

(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関  
国際事務局

(43) 国際公開日  
2014年6月5日(05.06.2014)



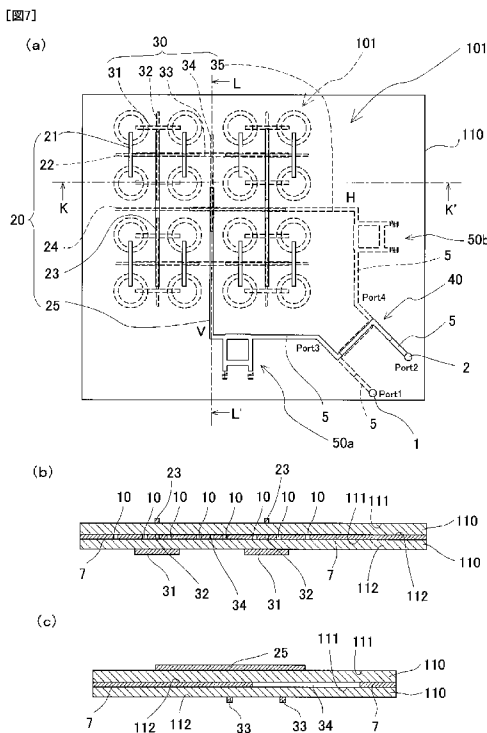
(10) 国際公開番号  
WO 2014/083948 A1

- (51) 国際特許分類:  
H01Q 21/24 (2006.01) H01Q 13/08 (2006.01)  
H01Q 1/38 (2006.01) H01Q 21/06 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2013/077666
- (22) 国際出願日: 2013年10月10日(10.10.2013)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:  
特願 2012-258630 2012年11月27日(27.11.2012) JP
- (71) 出願人: 国立大学法人佐賀大学(SAGA UNIVERSITY) [JP/JP]; 〒8408502 佐賀県佐賀市本庄町1番地 Saga (JP).
- (72) 発明者: 豊田 一彦(Toyoda Ichihiko); 〒8408502 佐賀県佐賀市本庄町1番地 国立大学法人佐賀大学内 Saga (JP). 西山 英輔(Nishiyama Eisuke); 〒8408502 佐賀県佐賀市本庄町1番地 国立大学法人佐賀大学内 Saga (JP). 相川 正義(Aikawa Masayoshi); 〒8408502 佐賀県佐賀市本庄町1番地 国立大学法人佐賀大学内 Saga (JP).
- (74) 代理人: 平井 安雄(Hirai Yasuo); 〒8120011 福岡県福岡市博多区博多駅前2丁目20-1 大博多ビル9階 Fukuoka (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ

[続葉有]

(54) Title: ANTENNA DEVICE

(54) 発明の名称: アンテナ装置



(57) Abstract: The present invention provides an antenna device that is capable of switching among four polarized waves consisting of two orthogonal linearly polarized waves, a dextrorotation circularly polarized wave and a levorotation circularly polarized wave. The antenna device is provided with the following: a plurality of antenna elements disposed on a substrate; a first transmission line that applies a high frequency signal to an antenna element from one direction; a second transmission line that applies a high frequency signal to an antenna element from another direction that is perpendicular to the one direction; a hybrid circuit that outputs a high frequency signal having a phase difference with respect to an input high frequency signal; a variable phase shifter that is connected to the hybrid circuit and changes the phase of an input high frequency signal to output the high frequency signal; and an input/output port that inputs and outputs high frequency signals. A series circuit comprising the hybrid circuit and the variable phase shifter is connected between the input/output port and the first transmission line and second transmission line.

(57) 要約: この発明は、2つの直交する直線偏波と右旋又は左旋の円偏波との4つの偏波を切り替えることができるアンテナ装置を提供する。アンテナ装置は、基板に配設される複数のアンテナ素子と、一方向からアンテナ素子に高周波信号を印可する第1の伝送線路と、一方向に直交する他の方向からアンテナ素子に高周波信号を印可する第2の伝送線路と、入力される高周波信号に対して位相差のある高周波信号を出力するハイブリッド回路と、ハイブリッド回路に接続され、入力される高周波信号の位相を変化させて当該高周波信号を出力する可変移相器と、高周波信号を入出力する入出力ポートと、を備え、ハイブリッド回路及び可変移相器からなる直列回路が、第1の伝送線路及び第2の伝送線路と入出力ポートとの間に接続される。

WO 2014/083948 A1

(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 國際調查報告 (條約第 21 條(3))

## 明 細 書

発明の名称： アンテナ装置

### 技術分野

[0001] 本発明は、同一のアンテナ素子を複数並設して単一のアンテナ素子では得られない特性を有するアレー型の多素子平面アンテナ（アレーアンテナ）を備えたアンテナ装置に関し、特に、4種の直交偏波（水平／垂直、右旋／左旋）の切り替え機能と直交偏波の同時共用とを実現したアンテナ装置に関する。

### 背景技術

[0002] 近年、無線通信が多様化し、携帯電話をはじめとするモバイル機器において、さらなる利便性の向上のために、マルチバンド化や多機能化が急速に進み、一つの端末に多種の無線システムが導入されている。

また、この情報通信システムにおいては、データ通信の高品質及び高速化のための技術開発が進められており、アンテナ系においても、高機能化及び高性能化の必要性が高まっている。

また、レーダやセンサ応用の分野においても、偏波を切り替えて送信することや、様々な偏波を識別して受信したいという要求が高まっている。

[0003] これに対し、従来技術としては、直交偏波の切り替え機能を有する平面アレーアンテナがある（例えば、非特許文献1，2）。

この平面アレーアンテナは、直交給電回路を有する直交偏波共用平面アレーアンテナに、スイッチ回路やハイブリッド回路を組み合わせて、直交する2つの直線偏波の切り替え機能や右旋又は左旋の円偏波の切り替え機能を有するアンテナである。

[0004] また、他の従来技術としては、直交給電回路に、両平面回路技術やエアーブリッジを有効に活用することにより、非常に簡単な構成で直交偏波共用アレーアンテナを実現している（例えば、非特許文献3，4，5）。

この直交偏波共用アレーアンテナは、入力ポートにスイッチ回路を接続す

ることにより、直線偏波の切り替えを可能にし、さらには、ハイブリッド回路を加えることにより、右旋又は左旋の円偏波の切り替えを可能にしている。

[0005] また、従来の機能アレーアンテナは、中間層導体を積層面に有する多層基板と、前記多層基板に設けられて幾何学的方形状の4角部に配置された4つの平面アンテナ素子と、前記4つの平面アンテナ素子と電氣的に直接に接続又は電磁結合する上下及び左右の第1、第2及び第3及び第4MSLと、前記多層基板の積層面に設けられて前記幾何学的方形状の中央領域で交差点を有して各両端側で前記第1、第2MSL及び第3、第4MSLと電磁結合した上下方向及び左右方向の第1及び第2SLとを備え、前記アンテナ素子に対する給電方向を垂直又は水平方向とした機能アレーアンテナにおいて、前記第1SLの中央領域にて先端側が交差して電磁結合する左右方向の第5MSLと、前記第2SLの中央領域にて先端側が交差して電磁結合する上下方向の第6MSLとを設けた構成とする（例えば、特許文献1）。

### 先行技術文献

#### 特許文献

[0006] 特許文献1：特開2003-198240号公報

#### 非特許文献

[0007] 非特許文献1：Y. Ushijima, E. Nishiyama, I. Toyoda and M. Aikawa, "Circular Polarization Switchable Single Layer Microstrip Array Antenna", Proceeding of 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago USA, July 2011.

非特許文献2：S. FENG, E. NISHIYAMA, and M. AIKAWA, "Linear Polarization Switchable Ring-Slot Array Antenna Using SPDT Switch Circuit", IET Research Journals Microwaves, Antennas & Propagation, Vol. 5, issue 2, pp. 142-148, January 2011.

非特許文献3：牛嶋，西山，相川，"直交給電回路を用いた多素子直線偏波共用マイクロストリップアレーアンテナ"，電子情報通信学会誌（B），vol. J

94-B, no. 9, pp. 1181-1189, September 2011.

非特許文献4 : S.Feng, E.Nishiyama and M.Aikawa, "Broad-Band Circularly Polarized Ring-Slot Array Antenna for Simultaneous Use of the Orthogonal Polarizations" , IEICE Trans. Electron., vol. E93-C, no. 7, pp. 1105-1110 , July 2011.

非特許文献5 : Y.Ushijima, E.Nishiyama and M.Aikawa, "Single-layer integrated microstrip array antenna for dual circular polarization" , IET Research Journals Microwaves, Antenna & Propagation, Vol. 6, issue 8, pp. 962-968, June 2012.

## 発明の概要

### 発明が解決しようとする課題

[0008] しかしながら、特許文献1及び非特許文献1乃至5に記載のアレーアンテナは、2つの直交する直線偏波の切り替え、又は、右旋若しくは左旋の円偏波の切り替えによる、2つの偏波の切り替え機能を有するのみであり、2つの直交する直線偏波と右旋又は左旋の円偏波との4つの偏波を切り替えることができないという課題がある。

[0009] 本発明は、上述のような課題を解消するためになされたもので、2つの直交する直線偏波と右旋又は左旋の円偏波との4つの偏波の切り替え機能を有するアンテナ装置を提供することを目的とする。

### 課題を解決するための手段

[0010] この発明に係るアンテナ装置においては、複数の基板を層状に重ね合わせて一体化させた多層基板又は単層基板からなる誘電体板と、基板に配設される複数のアンテナ素子と、基板に配設され、一の方向からアンテナ素子に高周波信号を印加する第1の伝送線路と、基板に配設され、一の方向に直交する他の方向からアンテナ素子に高周波信号を印加する第2の伝送線路と、基板に配設され、一の入力ポートから入力される高周波信号に対して一の出力ポート及び他の出力ポートから位相差のある高周波信号をそれぞれ出力するハイブリッド回路と、基板に配設されて、ハイブリッド回路の入力ポート又

は出力ポートに接続され、入力ポートから入力される高周波信号の位相を変化させて出力ポートから当該高周波信号を出力する可変移相器と、基板に配設され、高周波信号を入出力する入出力ポートと、を備え、ハイブリッド回路及び可変移相器からなる直列回路が、第1の伝送線路及び第2の伝送線路と入出力ポートとの間に接続されるものである。

### 発明の効果

[0011] 開示のアンテナ装置は、2つの直交する直線偏波と右旋又は左旋の円偏波との4つの偏波の切り替えることができると共に、直交偏波（水平／垂直、右旋／左旋）の同時共用を可能にすることができるという効果を奏する。

### 図面の簡単な説明

[0012] [図1] (a) は本発明に係るアンテナ装置の概念を説明するための説明図であり、(b) は図1 (a) に示す高周波回路の各構成要素の接続関係を説明する説明図であり、(c) は図1 (a) に示す高周波回路の各構成要素の他の接続関係を説明する説明図である。

[図2] (a) は本発明に係るパッチ型の直交給電平面アレーアンテナの概略構成を示す平面図であり、(b) は図2 (a) に示す直交給電平面アレーアンテナのA-A'線切断部端面図であり、(c) は図2 (a) に示す直交給電平面アレーアンテナのB-B'線切断部端面図である。

[図3] (a) は本発明に係るスロット型の直交給電平面アレーアンテナの概略構成を示す平面図であり、(b) は図3 (a) に示す直交給電平面アレーアンテナのC-C'線切断部端面図であり、(c) は図3 (a) に示す直交給電平面アレーアンテナのD-D'線切断部端面図である。

[図4] (a) は本発明に係る90°ハイブリッド回路の概略構成を示す平面図であり、(b) は図4 (a) に示す90°ハイブリッド回路のE-E'線切断部端面図であり、(c) は図4 (a) に示す90°ハイブリッド回路のF-F'線切断部端面図である。

[図5] (a) は本発明に係る180°ハイブリッド回路の概略構成を示す平面図であり、(b) は図5 (a) に示す180°ハイブリッド回路のG-G'

線切断部端面図であり、(c)は図5(a)に示す $180^\circ$ ハイブリッド回路のH-H'線切断部端面図である。

[図6](a)は本発明に係る可変移相器の概略構成を示す平面図であり、(b)は図6(a)に示す可変移相器のI-I'線切断部端面図であり、(c)は図6(a)に示す可変移相器のJ-J'線切断部端面図である。

[図7](a)は第1の実施形態に係るアンテナ装置の概略構成を示す平面図であり、(b)は図7(a)に示すアンテナ装置のK-K'線切断部端面図であり、(c)は図7(a)に示すアンテナ装置のL-L'線切断部端面図である。

[図8](a)は図7に示すアンテナ装置の入出力ポートの一方のポートに信号を入力した場合における偏波の励振条件を説明するための表であり、(b)は図7に示すアンテナ装置の入出力ポートの両方のポートに同時に異なる信号を入力した場合における偏波の励振条件を説明するための表であり、(c)は図7に示すアンテナ装置の入出力ポートの両方のポートに同時に同一の信号を入力した場合における偏波の励振条件を説明するための表である。

[図9](a)は図7に示すアンテナ装置の第3のポートに対する第4のポートの位相差が $-90^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図であり、(b)は図7に示すアンテナ装置の第3のポートに対する第4のポートの位相差が $+90^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図であり、(c)は図7に示すアンテナ装置の第1のポート及び第2のポートに同じ信号が入力され第3のポートに対する第4のポートの位相差が $-90^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図であり、(d)は図7に示すアンテナ装置の第1のポート及び第2のポートに同じ信号が入力され第3のポートに対する第4のポートの位相差が $+90^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図である。

[図10](a)は図7に示すアンテナ装置のVポートに対するHポートの位相差が $+90^\circ$ の場合のV-H励振位相を説明するための説明図であり、(b)は図7に示すアンテナ装置のVポートに対するHポートの位相差が $-90^\circ$ の場合のV-H励振位相を説明するための説明図であり、(c)は図7に

示すアンテナ装置のVポートに対するHポートの位相差が $0^\circ$ の場合のV-H励振位相を説明するための説明図であり、(d)は図7に示すアンテナ装置のVポートに対するHポートの位相差が $-180^\circ$ の場合のV-H励振位相を説明するための説明図である。

[図11]第2の実施形態に係るアンテナ装置における偏波の励振条件を説明するための表である。

[図12] (a)は第2の実施形態に係るアンテナ装置の第3のポート及び第4のポート間の位相差が $0^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図であり、(b)は第2の実施形態に係るアンテナ装置の第3のポート及び第4のポート間の位相差が $-180^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図であり、(c)は第2の実施形態に係るアンテナ装置の第1のポート及び第2のポートに同じ信号が入力され第3のポート及び第4のポート間の位相差が $+90^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図であり、(d)は第2の実施形態に係るアンテナ装置の第1のポート及び第2のポートに同じ信号が入力され第3のポート及び第4のポート間の位相差が $-90^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図である。

[図13]マジックT回路を使用して偏波再構成可能なアンテナ装置であり、(a)はアンテナ装置の概略構成を示す平面図であり、(b)は図13(a)に示すアンテナ装置のI-I'線切断部端面図である。

[図14] (a)はマジックT回路の概略構成を示す平面図であり、(b)は図14(a)に示すマジックT回路のII-II'線切断部端面図であり、(c)は図14(a)に示すマジックT回路の入力ポート(Port2, Port3)に入力した信号の位相差が $0^\circ$ の場合におけるマジックT回路の作用を説明するための説明図であり、(d)は図14(a)に示すマジックT回路の入力ポート(Port2, Port3)に入力した信号の位相差が $180^\circ$ の場合におけるマジックT回路の作用を説明するための説明図であり、(e)は図14(a)に示すマジックT回路の各入力ポートに入力した信号の位相差が $\pm 90^\circ$ の場合におけるマジックT回路の作用を説明するための説明図である。



[図15] (a) は図14に示すアンテナ装置から $+45^\circ$ 直線偏波を放射する場合の電界図であり、(b) は図14に示すアンテナ装置から $-45^\circ$ 直線偏波を放射する場合の電界図であり、(c) は図14に示すアンテナ装置から右旋円偏波を放射する場合の電界図であり、(d) は図14に示すアンテナ装置から左旋円偏波を放射する場合の電界図である。

