche 1 bis 4, **dadurch gekennzeichnet, daß** jede steuerbare Impedanz durch eine Varaktordiode (15, 16) gebildet ist, die galvanisch getrennt in den $\lambda/4$ -Streifenleiter (13, 14) eingefügt und deren Steuer-Vorspannung (U_1 , U_2) von der Abstimmeinrichtung (17) über ein Hochfrequenz-Sperrfilter (18, 19) aufgebracht ist.
6. Hochfrequenz-Richtkoppler nach einem der Ansprüche 1 bis 5, **dadurch gekennzeichnet, daß** die Abstimmeinrichtung (17) die Impedanz(en) (15, 16) so steuert, daß das Ausgangssignal in einem zeitlichen Mittel minimal ist.
7. Hochfrequenz-Richtkoppler nach einem der Ansprüche 1 bis 6, **dadurch gekennzeichnet, daß** die Ab-

stimmereinrichtung (17) die steuerbare(n) Impedanz(en) (15, 16) für die Dauer eines an den Antennenports (8, 9) erwarteten Empfangssignals fixiert.

8. Hochfrequenz-Richtkoppler nach einem der Ansprüche 1 bis 7, **dadurch gekennzeichnet, daß** die Abstimmereinrichtung (17) einen in den Ausgang (10) des Richtkopplers (1) eingefügten Schalter (29) öffnet, wenn das Ausgangssignal einen vorgegebenen Schwellwert übersteigt.