[図16] (a) はE面における $+45^\circ$ 直線偏波の放射パターンを示す指向性特性図であり、(b) はE面における $-45^\circ$ 直線偏波の放射パターンを示す指向性特性図であり、(c) は右旋円偏波及び左旋円偏波の軸比の周波数特性図であり、(d) は右旋円偏波及び左旋円偏波の放射パターンを示す指向性特性図である。

### 発明を実施するための形態

[0013] (本発明の第1の実施形態)

アンテナ装置100は、図1(a)に示すように、直交給電平面アレーアンテナ101と、直交給電平面アレーアンテナ101に接続される高周波回路102と、アンテナ装置100及び外部間で高周波(radio-frequency: RF)信号を入出力する入出力ポート103と、を備える。

[0014] なお、以下の説明においては、アンテナ装置100が直交給電平面アレーアンテナ101から偏波を送信する場合について説明するが、アンテナ装置100は、逆作用により、直交給電平面アレーアンテナ101で偏波を受信することも可能である。

また、以下の説明においては、各構成要素のポートのうち、直交給電平面アレーアンテナ101のアンテナ素子10に対して入出力ポート103側にあるポートを入力ポートと称し、入出力ポート103に対して直交給電平面アレーアンテナ101のアンテナ素子側にあるポートを出力ポートと称する。

[0015] 直交給電平面アレーアンテナ101は、電氣的に接続したアンテナ素子10を直交励振する2系統の両平面回路技術を活用した直交給電回路で構成され、例えば、図2及び図3に示すように、複数の基板110を層状に重ね合

わせて一体化させた多層基板又は単一の基板 110（単層基板）からなる誘電体板と、基板 110 の一の主面 111 又は他の主面 112 に配設される複数のアンテナ素子 10 と、基板 110 の一の主面 111 又は他の主面 112 に配設され、一の方向からアンテナ素子 10 に高周波信号を印加する第 1 の伝送線路 20 と、基板 110 の一の主面 111 又は他の主面 112 に配設され、一の方向に直交する他の方向からアンテナ素子 10 に高周波信号を印加する第 2 の伝送線路 30 と、を備える。

[0016] 第 1 の伝送線路 20 は、基板 110 の一の主面 111 に並設される 2 本のマイクロストリップ線路からなる第 1 のマイクロストリップ線路 21 と、隣り合うアンテナ素子 10 間であり、当該隣り合うアンテナ素子 10 から等距離にあり、第 1 のマイクロストリップ線路 21 に対して垂直に基板 110 の他の主面 112 に配設され、当該第 1 のマイクロストリップ線路 21 に電磁結合される 1 本のスロット線路からなる第 1 のスロット線路 22 と、第 1 のスロット線路 22 に対して垂直に基板 110 の一の主面 111 に配設され、当該第 1 のスロット線路 22 に電磁結合されるマイクロストリップ線路からなり、垂直方向からアンテナ素子 10 に高周波信号を印加する第 1 の給電線路 23 と、を備える。

なお、本実施形態に係る第 1 のスロット線路 22 は、第 1 のマイクロストリップ線路 21 との交点から両端を略  $\lambda/4$  だけ突出して短絡終端とし、電氣的には交点から見て開放端とする。

[0017] 第 2 の伝送線路 30 は、第 1 のマイクロストリップ線路 21 に対して垂直に基板 110 の一の主面 111 又は他の主面 112 に配設される 2 本のマイクロストリップ線路からなる第 2 のマイクロストリップ線路 31 と、隣り合うアンテナ素子 10 間であり、当該隣り合うアンテナ素子 10 から等距離にあり、第 2 のマイクロストリップ線路 31 に対して垂直に基板 110 の他の主面 112 に配設され、当該第 2 のマイクロストリップ線路 31 に電磁結合される 1 本のスロット線路からなる第 2 のスロット線路 32 と、第 2 のスロット線路 32 に対して垂直に基板 110 の一の主面 111 又は他の主面 11

2に配設され、当該第2のスロット線路32に電磁結合されるマイクロストリップ線路からなり、水平方向からアンテナ素子10に高周波信号を印加する第2の給電線路33と、を備える。

なお、本実施形態に係る第2のスロット線路32は、第2のマイクロストリップ線路31との交点から両端を略λ/4だけ突出して短絡終端とし、電氣的には交点から見て開放端とする。

また、本実施形態に係る第1の給電線路23は、基板110の平面視で第2のスロット線路32に一部重畳して形成され、本実施形態に係る第2の給電線路33は、基板110の平面視で第1のスロット線路22に一部重畳して形成される。

[0018] アンテナ素子10は、基板110の一の主面111又は他の主面112に配設され、第1のマイクロストリップ線路21及び第2のマイクロストリップ線路31により構成される基板110の平面視で方形の角部にそれぞれ配設され、当該第1のマイクロストリップ線路21及び第2のマイクロストリップ線路31に電氣的に接続又は電磁結合される。

なお、本実施形態に係る第1のスロット線路22及び第2のスロット線路32は、第1のマイクロストリップ線路21及び第2のマイクロストリップ線路31により構成される方形の中心で交差し、両線路で十字状の形状をなす。

また、第1のスロット線路22及び第2のスロット線路32の交差部から、第1のスロット線路22（第2のスロット線路32）及び第1のマイクロストリップ線路21（第2のマイクロストリップ線路31）を介して、各アンテナ素子10までの線路長は、同一である。

[0019] また、直交給電平面アレーアンテナ101は、図2に示すように、エアーブリッジ（導線23a、導線33a）を用いるのであれば、誘電体板が単一の基板110からなり、第1のスロット線路22が基板110の他の主面112に配設され、アンテナ素子10が基板110の一の主面111に配設され、アンテナ素子10が第1のマイクロストリップ線路21及び第2のマイ

クロストリップ線路 31 に電氣的に接続される。

[0020] また、直交給電平面アレーアンテナ 101 は、図 3 に示すように、エアーブリッジを用いないのであれば、誘電体板が 2 枚の基板 110 を接合した多層基板からなり、第 1 のスロット線路 22 並びにアンテナ素子 10 が上層基板 110 の他の主面 112 又は下層基板 110 の一の主面 111 に配設され、アンテナ素子 10 が第 1 のマイクロストリップ線路 21 及び第 2 のマイクロストリップ線路 31 に電磁結合される。

[0021] このように、直交給電平面アレーアンテナ 101 は、エアーブリッジを利用することにより、単一の基板 110 上に直交給電回路を構成することができ、多層基板 110 上に直交給電回路を構成することにより、エアーブリッジを省略することができる。

[0022] 特に、図 3 に示す直交給電平面アレーアンテナ 101 は、第 1 の伝送線路 20 (垂直偏波の第 1 の給電系) と第 2 の伝送線路 30 (水平偏波の第 2 の給電系) との配置を交換 (多層基板 110 の表裏を反転) しても全く同一の構造である。

このため、図 3 に示す直交給電平面アレーアンテナ 101 は、V ポート (第 1 の伝送線路 20) 又は H ポート (第 2 の伝送線路 30) に高周波信号を入力した場合に、いずれのアンテナ特性も同一になる。

すなわち、図 3 に示す直交給電平面アレーアンテナ 101 は、V ポートに入力される高周波信号の位相に対して H ポートに入力される高周波信号の位相の位相差が  $+90^\circ$  と  $-90^\circ$  又は  $0^\circ$  と  $180^\circ$  の切り替えによって、理論上、偏波の切り替え以外のアンテナ特性 (指向性やインピーダンス特性等) に差が生じない。

[0023] 従って、図 3 に示す直交給電平面アレーアンテナ 101 は、対称構造であり、形状による影響を最小限にすることができるという作用効果を奏する。

[0024] なお、図 2 及び図 3 に示す直交給電平面アレーアンテナ 101 は、一例であり、これらの構造に限られるものではなく、例えば、図 2 に示す正方形のパッチ (アンテナ素子 10) を円形のパッチに変更してもよいし、図 3 に示

す円形のスロットリング（アンテナ素子10）を正方形のスロットリングに変更してもよい。また、図2に示す直交給電平面アレーアンテナ101は、エアーブリッジ（導線23a、導線33a）を用いずに、多層基板110に直交給電回路を構成してもよい。

[0025] また、マイクロストリップ線路及びアンテナ素子10のパッチは、誘電体基板の両面に銅などの導体7を薄くメッキした誘電体基板に対して、マイクロストリップ線路及びパッチを形成しようとする領域以外にある導体7を切削することで形成することができる。

また、スロット線路及びアンテナ素子10のスロットリングは、スロット線路及びスロットリングを形成しようとする領域にある誘電体基板の導体7を切削することで形成することができる。

[0026] 高周波回路102は、ハイブリッド回路40及び可変移相器50を備え、必要に応じて、分岐（分配器）及びスイッチ回路を備えることにより、直交給電平面アレーアンテナ101の2つの入力（V：vertical，H：horizontal）ポートへの高周波信号の入力（位相及び／又は振幅）を制御し、2つの直交する直線偏波と右旋又は左旋の円偏波との4つの偏波の切り替え機能をアンテナ装置100で実現する。

また、ハイブリッド回路40及び可変移相器50からなる直列回路は、第1の伝送線路20及び第2の伝送線路30と入出力ポート103との間に接続される。

[0027] 高周波回路102の構成例としては、図1（b）に示すように、直交給電平面アレーアンテナ101側に可変移相器50（第1の可変移相器50a、第2の可変移相器50b）を配置し、入出力ポート103側にハイブリッド回路40を配置した第1の構成例と、図1（c）に示すように、入出力ポート103からの分岐60を有し、直交給電平面アレーアンテナ101側にハイブリッド回路40を配置し、入出力ポート103側に可変移相器50（第1の可変移相器50a、第2の可変移相器50b）を配置した第2の構成例と、が挙げられる。

- [0028] なお、図1(b)に示す第1の構成例においては、直交給電平面アレーアンテナ101のVポート及びハイブリッド回路40の一の出力ポート間並びに直交給電平面アレーアンテナ101のHポート及びハイブリッド回路40の他の出力ポート間に、可変移相器50(第1の可変移相器50a、第2の可変移相器50b)をそれぞれ配置しているが、直交給電平面アレーアンテナ101のVポート及びHポートに所望の位相差を有する信号をそれぞれ入力することができるのであれば、いずれか一方に可変移相器50を配置する構成であってもよい。
- [0029] また、図1(c)に示す第2の構成例においては、ハイブリッド回路40の各入力ポート及び分岐60間に可変移相器50(第1の可変移相器50a、第2の可変移相器50b)をそれぞれ配置しているが、ハイブリッド回路40の各入力ポートに所望の位相差を有する信号をそれぞれ入力することができるのであれば、いずれか一方に可変移相器50を配置する構成であってもよい。
- [0030] ハイブリッド回路40は、図4及び図5に示すように、基板110の一の主面111又は他の主面112に配設され、4つのポート(第1の入力ポート41、第2の入力ポート42、第1の出力ポート43、第2の出力ポート44)を有し、一の入力ポート(例えば、第1の入力ポート41)から入力される高周波信号に対して一の出力ポート(例えば、第1の出力ポート43)及び他の出力ポート(例えば、第2の出力ポート44)から位相差のある高周波信号をそれぞれ出力する。
- [0031] なお、ハイブリッド回路40は、一の入力ポートから入力される高周波信号に対して一の出力ポート及び他の出力ポートから位相差を $90^\circ$ とする高周波信号をそれぞれ出力する $90^\circ$ ( $\pi/2$ 型)ハイブリッド回路があり、二次元平面構造の集積化に適した $90^\circ$ ハイブリッド回路としては、周知のブランチライン型や二層構造の広面結合型(図4参照)などがある。
- [0032]  $90^\circ$ ハイブリッド回路40は、図4に示すように、クランク状のマイクロストリップ線路5が上層基板110の一の主面111及び下層基板110

の他の主面 112 上に基板 110 の平面視で H 字状になるようにそれぞれ配設され、長さを略入 / 4 とする直線状のスロット線路 6 が上層基板 110 の他の主面 112 又は下層基板 110 の一の主面 111 上の導体 7 の中抜きとして配設される。

[0033] また、ハイブリッド回路 40 は、一の入力ポートから入力される高周波信号に対して一の出力ポート及び他の出力ポートから位相差を  $180^\circ$  とする高周波信号をそれぞれ出力する  $180^\circ$  ( $\pi$ 型) ハイブリッド回路 (MIC (microwave integrated circuit: マイクロ波集積回路) マジック T など) があり、 $180^\circ$  ハイブリッド回路 (MIC マジック T 回路) としては、図 5 に示すように、直交伝送状態を用いるタイプが有効である。

[0034]  $180^\circ$  ハイブリッド回路 40 は、図 5 に示すように、T 字状のマイクロストリップ線路 5 が基板 110 の一の主面 111 上に配設され、マイクロストリップ線路 5 から一端が略入 / 4 だけ突出する直線状のスロット線路 6 が基板 110 の他の主面 112 上の導体 7 の中抜きとして配設される。

なお、図 5 に示す  $180^\circ$  ハイブリッド回路 40 は、第 1 の入力ポート 41 及び第 2 の入力ポート 42 からそれぞれ入力される高周波信号の和による合成信号 (和信号) を第 1 の出力ポート 43 から出力し、第 1 の入力ポート 41 及び第 2 の入力ポート 42 からそれぞれ入力される高周波信号の差による合成信号 (差信号) を第 2 の出力ポート 44 から出力する。

[0035] 高周波回路 102 は、図 6 に示すように、基板 110 の一の主面 111 又は他の主面 112 に配設され、少なくとも 1 つの入力ポート 51 及び 1 つの出力ポート 52 を有し、ハイブリッド回路 40 の入力ポート (例えば、第 1 の入力ポート 41 及び / 若しくは第 2 の入力ポート 42) 又は出力ポート (例えば、第 1 の出力ポート 43 及び / 若しくは第 2 の出力ポート 44) に接続され、入力ポート 51 から入力される高周波信号の位相を変化させて出力ポート 52 から当該高周波信号を出力する可変移相器 50 を備える。

[0036] なお、可変移相器 50 は、図 6 に示すように、基板 110 の一の主面 111 上に配設され、4 つのポート (入力ポート 51、出力ポート 52、第 1 の

反射ポート53、第2の反射ポート54)を有し、マイクロストリップ線路5で構成されるハイブリッドカプラを用いることができる。

[0037] また、可変移相器50は、連動する2つの可変容量ダイオード55(反射係数 $\Gamma$ の反射端)が第1の反射ポート53及び第2の反射ポート54にそれぞれ接続され、2つの可変容量ダイオード55の容量を等しくすることにより、入力ポート51から入力される高周波信号を第1の反射ポート53及び第2の反射ポート54で反射させて出力ポート52から出力する。この場合に、可変移相器50は、反射係数 $\Gamma$ の絶対値を変化させずに位相のみを変化させることにより、入力信号に対して出力信号の位相を変化させることができる。

[0038] ここで、図7に示すアンテナ装置100は、図1(b)に示す第1の構成例として、図3に示す4素子アレーアンテナを16素子アレーアンテナに拡張した直供給電平面アレーアンテナ101(直供給電スロットリングアレーアンテナ)と、図4に示す90°ハイブリッド回路40と、図6に示す可変移相器50と、を組み合わせて、同一の誘電体板に配設させた具体例である。

なお、90°ハイブリッド回路40の第1の入力ポート41及び第2の入力ポート42は、誘電体板の同一平面上にないために、図示しないビアを介して、入出力ポート103の第1のポート1及び第2のポート2を誘電体板の同一平面上に配設することが、アンテナ装置100の入出力ポート103(コネクタ)と外部との接続を容易にするうえで好ましい。

[0039] なお、図7に示す直供給電平面アレーアンテナ101は、一方向(垂直方向)に併設された2組の4素子アレーアンテナにおける第1の給電線路23を共通し、他の方向(水平方向)に併設された2組の4素子アレーアンテナにおける第2の給電線路33を共通する。

[0040] また、図7に示す直供給電平面アレーアンテナ101は、第1の伝送線路20として、隣り合う4素子アレーアンテナ間であり、第1の給電線路23に対して垂直に上層基板110の他の主面112又は下層基板110の一の



主面 1 1 1 に配設され、当該第 1 の給電線路 2 3 に電磁結合される 1 本のスロット線路からなる第 1 の共通スロット線路 2 4 と、第 1 の共通スロット線路 2 4 に対して垂直に上層基板 1 1 0 の一の主面 1 1 1 に配設され、当該第 1 の共通スロット線路 2 4 に電磁結合される 1 本のマイクロストリップ線路からなり、V ポート（第 1 の可変移相器 5 0 a の出力ポート 5 2）に接続される第 1 の共通マイクロストリップ線路 2 5 と、をさらに備える。

[0041] また、図 7 に示す直交給電平面アレーアンテナ 1 0 1 は、第 2 の伝送線路 3 0 として、隣り合う 4 素子アレーアンテナ間であり、第 2 の給電線路 3 3 に対して垂直に上層基板 1 1 0 の他の主面 1 1 2 又は下層基板 1 1 0 の一の主面 1 1 1 に配設され、当該第 2 の給電線路 3 3 に電磁結合される 1 本のスロット線路からなる第 2 の共通スロット線路 3 4 と、第 2 の共通スロット線路 3 4 に対して垂直に下層基板 1 1 0 の他の主面 1 1 2 に配設され、当該第 2 の共通スロット線路 3 4 に電磁結合される 1 本のマイクロストリップ線路からなり、H ポート（第 2 の可変移相器 5 0 b の出力ポート 5 2）に接続される第 2 の共通マイクロストリップ線路 3 5 と、をさらに備える。

[0042] また、第 1 の可変移相器 5 0 a 及び第 2 の可変移相器 5 0 b は、一対として機能し、第 1 の伝送線路 2 0 に伝播させる高周波信号と第 2 の伝送線路 3 0 に伝播させる高周波信号との位相差を  $-90^\circ$ 、 $0^\circ$ 、 $90^\circ$  又は  $180^\circ$  にする。

[0043] つぎに、本実施形態に係るアンテナ装置 1 0 0 による偏波の送信動作について、図 1 (b) 及び図 7 乃至図 1 0 を用いて説明する。

[0044] なお、以下の説明においては、説明の便宜上、図 1 (b) に示すように、ハイブリッド回路 4 0 及び第 1 の可変移相器 5 0 a 間に第 3 のポート 3 (ハイブリッド回路 4 0 の第 1 の出力ポート 4 3 及び第 1 の可変移相器 5 0 a の入力ポート 5 1 に相当) を定義し、ハイブリッド回路 4 0 及び第 2 の可変移相器 5 0 b 間に第 4 のポート 4 (ハイブリッド回路 4 0 の第 2 の出力ポート 4 4 及び第 2 の可変移相器 5 0 b の入力ポート 5 1 に相当) を定義する。

[0045] まず、アンテナ装置 1 0 0 の外部から入出力ポート 1 0 3 の第 1 のポート

1 のみに高周波信号を入力する場合について説明する（図 8（a）の入力ポート「Port1」の行参照）。

[0046] 入出力ポート 103 の第 1 のポート 1 に入力された高周波信号は、マイクロストリップ線路 5 を介して、 $90^\circ$  ハイブリッド回路 40 の第 1 の入力ポート 41 に入力される。

$90^\circ$  ハイブリッド回路 40 は、第 1 の出力ポート 43 から出力する高周波信号の位相に対して第 2 の出力ポート 44 から出力する高周波信号の位相の位相差を「 $-90^\circ$ 」として、第 1 の出力ポート 43 及び第 2 の出力ポート 44 から高周波信号をそれぞれ出力する。

すなわち、第 3 のポート 3 を通過する高周波信号の位相に対して第 4 のポート 4 を通過する高周波信号の位相の位相差は、図 9（a）に示すように、「 $-90^\circ$ 」である。

なお、図 9（a）において、共通のマイクロストリップ線路 5 上にある第 1 のポート 1 及び第 4 のポート 4 間に位相差が生じているのは、第 1 のポート 1 から第 4 のポート 4 までのマイクロストリップ線路 5 の線路長による遅延に基づくものである。

[0047] そして、第 1 の出力ポート 43 から出力された高周波信号は、マイクロストリップ線路 5 を介して、第 1 の可変移相器 50 a の入力ポート 51 に入力される。

また、第 2 の出力ポート 44 から出力された高周波信号は、マイクロストリップ線路 5 を介して、第 2 の可変移相器 50 b の入力ポート 51 に入力される。

[0048] 第 1 の可変移相器 50 a 及び第 2 の可変移相器 50 b は、入力ポート 51 から入力された高周波信号に対して、位相を変化させて、変化後の高周波信号を出力ポート 52 からそれぞれ出力する。

[0049] ここで、第 1 の可変移相器 50 a による高周波信号の位相の変化に対する第 2 の可変移相器 50 b による高周波信号の位相の変化における変位差（以下、位相変位差と称す）が「 $0^\circ$ 」の場合（図 8（a）の移相器 #1, #2 の位相

変位差「 $0^\circ$ 」の行参照)、位相変位差が「 $-180^\circ$ 」の場合(図8(a)の移相器#1,#2の位相変位差「 $-180^\circ$ 」の行参照)、位相変位差が「 $-90^\circ$ 」の場合(図8(a)の移相器#1,#2の位相変位差「 $-90^\circ$ 」の行参照)及び位相変位差が「 $+90^\circ$ 」の場合(図8(a)の移相器#1,#2の位相変位差「 $+90^\circ$ 」の行参照)について、場合を分けて説明する。

[0050] 位相変位差が「 $0^\circ$ 」の場合には、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $-90^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10(b)に示すように、「 $-90^\circ$ 」になる。

[0051] そして、第1の共通マイクロストリップ線路25の給電端(Vポート)に印加された高周波信号は、第1の共通マイクロストリップ線路25に交差する第1の共通スロット線路24と電磁結合して、第1の共通スロット線路24の両端側に同位相で分岐する。

また、第1の共通スロット線路24を伝播する高周波信号は、第1の共通スロット線路24に交差する2本の第1の給電線路23とそれぞれ電磁結合して、各第1の給電線路23の両端側に逆位相で分岐する。

また、各第1の給電線路23を伝播する高周波信号は、各第1の給電線路23に交差する2本の第1のスロット線路22とそれぞれ電磁結合して、各第1のスロット線路22の両端側に同位相で分岐する。

[0052] さらに、各第1のスロット線路22を伝播する高周波信号は、各第1のスロット線路22に交差する2本の第1のマイクロストリップ線路21とそれぞれ電磁結合して、各第1のマイクロストリップ線路21の両端側に逆位相で分岐する。

そして、各第1のマイクロストリップ線路21を伝播する高周波信号は、各第1のマイクロストリップ線路21に交差する2本のスロットリング(アンテナ素子10)とそれぞれ電磁結合して、各アンテナ素子10に逆位相とした高周波を給電する。

[0053] 同様に、第2の共通マイクロストリップ線路35の給電端（Hポート）に印加された高周波信号は、第2の共通マイクロストリップ線路35に交差する第2の共通スロット線路34と電磁結合して、第2の共通スロット線路34の両端側に同位相で分岐する。

また、第2の共通スロット線路34を伝播する高周波信号は、第2の共通スロット線路34に交差する2本の第2の給電線路33とそれぞれ電磁結合して、各第2の給電線路33の両端側に逆位相で分岐する。

また、各第2の給電線路33を伝播する高周波信号は、各第2の給電線路33に交差する2本の第2のスロット線路32とそれぞれ電磁結合して、各第2のスロット線路32の両端側に同位相で分岐する。

[0054] さらに、各第2のスロット線路32を伝播する高周波信号は、各第2のスロット線路32に交差する2本の第2のマイクロストリップ線路31とそれぞれ電磁結合して、各第2のマイクロストリップ線路31の両端側に逆位相で分岐する。

そして、各第2のマイクロストリップ線路31を伝播する高周波信号は、各第2のマイクロストリップ線路31に交差する2本のスロットリング（アンテナ素子10）とそれぞれ電磁結合して、各アンテナ素子10に逆位相とした高周波を給電する。

[0055] この場合に、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が「 $-90^\circ$ 」であるために、第1の伝送線路20（垂直偏波の第1の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30（水平偏波の第2の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $90^\circ$ （ $\pi/2$ ）」だけ進むことになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、水平偏波が垂直偏波よりも「 $90^\circ$ （ $\pi/2$ ）」だけ遅れる右旋円偏波となる。

[0056] また、位相変位差が「 $-180^\circ$ 」の場合には、第3のポート3を通過す

る高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $-90^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10(a)に示すように、「 $+90^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $-180^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20（垂直偏波の第1の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30（水平偏波の第2の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $90^\circ$ （ $\pi/2$ ）」だけ遅れることになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、水平偏波が垂直偏波よりも「 $90^\circ$ （ $\pi/2$ ）」だけ進む左旋円偏波となる。

[0057] また、位相変位差が「 $-90^\circ$ 」の場合には、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $-90^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10(d)に示すように、「 $-180^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $-90^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20（垂直偏波の第1の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30（水平偏波の第2の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $180^\circ$ （ $\pi$ ）」だけ遅れることになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、 $+45^\circ$  直線偏波となる。

[0058] また、位相変位差が「 $+90^\circ$ 」の場合には、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位

相差が「 $-90^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10(c)に示すように、「 $0^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $+90^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20（垂直偏波の第1の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相と、第2の伝送線路30（水平偏波の第2の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相との位相差がないことになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、 $-45^\circ$  直線偏波となる。

[0059] つぎに、アンテナ装置100の外部から入出力ポート103の第2のポート2のみに高周波信号を入力する場合について説明する（図8(a)の入力ポート「Port2」の行参照）。

[0060] 入出力ポート103の第2のポート2に入力された高周波信号は、マイクロストリップ線路5を介して、 $90^\circ$  ハイブリッド回路40の第2の入力ポート42に入力される。

$90^\circ$  ハイブリッド回路40は、第1の出力ポート43から出力する高周波信号の位相に対して第2の出力ポート44から出力する高周波信号の位相の位相差を「 $+90^\circ$ 」として、第1の出力ポート43及び第2の出力ポート44から高周波信号をそれぞれ出力する。

すなわち、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差は、図9(b)に示すように、「 $+90^\circ$ 」である。

なお、図9(b)において、共通のマイクロストリップ線路5上にある第2のポート2及び第3のポート3間に位相差が生じているのは、第2のポート2から第3のポート3までのマイクロストリップ線路5の線路長による遅延に基づくものである。

[0061] そして、第1の出力ポート43から出力された高周波信号は、マイクロストリップ線路5を介して、第1の可変移相器50aの入力ポート51に入力

される。

また、第2の出力ポート44から出力された高周波信号は、マイクロストリップ線路5を介して、第2の可変移相器50bの入力ポート51に入力される。

[0062] 第1の可変移相器50a及び第2の可変移相器50bは、入力ポート51から入力された高周波信号に対して、位相を変化させて、変化後の高周波信号を出力ポート52からそれぞれ出力する。

[0063] ここで、位相変位差が「 $0^\circ$ 」の場合には（図8（a）の移相器#1,#2の位相変位差「 $0^\circ$ 」の行参照）、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $+90^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10（a）に示すように、「 $+90^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $0^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20（垂直偏波の第1の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30（水平偏波の第2の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $90^\circ$ （ $\pi/2$ ）」だけ遅れることになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、水平偏波が垂直偏波よりも「 $90^\circ$ （ $\pi/2$ ）」だけ進む左旋円偏波となる。

[0064] 同様に、位相変位差が「 $-180^\circ$ 」の場合には（図8（a）の移相器#1,#2の位相変位差「 $-180^\circ$ 」の行参照）、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $+90^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10（b）に示すように、「 $-90^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $-180^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20

(垂直偏波の第1の給電系)から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30(水平偏波の第2の給電系)から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $90^\circ$  ( $\pi/2$ )」だけ進むことになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、水平偏波が垂直偏波よりも「 $90^\circ$  ( $\pi/2$ )」だけ遅れる右旋円偏波となる。

[0065] また、位相変位差が「 $-90^\circ$ 」の場合には(図8(a)の移相器#1,#2の位相変位差「 $-90^\circ$ 」の行参照)、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $+90^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10(c)に示すように、「 $0^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $-90^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20(垂直偏波の第1の給電系)から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相と、第2の伝送線路30(水平偏波の第2の給電系)から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相との位相差がないことになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、 $-45^\circ$ 直線偏波となる。

[0066] また、位相変位差が「 $+90^\circ$ 」の場合には(図8(a)の移相器#1,#2の位相変位差「 $+90^\circ$ 」の行参照)、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $+90^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10(d)に示すように、「 $180^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $+90^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20(垂直偏波の第1の給電系)から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30(水平偏波の第2の給電系)から各アンテナ



素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $180^\circ$  ( $\pi$ )」だけ遅れることになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、 $+45^\circ$  直線偏波となる。

[0067] つぎに、アンテナ装置100の外部から入出力ポート103の第1のポート1及び第2のポート2に異なる高周波信号を同時に入力する場合について説明する(図8(b)参照)。

この場合は、第1のポート1に入力された高周波信号は、前述した第1のポート1のみに高周波信号を入力する場合(図8(a)の入力ポート「Port1」の行参照)と同様に、直交給電平面アレーアンテナ101から所望の偏波として放射される(図8(b)のPort3,4の位相差「 $-90^\circ$ 」の行参照)。

また、第2のポート2に入力された高周波信号は、前述した第2のポート2のみに高周波信号を入力する場合(図8(a)の入力ポート「Port2」の行参照)と同様に、直交給電平面アレーアンテナ101から所望の偏波として放射される(図8(b)のPort3,4の位相差「 $+90^\circ$ 」の行参照)。

すなわち、本実施形態に係るアンテナ装置100は、入出力ポート103の第1のポート1及び第2のポート2に異なる高周波信号をそれぞれ入力すると、直交給電平面アレーアンテナ101から異なる偏波を放射することができ、 $\pm 45$ 度の直線偏波又は右旋/左旋の円偏波の直交偏波を同時に共用することができる。

[0068] つぎに、アンテナ装置100の外部から入出力ポート103の第1のポート1及び第2のポート2に同一(振幅、波長)の高周波信号を同時(位相差なし)に入力する場合について説明する(図8(c)参照)。

この場合は、第1のポート1に入力された高周波信号と第2のポート2に入力された高周波信号とが等しいために、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差は、図9(c)及び図9(d)に示すように、「 $0^\circ$ 」である。

なお、図9(c)において、共通のマイクロストリップ線路5上にある第

1のポート1及び第4のポート4間に位相差が生じているのは、第1のポート1から第4のポート4までのマイクロストリップ線路5の線路長による遅延に基づくものである。

また、図9(d)において、共通のマイクロストリップ線路5上にある第2のポート2及び第3のポート3間に位相差が生じているのは、第2のポート2から第3のポート3までのマイクロストリップ線路5の線路長による遅延に基づくものである。

[0069] ここで、位相変位差が「 $0^\circ$ 」の場合には(図8(c)の移相器#1,#2の位相変位差「 $0^\circ$ 」の行参照)、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $0^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10(c)に示すように、「 $0^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $0^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20(垂直偏波の第1の給電系)から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相と、第2の伝送線路30(水平偏波の第2の給電系)から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相との位相差がないことになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、 $-45^\circ$ 直線偏波となる。

[0070] 同様に、位相変位差が「 $-180^\circ$ 」の場合には(図8(c)の移相器#1,#2の位相変位差「 $-180^\circ$ 」の行参照)、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $0^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10(d)に示すように、「 $-180^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $-180^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20(垂直偏波の第1の給電系)から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30(水平偏波の第2の給電系)から各アンテナ

ナ素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $180^\circ$  ( $\pi$ )」だけ遅れることになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、 $+45^\circ$  直線偏波となる。

[0071] また、位相変位差が「 $-90^\circ$ 」の場合には（図8(c)の移相器#1,#2の位相変位差「 $-90^\circ$ 」の行参照）、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $0^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10(b)に示すように、「 $-90^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $-90^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20（垂直偏波の第1の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30（水平偏波の第2の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $90^\circ$  ( $\pi/2$ )」だけ進むことになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、水平偏波が垂直偏波よりも「 $90^\circ$  ( $\pi/2$ )」だけ遅れる右旋円偏波となる。

[0072] また、位相変位差が「 $+90^\circ$ 」の場合には（図8(c)の移相器#1,#2の位相変位差「 $+90^\circ$ 」の行参照）、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差が「 $0^\circ$ 」であるために、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が、図10(d)に示すように、「 $+90^\circ$ 」になる。