10

15

20

25

30

35

40

45

50

55

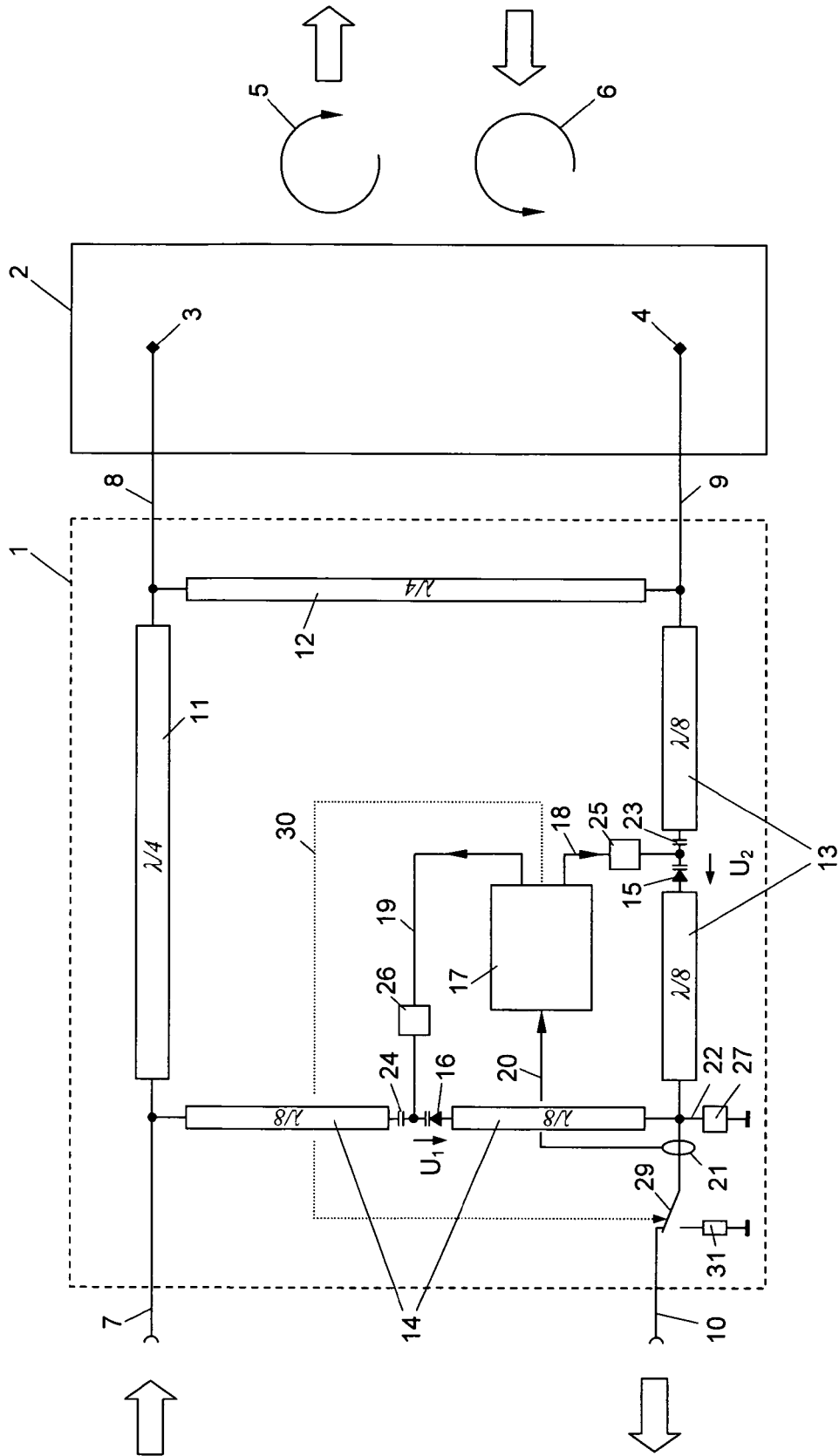


Fig. 1

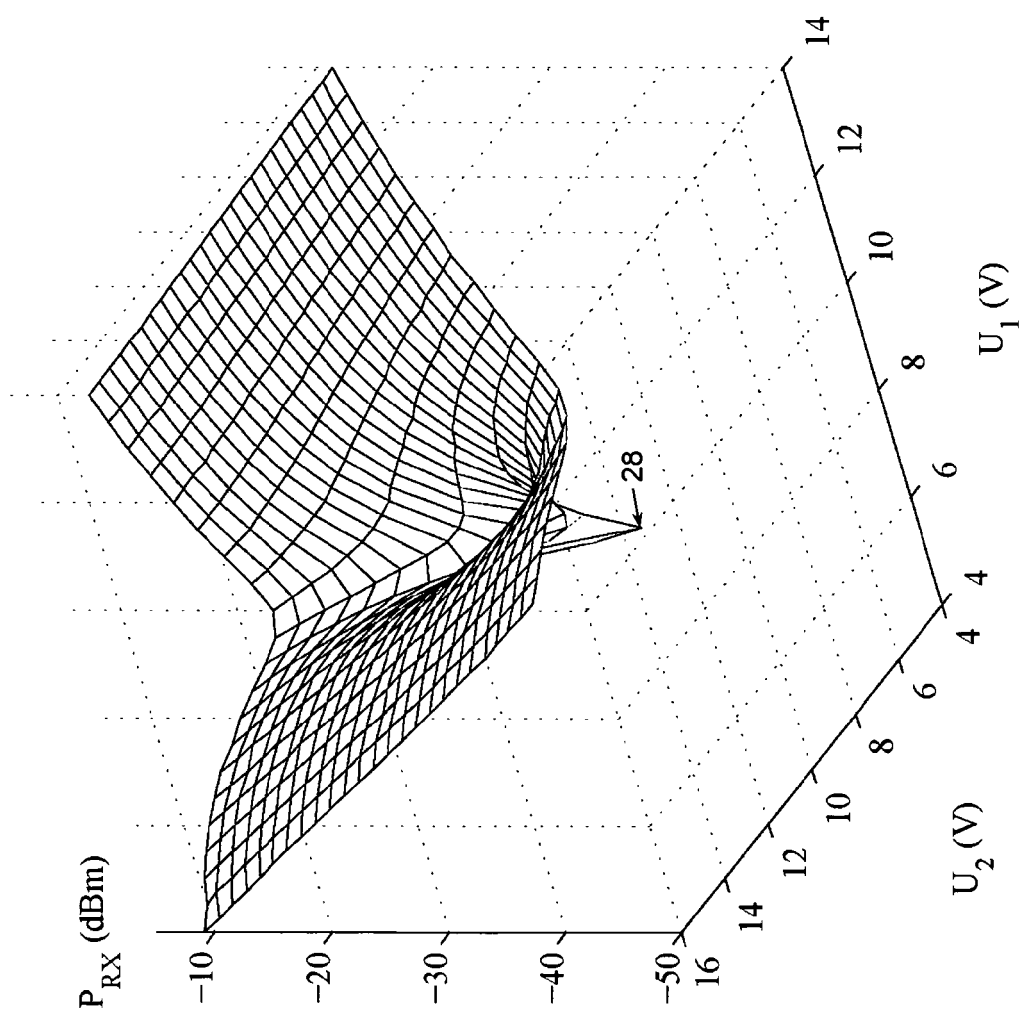


Fig. 2



EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

Nummer der Anmeldung
EP 09 45 0084

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
A	WO 2008/027650 A (MOJIX INC [US]; SADR RAMIN [US]; GEVARGIZ JOHN [US]; MANTEGHI MAJEID []) 6. März 2008 (2008-03-06) * Absatz [0098]; Abbildung 12 *	1	INV. H01P5/04 H01P5/22
A	PENG BAI ET AL: "A Novel RX-TX Front-Ends for Passive RFID Reader with High Isolation" MICROWAVE, ANTENNA, PROPAGATION AND EMC TECHNOLOGIES FOR WIRELESS COMMUNICATIONS, 2007 INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON, IEEE, PI, 1. August 2007 (2007-08-01), Seiten 332-335, XP031167703 ISBN: 978-1-4244-1044-6 * Seite 333, linke Spalte, Zeilen 7-20; Abbildung 1 *	1	
A	TOYODA S ED - INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS: "VARIABLE COUPLING DIRECTIONAL COUPLERS USING VARACTOR DIODES" 30 YEARS OF MICROWAVES. DALLAS, JUNE 15 - 17 1982; [INTERNATIONAL MICROWAVE SYMPOSIUM], NEW YORK, IEEE, US, 15. Juni 1982 (1982-06-15), Seiten 419-421, XP002061019 * Abbildung 1 *	1	RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (IPC) H01P H04B H01Q
A	R. LANGWIESER ET AL.: "A MODULAR UHF READER FRONTEND FOR A FLEXIBLE RFID TESTBED" SECOND INTERNATIONAL EURASIP WORKSHOP ON RFID TECHNOLOGY-BUDAPEST (HU), 7. Juli 2008 (2008-07-07), - 8. Juli 2008 (2008-07-08) Seiten 1-12, XP002538909 * Seite 8, Zeilen 1-15; Abbildungen 8,9 *	1	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			
Recherchenort Den Haag		Abschlußdatum der Recherche 28. Juli 2009	Prüfer Den Otter, Adrianus
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : nichtschriftliche Offenbarung P : Zwischenliteratur		T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patentedokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument	

EPO FORM 1503 03.82 (P04C03)



EUROPÄISCHER RECHERCHENBERICHT

 Nummer der Anmeldung
EP 09 45 0084

EINSCHLÄGIGE DOKUMENTE			
Kategorie	Kennzeichnung des Dokuments mit Angabe, soweit erforderlich, der maßgeblichen Teile	Betrifft Anspruch	KLASSIFIKATION DER ANMELDUNG (IPC)
A	EP 0 767 511 A (ROKE MANOR RESEARCH [GB]) 9. April 1997 (1997-04-09) * Seite 5, Zeile 51 - Seite 6, Zeile 5; Abbildung 4 *	1	