このため、位相変位差が「 $+90^\circ$ 」の場合には、第1の伝送線路20（垂直偏波の第1の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30（水平偏波の第2の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $90^\circ$  ( $\pi/2$ )」だけ遅

れることになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、水平偏波が垂直偏波よりも「 $90^\circ$  ( $\pi/2$ )」だけ進む左旋円偏波となる。

[0073] 以上のように、本実施形態に係るアンテナ装置100は、入出力ポート103から入力される高周波信号に対して、ハイブリッド回路40及び可変移相器50によって適切な位相を加えることにより、直交給電平面アレーアンテナ101のVポート及びHポート間に入力される高周波信号に $0^\circ$ 、 $180^\circ$ 、 $+90^\circ$ 及び $-90^\circ$ の位相差を与え、4種の直交偏波（水平／垂直、右旋／左旋）を切り替えることができるという作用効果を奏する。

[0074] また、本実施形態に係るアンテナ装置100は、入出力ポート103の第1のポート1と第2のポート2とに互いに直交関係が成り立つために、第1のポート1及び第2のポート2を同時に利用することで、 $\pm 45$ 度の直線偏波又は右旋／左旋の円偏波の直交偏波を同時に共用することができる。

[0075] また、本実施形態に係るアンテナ装置100は、4種の直交偏波の切り替え機能を有するために、2種の直交偏波のみの切り替え機能を有する従来のアンテナ装置と比較して、機能性に優れると共に、直交給電平面アレーアンテナ101に両平面回路技術を活用したことにより、アンテナ装置100の小型化を図ることができ、偏波ダイバーシチ・アンテナや、ポラリメトリックセンサなどの多次元センサや、MIMO (Multiple-Input Multiple-Output: 複数入力・複数出力) などへの適用が期待できる。

[0076] なお、前述したアンテナ装置100においては、4素子アレーアンテナを1ユニットとして4ユニット（計16素子）の場合について説明したが、この4ユニットに限られるものではなく、例えば、4ユニットを一組として4ユニットを上下左右に配置して構成すれば、計64素子の多素子アレーアンテナを得ることができる。

[0077] すなわち、 $4n$ （但し、 $n$ は正の整数）素子を一組として上下左右に複数配置して構成すれば、計 $4^{n+1}$ 素子の多素子アレーアンテナを得ることができ

るうえに、1ユニットを上下又は左右に複数配置して8素子や32素子等とすることもでき、1ユニットを基本とした多素子アレーアンテナを構成することもできる。

[0078] (本発明の第2の実施形態)

図11は第2の実施形態に係るアンテナ装置における偏波の励振条件を説明するための表である。図12(a)は第2の実施形態に係るアンテナ装置の第3のポート及び第4のポート間の位相差が $0^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図であり、図12(b)は第2の実施形態に係るアンテナ装置の第3のポート及び第4のポート間の位相差が $-180^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図であり、図12(c)は第2の実施形態に係るアンテナ装置の第1のポート及び第2のポートに同じ信号が入力され第3のポート及び第4のポート間の位相差が $+90^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図であり、図12(d)は第2の実施形態に係るアンテナ装置の第1のポート及び第2のポートに同じ信号が入力され第3のポート及び第4のポート間の位相差が $-90^\circ$ の場合の位相関係を説明するための説明図である。図10及び図11において、図1乃至図9と同じ符号は、同一又は相当部分を示し、その説明を省略する。

[0079] 第1の実施形態においては、図1(b)に示す第1の構成例におけるアンテナ装置100による偏波の送信動作について、図7乃至図10を用いて説明したが、本実施形態においては、図1(c)に示す第2の構成例におけるアンテナ装置100による偏波の送信動作について、図11及び図12を用いて説明する。

[0080] なお、以下の説明においては、図1(c)に示すハイブリッド回路40として、 $180^\circ$ ハイブリッド回路40を用いた場合について説明する。

また、以下の説明においては、説明の便宜上、図1(c)に示すように、ハイブリッド回路40及び第1の変移相器50a間に第3のポート3(ハイブリッド回路40の第1の入力ポート41及び第1の変移相器50aの出力ポート52に相当)を定義し、ハイブリッド回路40及び第2の変移

相器 50 b 間に第 4 のポート 4 (ハイブリッド回路 40 の第 2 の入力ポート 4 2 及び第 2 の可変移相器 50 b の出力ポート 5 2 に相当) を定義する。

[0081] 図 1 (c) に示す第 2 の構成例においては、入出力ポート 103 の第 1 のポート 1 から入力された高周波信号が、分岐 60 で分配され、第 1 の可変移相器 50 a 及び第 2 の可変移相器 50 b に同一 (振幅、波長) の高周波信号として同時 (位相差なし) にそれぞれ入力される。

[0082] 第 1 の可変移相器 50 a 及び第 2 の可変移相器 50 b は、入力ポート 5 1 から入力された高周波信号に対して、位相を変化させて、変化後の高周波信号を出力ポート 5 2 からそれぞれ出力する。

[0083] ここで、位相変位差が「 $0^\circ$ 」の場合には (図 11 の移相器 #1, #2 の位相変位差「 $0^\circ$ 」の行参照)、第 3 のポート 3 を通過する高周波信号の位相に対して第 4 のポート 4 を通過する高周波信号の位相の位相差も「 $0^\circ$ 」であり (図 12 (a) 参照)、ハイブリッド回路 40 の第 1 の入力ポート 4 1 に入力される高周波信号の位相に対して第 2 の入力ポート 4 2 に入力される高周波信号の位相の位相差も「 $0^\circ$ 」になる。

[0084] ハイブリッド回路 40 は、第 1 の入力ポート 4 1 に対する第 2 の入力ポート 4 2 の入力信号の位相差「 $0^\circ$ 」に基づき、第 1 の出力ポート 4 3 から出力する高周波信号の振幅と第 2 の出力ポート 4 4 から出力する高周波信号の振幅との比率を 1 対 0 として、第 1 の出力ポート 4 3 のみから高周波信号を出力し、直供給電平面アレーアンテナ 101 の V ポート (第 1 の伝送線路 20) に入力する高周波信号の振幅と H ポート (第 2 の伝送線路 30) に入力する高周波信号の振幅との比率を 1 対 0 として、V ポートのみに高周波信号を入力する。

[0085] この場合には、高周波信号が直供給電平面アレーアンテナ 101 の V ポート (第 1 の伝送線路 20) のみに入力されるため、各アンテナ素子 10 に対して垂直方向の給電となり、直供給電平面アレーアンテナ 101 から放射する偏波は、垂直偏波となる。

[0086] また、位相変位差が「 $+180^\circ$ 」の場合には (図 11 の移相器 #1, #2 の位

相変位差「 $+180^\circ$ 」の行参照)、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差も「 $+180^\circ$ 」であり(図12(b)参照)、ハイブリッド回路40の第1の入力ポート41に入力される高周波信号の位相に対して第2の入力ポート42に入力される高周波信号の位相の位相差も「 $+180^\circ$ 」になる。

[0087] ハイブリッド回路40は、第1の入力ポート41に対する第2の入力ポート42の入力信号の位相差「 $+180^\circ$ 」に基づき、第1の出力ポート43から出力する高周波信号の振幅と第2の出力ポート44から出力する高周波信号の振幅との比率を0対1として、第2の出力ポート44のみから高周波信号を出力し、直供給電平面アレーアンテナ101のVポート(第1の伝送線路20)に入力する高周波信号の振幅とHポート(第2の伝送線路30)に入力する高周波信号の振幅との比率を0対1として、Hポートのみに高周波信号を入力する。

[0088] この場合に、直供給電平面アレーアンテナ101のHポート(第2の伝送線路30)にのみ高周波信号が入力されるため、各アンテナ素子10に対して水平方向の給電となり、直供給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、水平偏波となる。

[0089] また、位相変位差が「 $-90^\circ$ 」の場合には(図11の移相器#1,#2の位相変位差「 $-90^\circ$ 」の行参照)、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差も「 $-90^\circ$ 」であり(図12(d)参照)、ハイブリッド回路40の第1の入力ポート41に入力される高周波信号の位相に対して第2の入力ポート42に入力される高周波信号の位相の位相差も「 $-90^\circ$ 」になる。

[0090] ハイブリッド回路40は、第1の入力ポート41に対する第2の入力ポート42の入力信号の位相差「 $-90^\circ$ 」に基づき、第1の出力ポート43から出力する高周波信号の振幅と第2の出力ポート44から出力する高周波信号の振幅との比率を1対1として、第1の出力ポート43及び第2の出力ポート44から高周波信号を出力し、直供給電平面アレーアンテナ101のV

ポート（第1の伝送線路20）に入力する高周波信号の振幅とHポート（第2の伝送線路30）に入力する高周波信号の振幅との比率を1対1として、Vポート及びHポートに高周波信号を入力する。

[0091] この場合に、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差が「 $-90^\circ$ 」であるために、第1の伝送線路20（垂直偏波の第1の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30（水平偏波の第2の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $90^\circ$ （ $\pi/2$ ）」だけ進むことになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、水平偏波が垂直偏波よりも「 $90^\circ$ （ $\pi/2$ ）」だけ遅れる右旋円偏波となる。

[0092] また、位相変位差が「 $+90^\circ$ 」の場合には（図11の移相器#1,#2の位相変位差「 $+90^\circ$ 」の行参照）、第3のポート3を通過する高周波信号の位相に対して第4のポート4を通過する高周波信号の位相の位相差も「 $+90^\circ$ 」であり（図12（c）参照）、ハイブリッド回路40の第1の入力ポート41に入力される高周波信号の位相に対して第2の入力ポート42に入力される高周波信号の位相の位相差も「 $+90^\circ$ 」になる。

[0093] ハイブリッド回路40は、第1の入力ポート41に対する第2の入力ポート42の入力信号の位相差「 $+90^\circ$ 」に基づき、第1の出力ポート43から出力する高周波信号の振幅と第2の出力ポート44から出力する高周波信号の振幅との比率を1対1として、第1の出力ポート43及び第2の出力ポート44から高周波信号を出力し、直交給電平面アレーアンテナ101のVポート（第1の伝送線路20）に入力する高周波信号の振幅とHポート（第2の伝送線路30）に入力する高周波信号の振幅との比率を1対1として、Vポート及びHポートに高周波信号を入力する。

[0094] この場合に、直交給電平面アレーアンテナ101のVポートに入力される高周波信号の位相に対してHポートに入力される高周波信号の位相の位相差



が「 $+90^\circ$ 」であるために、第1の伝送線路20（垂直偏波の第1の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相が、第2の伝送線路30（水平偏波の第2の給電系）から各アンテナ素子10に給電される高周波信号の位相よりも「 $90^\circ$ （ $\pi/2$ ）」だけ遅れることになる。

すなわち、直交給電平面アレーアンテナ101から放射する偏波は、垂直偏波と水平偏波との合成により、水平偏波が垂直偏波よりも「 $90^\circ$ （ $\pi/2$ ）」だけ進む左旋円偏波となる。

[0095] 以上のように、本実施形態に係るアンテナ装置100は、 $180^\circ$ ハイブリッド回路40に入力する高周波信号の位相差を可変移相器50により同位相（ $0^\circ$ ）にすると、 $180^\circ$ ハイブリッド回路40からの出力信号を直交給電平面アレーアンテナ101のVポートのみに入力することができ、第1の伝送線路20を励振して、アンテナ素子10から垂直偏波を放射することができる。

[0096] また、本実施形態に係るアンテナ装置100は、 $180^\circ$ ハイブリッド回路40に入力する高周波信号の位相差を可変移相器50により逆位相（ $+180^\circ$ ）にすると、 $180^\circ$ ハイブリッド回路40からの出力信号を直交給電平面アレーアンテナ101のHポートのみに入力することができ、第2の伝送線路30を励振して、アンテナ素子10から水平偏波を放射することができる。

[0097] また、本実施形態に係るアンテナ装置100は、 $180^\circ$ ハイブリッド回路40に入力する高周波信号の位相差を可変移相器50により $\pm 90^\circ$ にすると、直交給電平面アレーアンテナ101のVポート及びHポートに対して $180^\circ$ ハイブリッド回路40からの出力信号を同一の振幅比で位相差を $\pm 90^\circ$ として入力することができ、第1の伝送線路20及び第2の伝送線路30を励振して、アンテナ素子10から左旋又は右旋の円偏波を放射することができる。

[0098] （本発明のその他の実施形態）

図13はマジックT回路を使用して偏波再構成可能なアンテナ装置であり

、図13(a)はアンテナ装置の概略構成を示す平面図であり、図13(b)は図13(a)に示すアンテナ装置のI-I'線切断部端面図である。図14(a)はマジックT回路の概略構成を示す平面図であり、図14(b)は図14(a)に示すマジックT回路のII-II'線切断部端面図であり、図14(c)は図14(a)に示すマジックT回路の入力ポート(Port2, Port3)に入力した信号の位相差が $0^\circ$ の場合におけるマジックT回路の作用を説明するための説明図であり、図14(d)は図14(a)に示すマジックT回路の入力ポート(Port2, Port3)に入力した信号の位相差が $180^\circ$ の場合におけるマジックT回路の作用を説明するための説明図であり、図14(e)は図14(a)に示すマジックT回路の各入力ポートに入力した信号の位相差が $\pm 90^\circ$ の場合におけるマジックT回路の作用を説明するための説明図である。図15(a)は図14に示すアンテナ装置から $+45^\circ$ 直線偏波を放射する場合の電界図であり、図15(b)は図14に示すアンテナ装置から $-45^\circ$ 直線偏波を放射する場合の電界図であり、図15(c)は図14に示すアンテナ装置から右旋円偏波を放射する場合の電界図であり、図15(d)は図14に示すアンテナ装置から左旋円偏波を放射する場合の電界図である。図16(a)はE面における $+45^\circ$ 直線偏波の放射パターンを示す指向性特性図であり、図16(b)はE面における $-45^\circ$ 直線偏波の放射パターンを示す指向性特性図であり、図16(c)は右旋円偏波及び左旋円偏波の軸比の周波数特性図であり、図16(d)は右旋円偏波及び左旋円偏波の放射パターンを示す指向性特性図である。図13乃至図16において、図1乃至図12と同じ符号は、同一又は相当部分を示し、その説明を省略する。

[0099] 本実施形態においては、電磁界シミュレータにより、アンテナ装置100の性能評価を行なった結果を説明する。

シミュレーションは、アジレント・テクノロジー株式会社製のフル3次元電磁界シミュレータ(有限要素法)「EMPro」を用いて、図13に示すアンテナ装置100を対象に行なった。

[0100] まず、本実施形態に係るハイブリッド回路40について、図14を用いて説明する。

ハイブリッド回路40は、図14に示すように、マイクロストリップ線路5及びスロット線路6からなるマジックT回路であり、2入力2出力の方向性結合器である。

また、ハイブリッド回路40は、第1の出力ポート43（図14（a）に示す「Port 4」に相当）から、第1の入力ポート41（図14（a）に示す「port2」に相当）及び第2の入力ポート42（図14（a）に示す「Port 3」に相当）からそれぞれ入力される高周波信号の和による合成信号（和信号）を出力する。

また、ハイブリッド回路40は、第2の出力ポート44（図14（a）に示す「Port 5」に相当）から、第1の入力ポート41（図14（a）に示す「port2」に相当）及び第2の入力ポート42（図14（a）に示す「Port 3」に相当）からそれぞれ入力される高周波信号の差による合成信号（差信号）を出力する。

[0101] さらに、ハイブリッド回路40（マジックT回路）は、第1の入力ポート41（図14（a）に示す「port2」に相当）及び第2の入力ポート42（図14（a）に示す「Port 3」に相当）への各入力信号間の位相差に応じて、スイッチング回路又は90°ハイブリッド回路として機能する。

[0102] 具体的には、第1の入力ポート41（図14（a）に示す「Port 2」に相当）及び第2の入力ポート42（図14（a）に示す「Port 3」に相当）への各入力信号間の位相差が0°の場合には、和信号のみとなり、図14（c）に示すように、マジックT回路がスイッチング回路として機能し、第1の出力ポート43（図14（a）に示す「Port 4」に相当）のみから高周波信号を出力する。

[0103] また、第1の入力ポート41（図14（a）に示す「Port 2」に相当）及び第2の入力ポート42（図14（a）に示す「Port 3」に相当）への各入力信号間の位相差が180°の場合には、差信号のみとなり、図14（d）

に示すように、マジックT回路がスイッチング回路として機能し、第2の出力ポート44（図14（a）に示す「Port 5」に相当）のみから高周波信号を出力する。

[0104] また、第1の入力ポート41（図14（a）に示す「Port 2」に相当）及び第2の入力ポート42（図14（a）に示す「Port 3」に相当）への各入力信号間の位相差が $\pm 90^\circ$ の場合には、図14（e）に示すように、マジックT回路が $90^\circ$ ハイブリッド回路として機能し、第1の出力ポート43（図14（a）に示す「Port 4」に相当）及び第2の出力ポート44（図14（a）に示す「Port 5」に相当）から $\pm 90^\circ$ の位相差で高周波信号をそれぞれ出力する。

[0105] つぎに、本実施形態に係る直給電平面アレーアンテナ101について、図13及び図15を用いて説明する。

直給電平面アレーアンテナ101は、スロット型の4つのアンテナ素子10を正方配列したスロットリングアレイアンテナであり、ハイブリッド回路40（マジックT回路）からの出力信号の位相条件によって、4種類の挙動で動作する。

[0106] 具体的には、第1の出力ポート43（図13（a）に示す「Port 4」に相当）のみからの高周波信号が第1の伝送線路20（第1のマイクロストリップ線路21、第1のスロット線路22、第1の給電線路23）を介して各アンテナ素子10に給電される場合には、図15（a）に示すように、第1の伝送線路20が励振され、 $+45^\circ$ 直線偏波がアンテナ素子10から放射される。

[0107] また、第2の出力ポート44（図13（a）に示す「Port 5」に相当）のみからの高周波信号が第2の伝送線路30（第2のマイクロストリップ線路31、第2のスロット線路32、第2の給電線路33）を介して各アンテナ素子10に給電される場合には、図15（b）に示すように、第2の伝送線路30が励振され、 $-45^\circ$ 直線偏波がアンテナ素子10から放射される。

[0108] また、第2の出力ポート44（図13（a）に示す「Port 5」に相当）か

ら出力される高周波信号の位相が、第1の出力ポート43（図13（a）に示す「Port 4」に相当）から出力される高周波信号の位相よりも $90^\circ$ 進んでいる場合には、図15（c）に示すように、第1の伝送線路20及び第2の伝送線路30が励振され、左旋円偏波がアンテナ素子10から放射される。

[0109] また、第1の出力ポート43（図13（a）に示す「Port 4」に相当）から出力される高周波信号の位相が、第2の出力ポート44（図13（a）に示す「Port 5」に相当）から出力される高周波信号の位相よりも $90^\circ$ 進んでいる場合には、図15（c）に示すように、第1の伝送線路20及び第2の伝送線路30が励振され、右旋円偏波がアンテナ素子10から放射される。

[0110] 最後に、シミュレーション結果を説明する。

なお、シミュレーションは、誘電体板（基板110）として、比誘電率 $\epsilon_r$ が2.15であり、厚みが0.8mmである、テフロン（登録商標）ガラスファイバーを用い、2つの可変移相器50（第1の可変移相器50a、第2の可変移相器50b）を遅延マイクロストリップ線路に置換し、設計周波数を7.5GHzとして行なった。

[0111] 図16（a）及び図16（b）においては、7.5GHzで $\pm 45^\circ$ 直線偏波の放射パターンが見られ、シミュレーションされた交差偏波（ $E_{\text{cross}}\text{-plane}$ （破線））は、7.5GHzで約 $-30\text{ dB}$ である。良好な交差偏波の抑制は、直線偏波（linear polarization: LP）のスイッチングを得ることができる。

[0112] また、図16（c）においては、右旋円偏波（right-handed circular polarization: RHCP）及び左旋円偏波（left-handed circular polarization: LHCP）のいずれも励振していることを確認することができ、軸比（Axial Ratio: AR） $3\text{ dB}$ の帯域幅が約2.8%である。

[0113] また、図16（d）においては、シミュレーションされた交差偏波が $-20\text{ dB}$ であり、良好な交差偏波の抑制は、直線偏波と同様に確かめることが

できる。

以上のように、本実施形態に係るアンテナ装置100は、マジックT回路（ハイブリッド回路40）を用いるスロットリングアレイアンテナ（直交給電平面アレイアンテナ101）により、4種の直交偏波（水平／垂直、右旋／左旋）の切り替えを実現することができる。

### 符号の説明

[0114]	1	第1のポート
	2	第2のポート
	3	第3のポート
	4	第4のポート
	5	マイクロストリップ線路
	6	スロット線路
	7	導体
	10	アンテナ素子
	20	第1の伝送線路
	21	第1のマイクロストリップ線路
	22	第1のスロット線路
	23	第1の給電線路
	23a	導線
	24	第1の共通スロット線路
	25	第1の共通マイクロストリップ線路
	30	第2の伝送線路
	31	第2のマイクロストリップ線路
	32	第2のスロット線路
	33	第2の給電線路
	33a	導線
	34	第2の共通スロット線路
	35	第2の共通マイクロストリップ線路

- 4 0 ハイブリッド回路
- 4 1 第 1 の入力ポート
- 4 2 第 2 の入力ポート
- 4 3 第 1 の出力ポート
- 4 4 第 2 の出力ポート
- 5 0 可変移相器
- 5 0 a 第 1 の可変移相器
- 5 0 b 第 2 の可変移相器
- 5 1 入力ポート
- 5 2 出力ポート
- 5 3 第 1 の反射ポート
- 5 4 第 2 の反射ポート
- 5 5 可変容量ダイオード
- 6 0 分岐
- 1 0 0 アンテナ装置
- 1 0 1 直交給電平面アレーアンテナ
- 1 0 2 高周波回路
- 1 0 3 入出力ポート
- 1 1 0 基板
- 1 1 1 一の主面
- 1 1 2 他の主面

## 請求の範囲

- [請求項1] 複数の基板を層状に重ね合わせて一体化させた多層基板又は単層基板からなる誘電体板と、  
前記基板に配設される複数のアンテナ素子と、  
前記基板に配設され、一の方向から前記アンテナ素子に高周波信号を印加する第1の伝送線路と、  
前記基板に配設され、前記一の方向に直交する他の方向から前記アンテナ素子に高周波信号を印加する第2の伝送線路と、  
前記基板に配設され、一の入力ポートから入力される高周波信号に対して一の出力ポート及び他の出力ポートから位相差のある高周波信号をそれぞれ出力するハイブリッド回路と、  
前記基板に配設されて、前記ハイブリッド回路の入力ポート又は出力ポートに接続され、入力ポートから入力される高周波信号の位相を変化させて出力ポートから当該高周波信号を出力する可変移相器と、  
前記基板に配設され、高周波信号を入出力する入出力ポートと、  
を備え、  
前記ハイブリッド回路及び可変移相器からなる直列回路が、前記第1の伝送線路及び第2の伝送線路と前記入出力ポートとの間に接続されることを特徴とするアンテナ装置。
- [請求項2] 前記請求項1に記載のアンテナ装置において、  
前記可変移相器が、前記ハイブリッド回路と前記第1の伝送線路及び／又は第2の伝送線路との間に接続されることを特徴とするアンテナ装置。
- [請求項3] 前記請求項2に記載のアンテナ装置において、  
前記ハイブリッド回路が、一の入力ポートから入力される高周波信号に対して一の出力ポート及び他の出力ポートから位相差を $90^\circ$ とする高周波信号をそれぞれ出力する $90^\circ$ ハイブリッド回路であり、  
前記可変移相器が、前記第1の伝送線路に伝播させる高周波信号と



前記第2の伝送線路に伝播させる高周波信号との位相差を $-90^\circ$ 、 $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 又は $180^\circ$ にすることを特徴とするアンテナ装置。

[請求項4]

前記請求項1に記載のアンテナ装置において、

前記可変移相器が、前記ハイブリッド回路と前記入出力ポートとの間に接続されることを特徴とするアンテナ装置。

[請求項5]

前記請求項4に記載のアンテナ装置において、

前記ハイブリッド回路が、一の入力ポートから入力される高周波信号に対して一の出力ポート及び他の出力ポートから位相差を $180^\circ$ とする高周波信号をそれぞれ出力する $180^\circ$ ハイブリッド回路であり、

前記可変移相器が、前記ハイブリッド回路の一の入力ポートに入力される高周波信号と前記ハイブリッド回路の他の入力ポートに入力される高周波信号との位相差を $-90^\circ$ 、 $0^\circ$ 、 $90^\circ$ 又は $180^\circ$ にし、

前記ハイブリッド回路が、前記第1の伝送線路を伝播する高周波信号と前記第2の伝送線路を伝播する高周波信号との振幅比を、前記可変移相器による前記位相差を $0^\circ$ にした場合に1対0とし、前記可変移相器による前記位相差を $180^\circ$ にした場合に0対1とし、前記可変移相器による前記位相差を $90^\circ$ 又は $-90^\circ$ にした場合に1対1とすることを特徴とするアンテナ装置。

[請求項6]

前記請求項1乃至5のいずれかに記載のアンテナ装置において、

前記第1の伝送線路が、

前記基板に並設される2本のマイクロストリップ線路からなる第1のマイクロストリップ線路と、

隣り合う前記アンテナ素子間であり、前記第1のマイクロストリップ線路に対して垂直に配設され、当該第1のマイクロストリップ線路に電磁結合される1本のスロット線路からなる第1のスロット線路と

、

前記第1のロット線路に対して垂直に配設され、当該第1のロット線路に電磁結合されるマイクロストリップ線路からなる第1の給電線路と、

前記第1の給電線路に対して垂直に配設され、当該第1の給電線路に電磁結合されるロット線路からなる第1の共通ロット線路と、

前記第1の共通ロット線路に対して垂直に配設され、当該第1の共通ロット線路に電磁結合されるマイクロストリップ線路からなり、一の前記可変移相器の出力ポートに接続される第1の共通マイクロストリップ線路と、

を備え、

前記第2の伝送線路が、

前記第1のマイクロストリップ線路に対して垂直に配設される2本のマイクロストリップ線路からなる第2のマイクロストリップ線路と

、

隣り合う前記アンテナ素子間であり、前記第2のマイクロストリップ線路に対して垂直に配設され、当該第2のマイクロストリップ線路に電磁結合される1本のロット線路からなる第2のロット線路と

、

前記第2のロット線路に対して垂直に配設され、当該第2のロット線路に電磁結合されるマイクロストリップ線路からなる第2の給電線路と、

前記第2の給電線路に対して垂直に配設され、当該第2の給電線路に電磁結合されるロット線路からなる第2の共通ロット線路と、

前記第2の共通ロット線路に対して垂直に配設され、当該第2の共通ロット線路に電磁結合されるマイクロストリップ線路からなり、他の前記可変移相器の出力ポートに接続される第2の共通マイクロストリップ線路と、

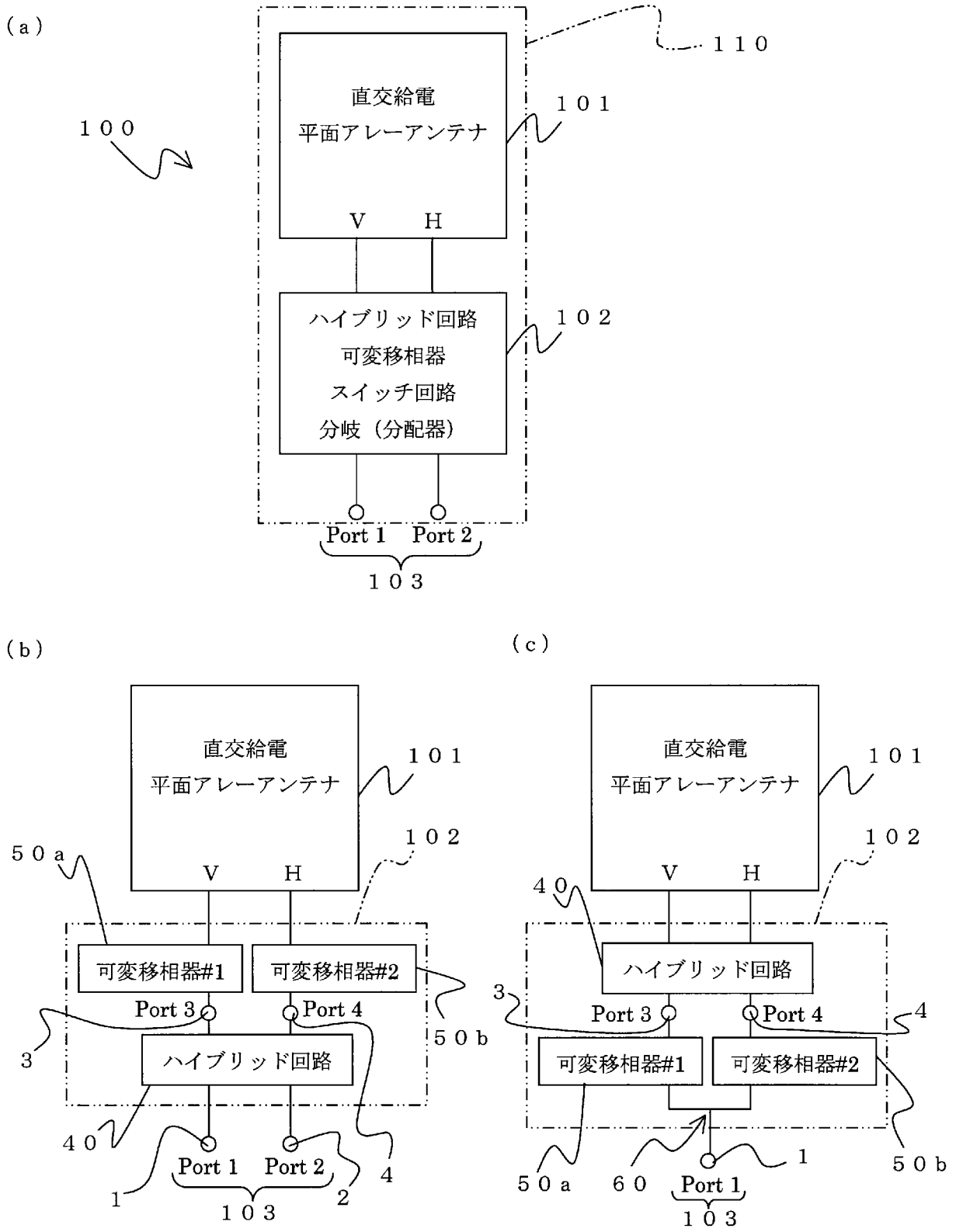
を備え、

前記アンテナ素子が、前記第1のマイクロストリップ線路及び第2のマイクロストリップ線路により構成される前記基板の平面視で方形の角部にそれぞれ配設され、当該第1のマイクロストリップ線路及び第2のマイクロストリップ線路に電氣的に接続又は電磁結合され、