A	JP 04 219001 A (FUJITSU LTD) 10. August 1992 (1992-08-10) * Zusammenfassung *	1	
A	US 4 814 780 A (STERNS WILLIAM G [US] ET AL) 21. März 1989 (1989-03-21) * Spalte 3, Zeilen 8-13 * * Spalte 4, Zeilen 12-47; Abbildungen 2,11 *	1	
A	SANG-GYU KIM ET AL: "5.8 GHz Vital Signal Sensing Doppler radar using Isolation-improved Branch-line Coupler" RADAR CONFERENCE, 2006. 3RD EUROPEAN, IEEE, PI, 1. September 2006 (2006-09-01), Seiten 249-252, XP031006031 ISBN: 978-2-9600551-7-7 * Seite 249, rechte Spalte, Zeilen 11-25; Abbildung 1 *	1	
Der vorliegende Recherchenbericht wurde für alle Patentansprüche erstellt			RECHERCHIERTE SACHGEBIETE (IPC)
Recherchenort		Abschlußdatum der Recherche	Prüfer
Den Haag		28. Juli 2009	Den Otter, Adrianus
KATEGORIE DER GENANNTEN DOKUMENTE X : von besonderer Bedeutung allein betrachtet Y : von besonderer Bedeutung in Verbindung mit einer anderen Veröffentlichung derselben Kategorie A : technologischer Hintergrund O : mündliche Offenbarung P : Zwischenliteratur T : der Erfindung zugrunde liegende Theorien oder Grundsätze E : älteres Patendokument, das jedoch erst am oder nach dem Anmeldedatum veröffentlicht worden ist D : in der Anmeldung angeführtes Dokument L : aus anderen Gründen angeführtes Dokument & : Mitglied der gleichen Patentfamilie, übereinstimmendes Dokument			

2

EPO FORM 1503 03.82 (P04C03)

**ANHANG ZUM EUROPÄISCHEN RECHERCHENBERICHT
 ÜBER DIE EUROPÄISCHE PATENTANMELDUNG NR.**

EP 09 45 0084

In diesem Anhang sind die Mitglieder der Patentfamilien der im obengenannten europäischen Recherchenbericht angeführten Patentdokumente angegeben.

Die Angaben über die Familienmitglieder entsprechen dem Stand der Datei des Europäischen Patentamts am
 Diese Angaben dienen nur zur Unterrichtung und erfolgen ohne Gewähr.

28-07-2009

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument		Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie		Datum der Veröffentlichung
WO 2008027650	A	06-03-2008	EP	2044650 A2	08-04-2009
EP 0767511	A	09-04-1997	GB	2306055 A	23-04-1997
			US	5861840 A	19-01-1999
JP 4219001	A	10-08-1992	KEINE		
US 4814780	A	21-03-1989	KEINE		

EPO FORM P0461

Für nähere Einzelheiten zu diesem Anhang : siehe Amtsblatt des Europäischen Patentamts, Nr.12/82

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 6255993 B [0002]
- WO 2006088583 A [0003]