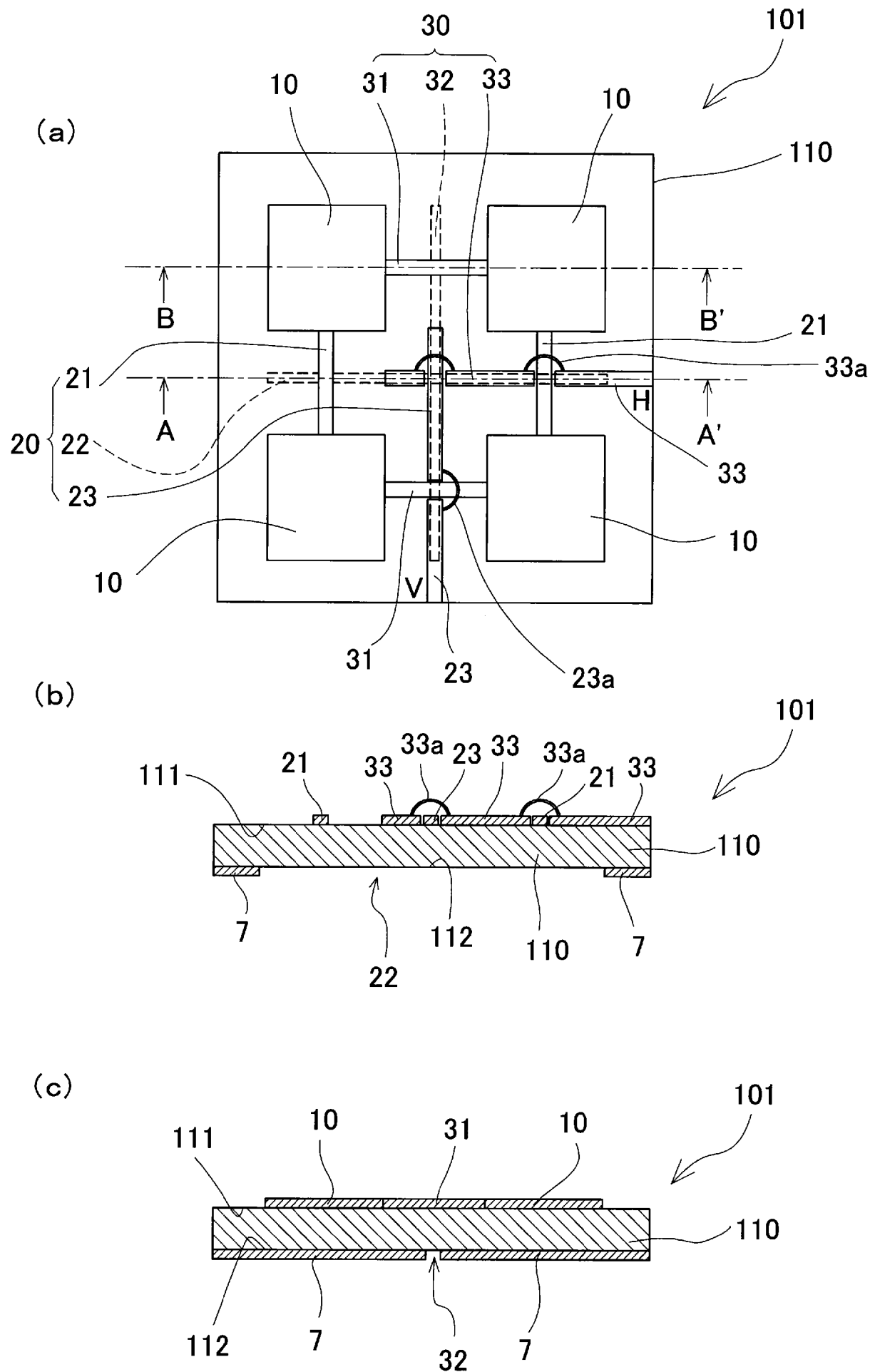
前記第1の共通マイクロストリップ線路及び前記一の可変移相器が、前記基板の同一面上に配設され、

前記第2の共通マイクロストリップ線路及び前記他の可変移相器が、前記基板の同一面上に配設されることを特徴とするアンテナ装置。

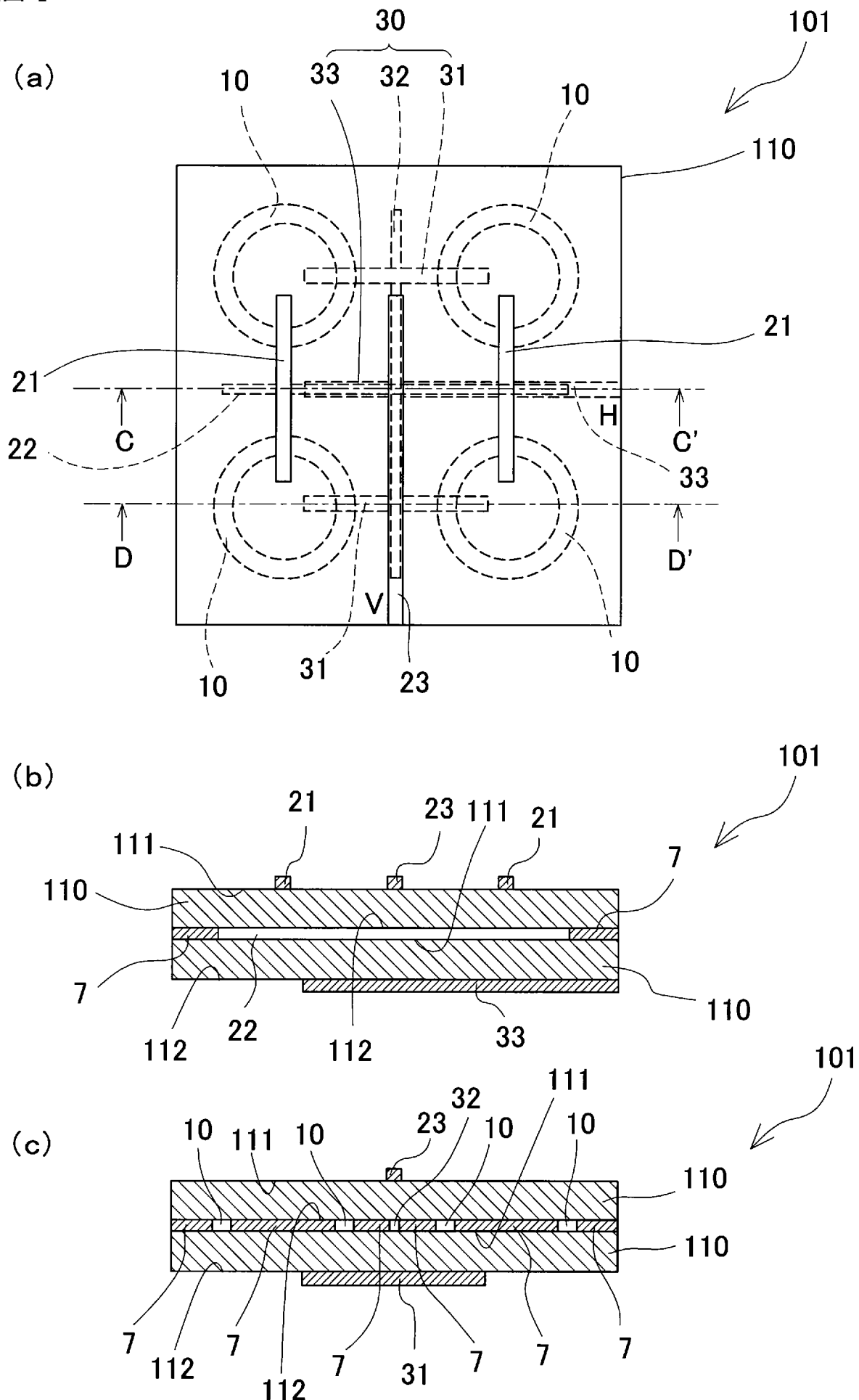
[図1]



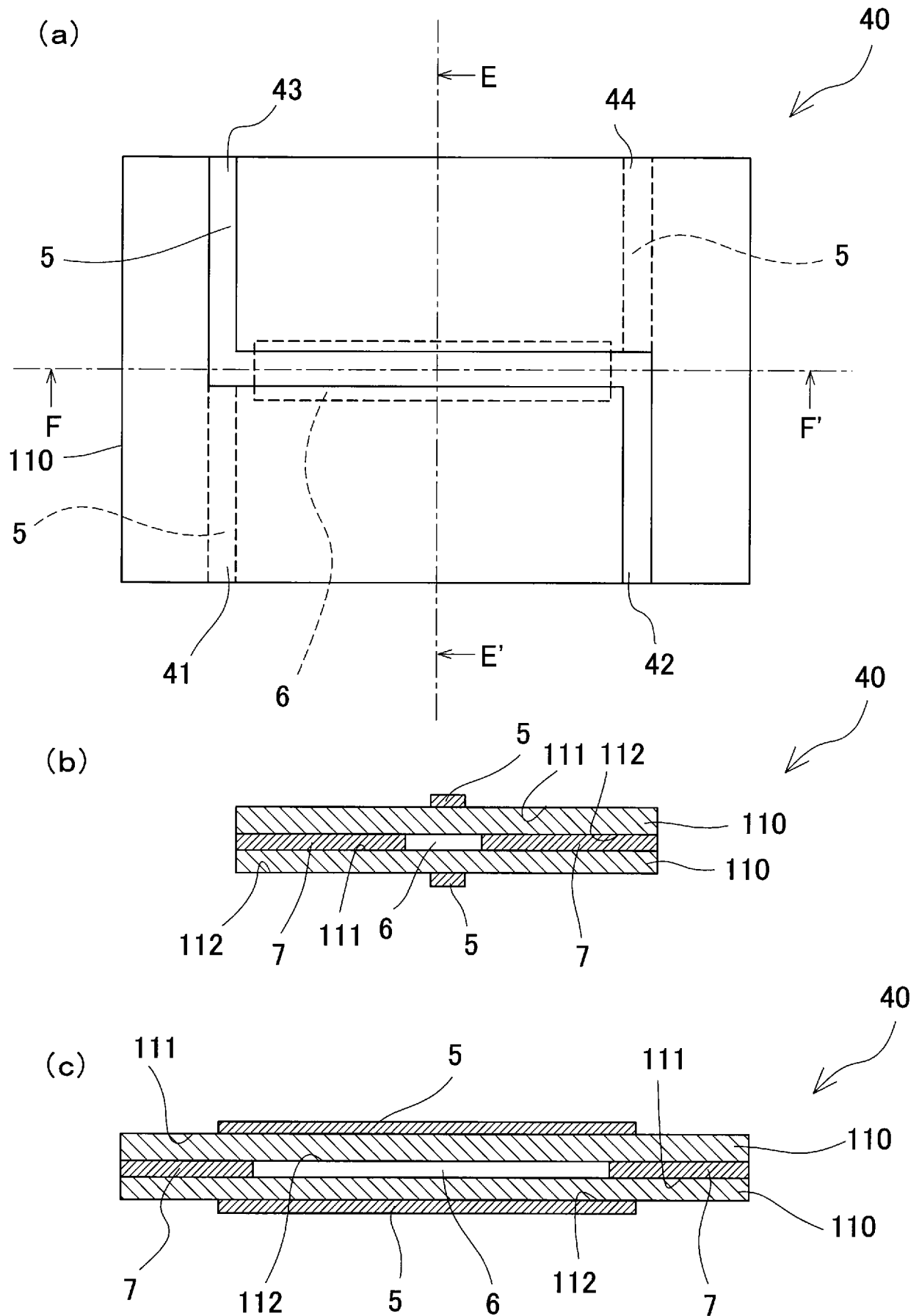
[図2]



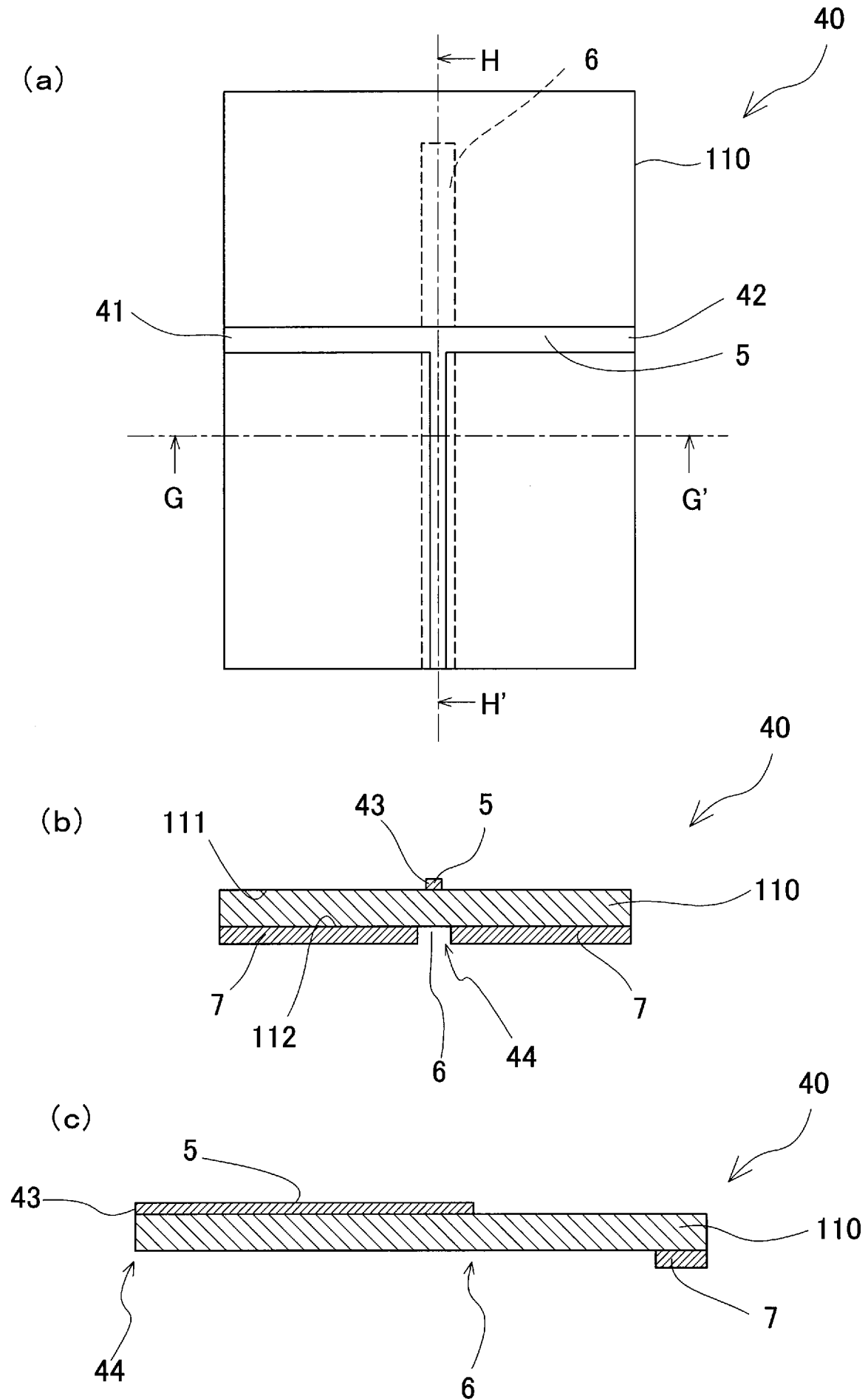
[図3]



[図4]

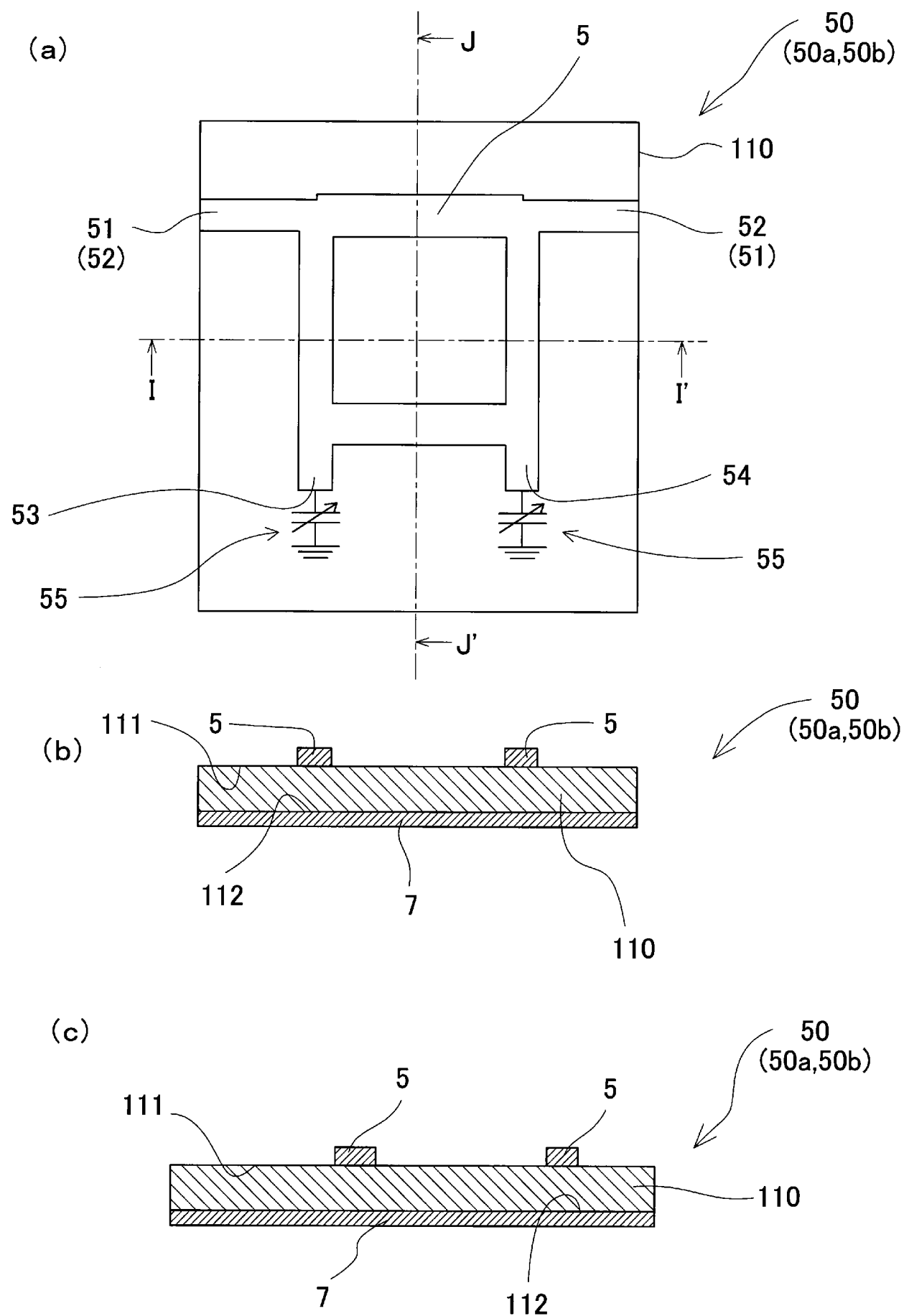


[図5]

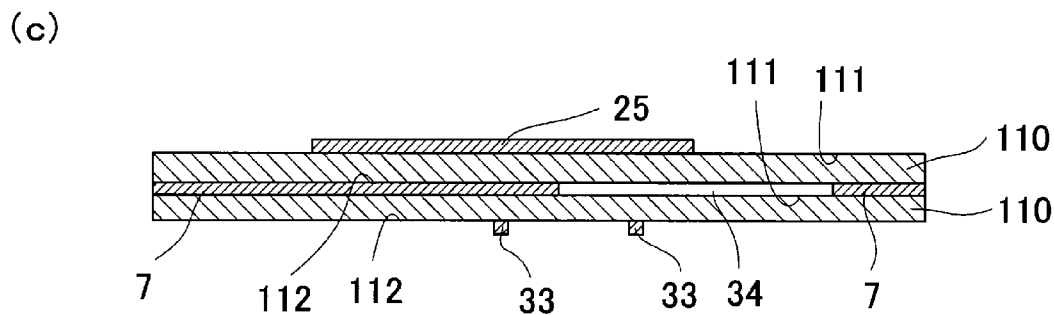
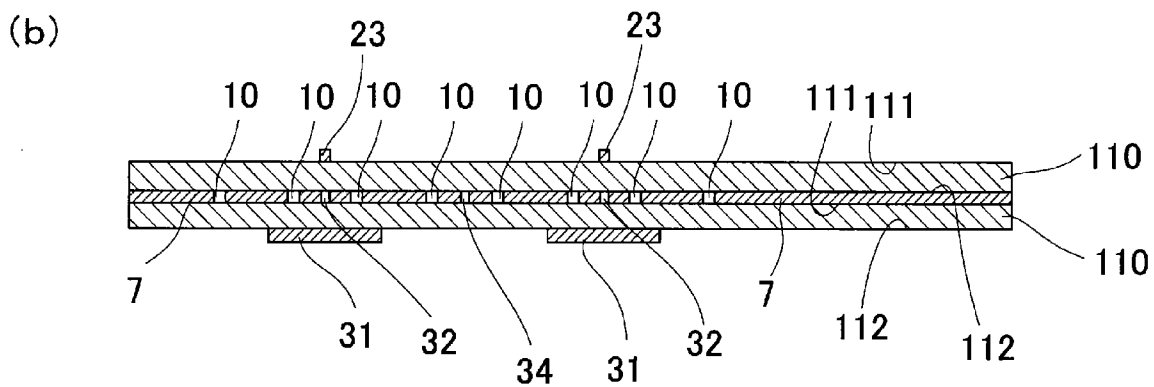
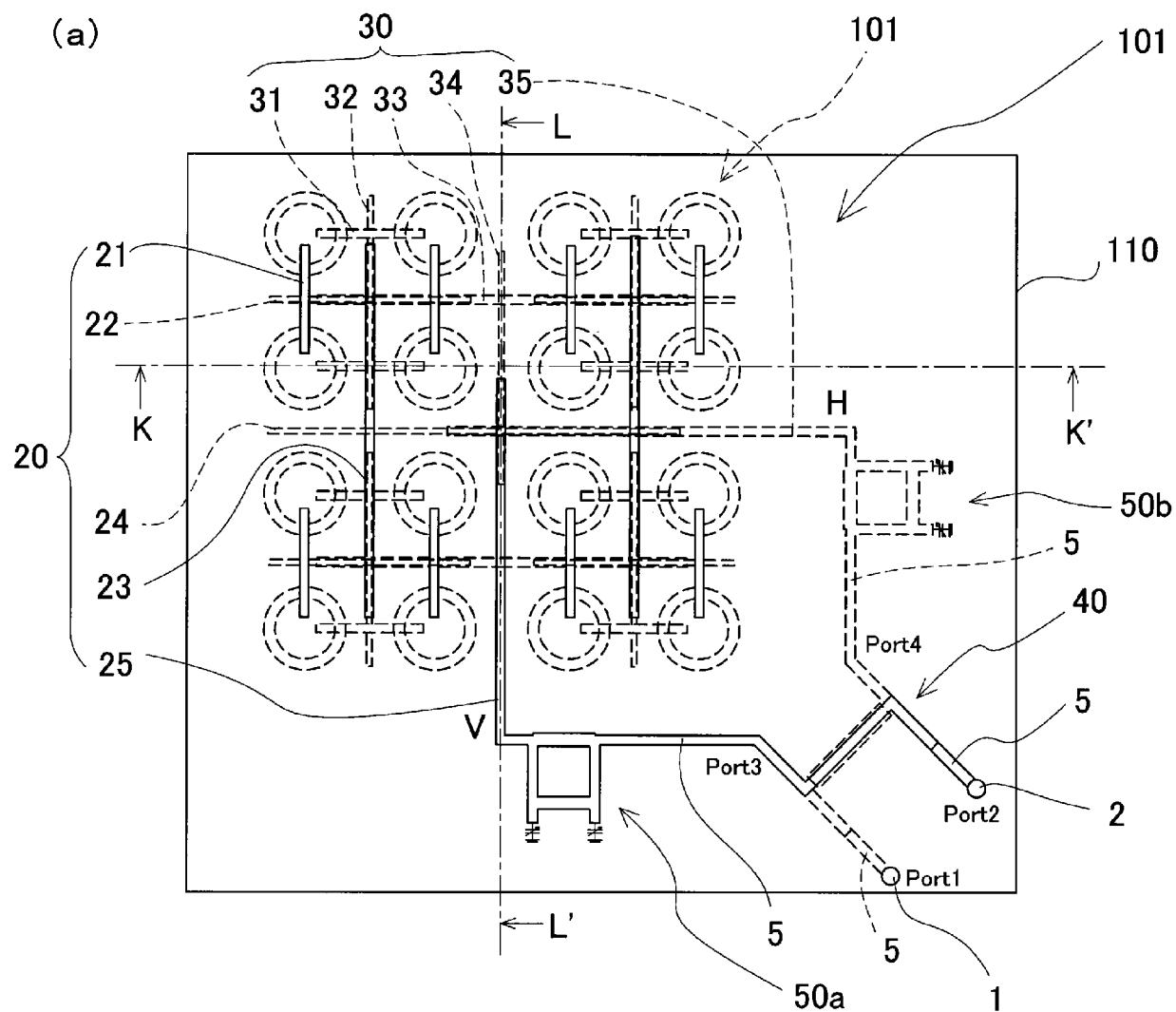




[図6]



[図7]



[図8]

(a)

入力ポート	Port3, 4の 位相差 (Port4-Port3)	移相器#1, #2の 位相変位差 (#2-#1)	アンテナ入力ポート V, Hの位相差 (H-V)	放射する 偏波
Port1	-90° (図9(a))	0°	-90° (図10(b))	右旋円偏波
		-180°	+90° (図10(a))	左旋円偏波
		-90°	-180° (図10(d))	+45° 直線偏波
		+90°	0° (図10(c))	-45° 直線偏波
Port2	+90° (図9(b))	0°	+90° (図10(a))	左旋円偏波
		-180°	-90° (図10(b))	右旋円偏波
		-90°	0° (図10(c))	-45° 直線偏波
		+90°	+180° (図10(d))	+45° 直線偏波

(b)

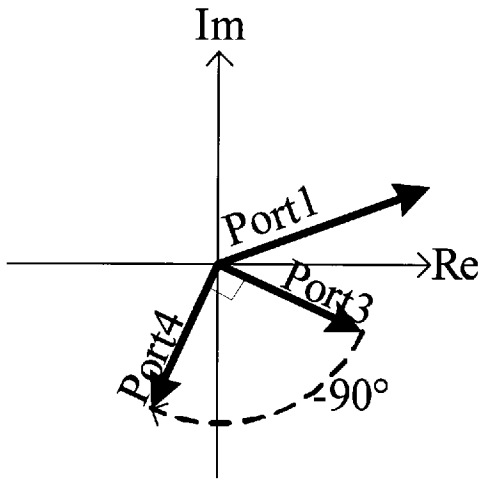
入力ポート	Port3, 4の 位相差 (Port4-Port3)	移相器#1, #2の 位相変位差 (#2-#1)	アンテナ入力ポート V, Hの位相差 (H-V)	放射する 偏波
Port1, 2に 異なる信号 を同時入力	-90° (Port1からの信号) (図9(a))	0°	-90° (図10(b))	右旋円偏波
		-180°	+90° (図10(a))	左旋円偏波
		-90°	-180° (図10(d))	+45° 直線偏波
		+90°	0° (図10(c))	-45° 直線偏波
	+90° (Port2からの信号) (図9(b))	0°	+90° (図10(a))	左旋円偏波
		-180°	-90° (図10(b))	右旋円偏波
		-90°	0° (図10(c))	-45° 直線偏波
		+90°	+180° (図10(d))	+45° 直線偏波

(c)

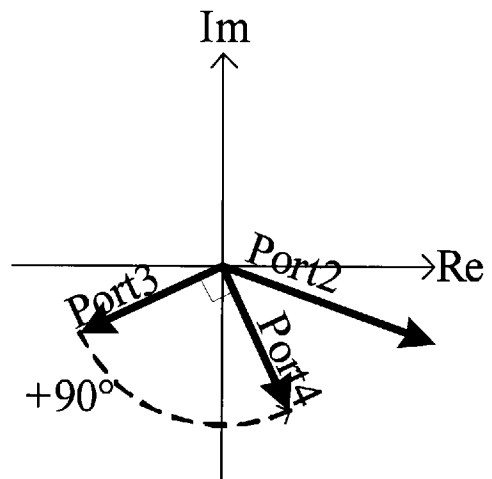
入力ポート	Port3, 4の 位相差 (Port4-Port3)	移相器#1, #2の 位相変位差 (#2-#1)	アンテナ入力ポート V, Hの位相差 (H-V)	放射する 偏波
Port1, 2に 同一信号を 同時入力	0° (図9(c), 図9(d)) (∵Port1とPort2の 信号が等しい)	0°	0° (図10(c))	-45° 直線偏波
		-180°	-180° (図10(d))	+45° 直線偏波
		-90°	-90° (図10(b))	右旋円偏波
		+90°	+90° (図10(a))	左旋円偏波

[圖9]

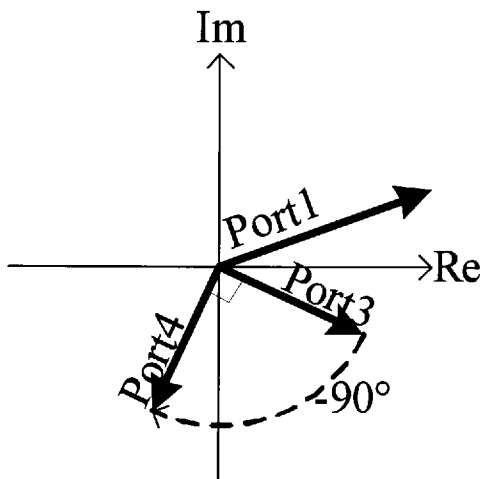
(a)



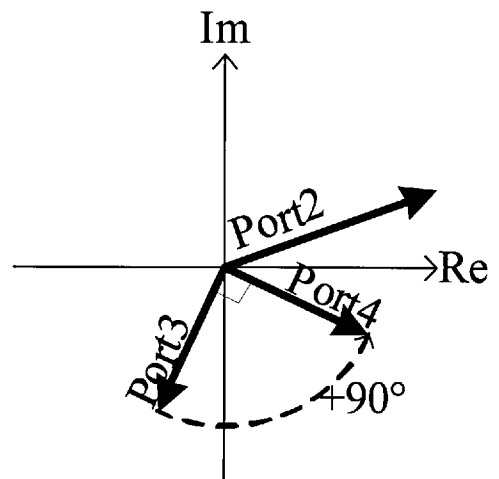
(b)



(c)

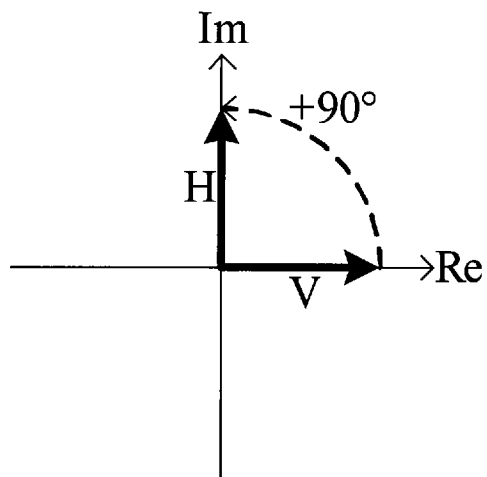


(d)

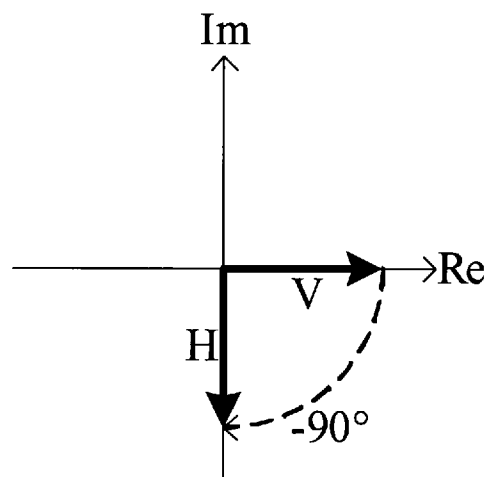


[図10]

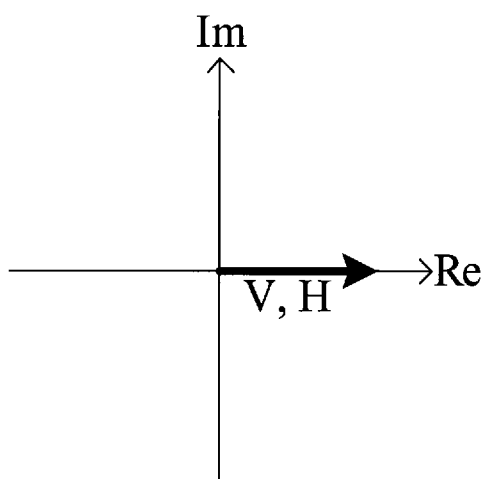
(a)



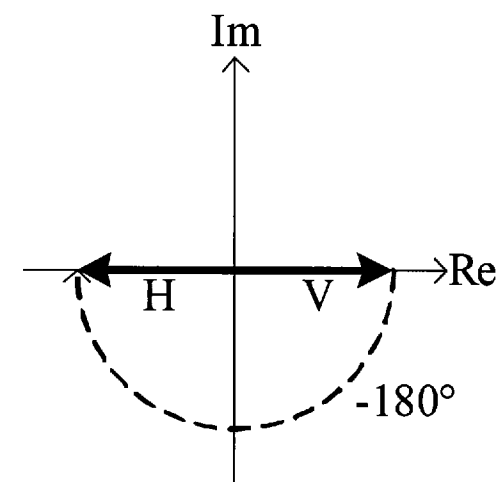
(b)



(c)



(d)

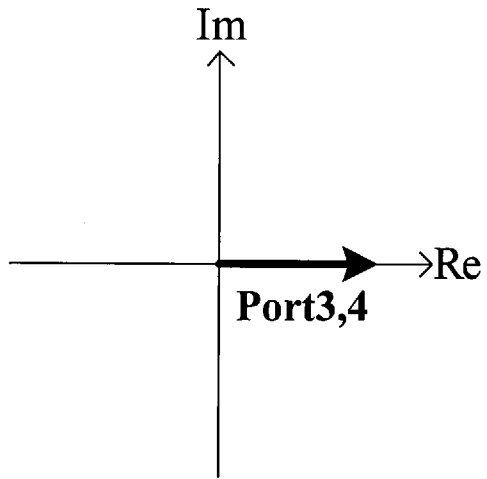


[図11]

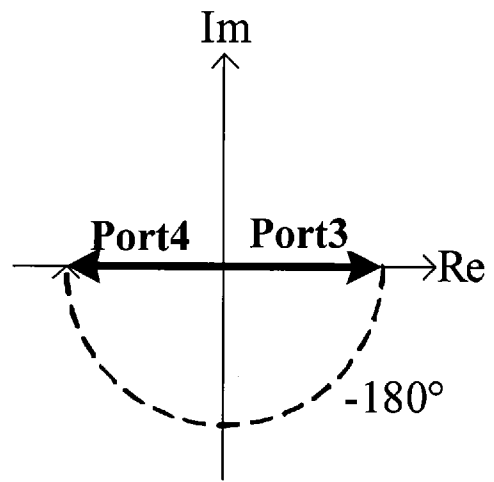
移相器#1, #2の 位相変位差 (#2-#1)	Port3, 4の 位相差 (Port4-Port3)	アンテナ入力ポート V, Hの振幅比 (V-H)	アンテナ入力ポート V, Hの位相差 (H-V)	放射する 偏波
0°	0° (図12(a))	1-0	-	垂直偏波
+180°	+180° (図12(b))	0-1	-	水平偏波
-90°	-90° (図12(d))	1-1	-90° (図10(b))	右旋円偏波
+90°	+90° (図12(c))	1-1	+90° (図10(a))	左旋円偏波

[圖12]

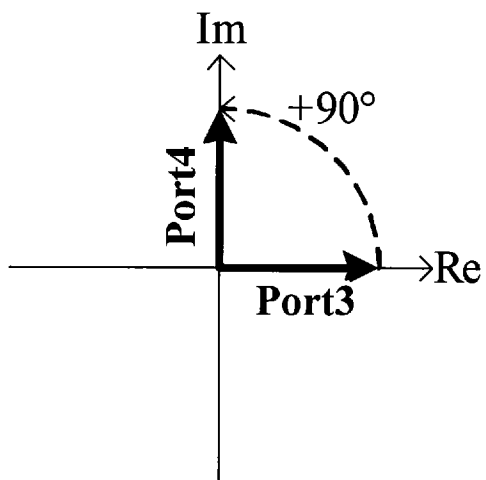
(a)



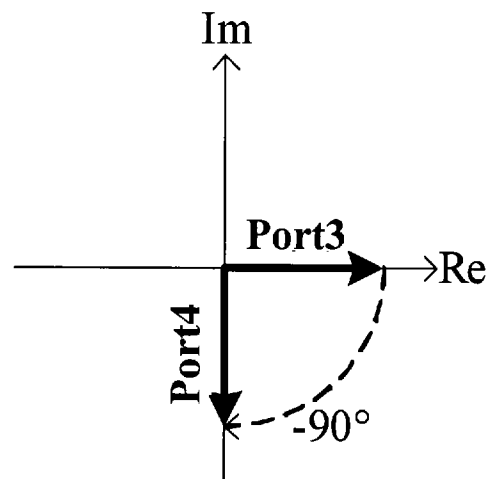
(b)



(c)

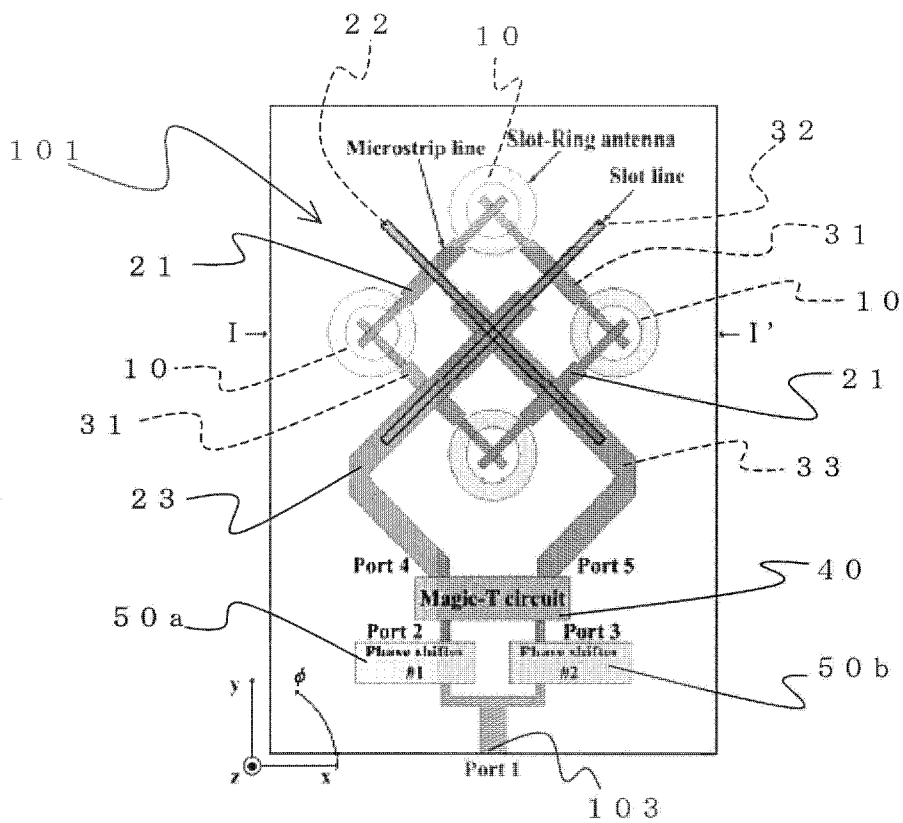


(d)

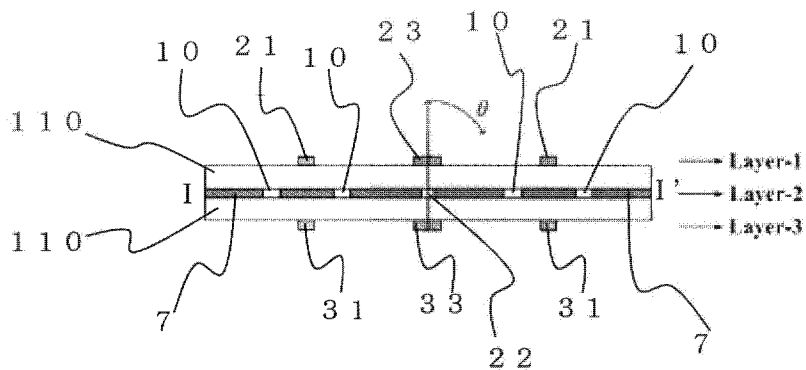


[圖13]

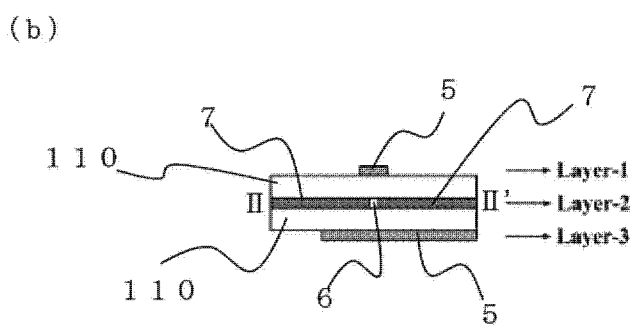
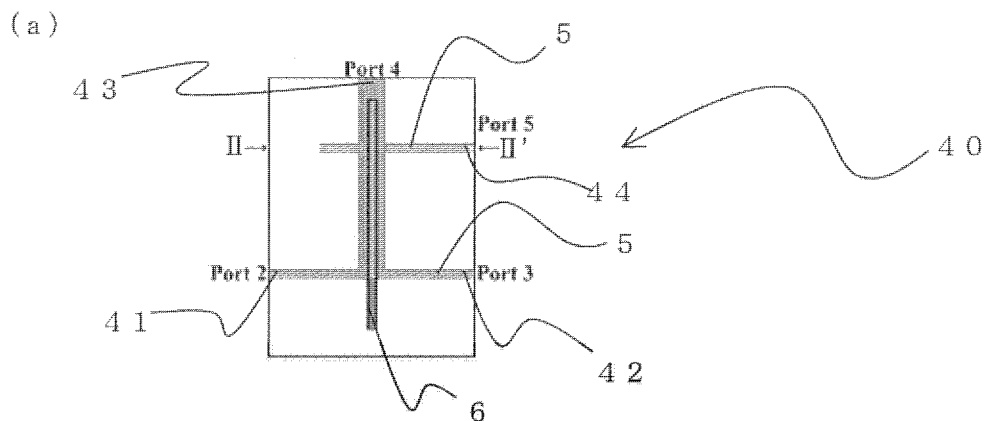
(a)



(b)



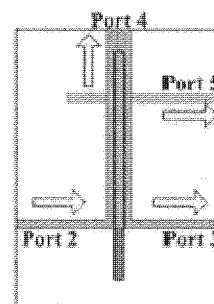
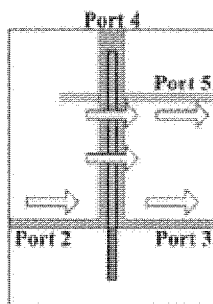
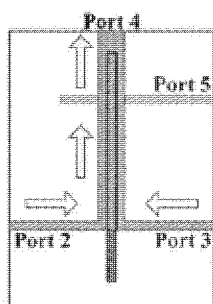
[図14]



(c)

(d)

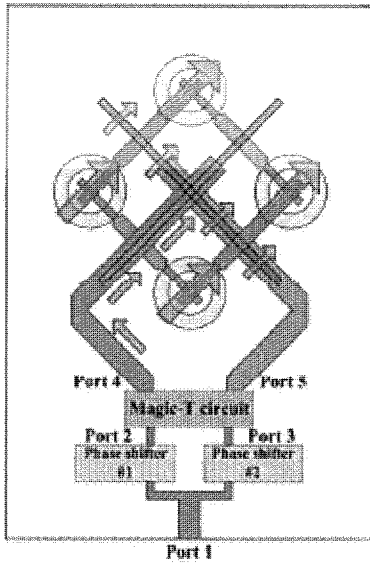
(e)



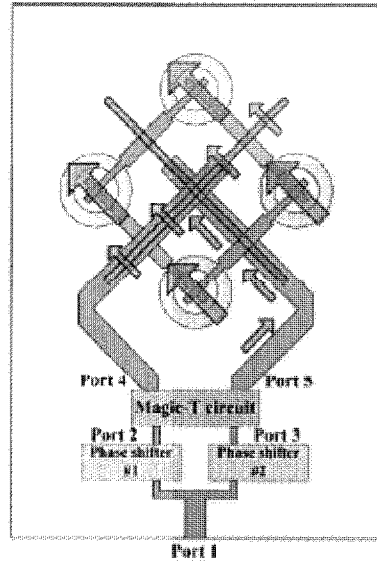


[圖15]

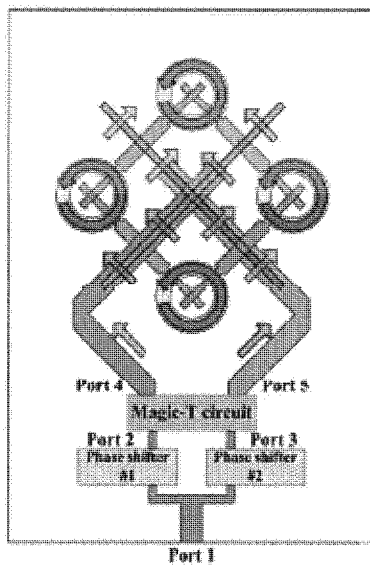
(a)



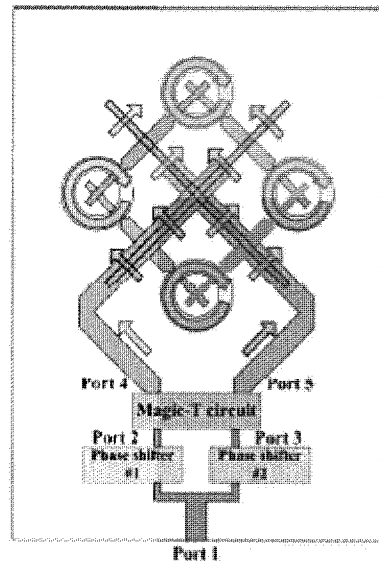
(b)



(c)

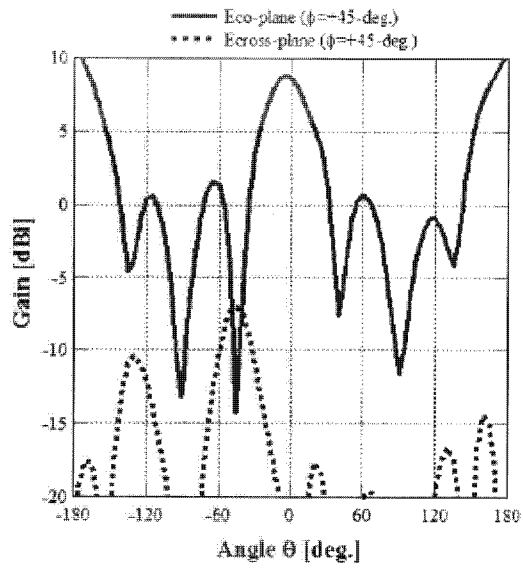


(d)

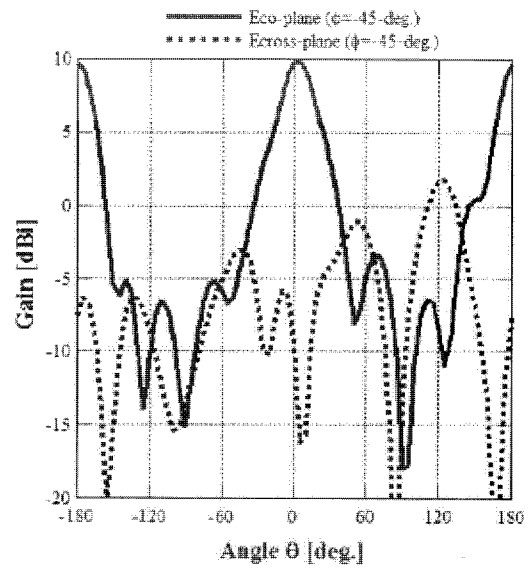


[圖16]

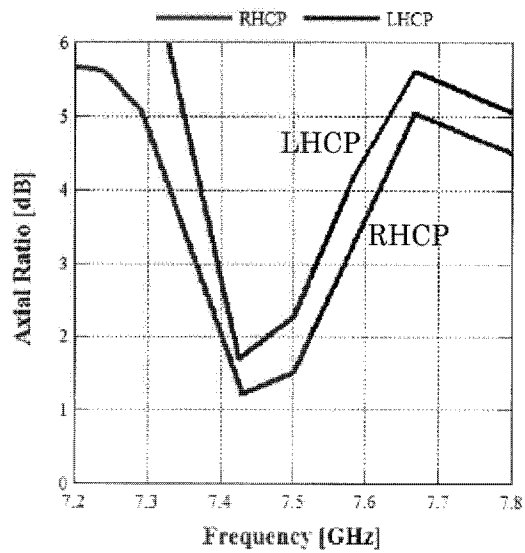
(a)



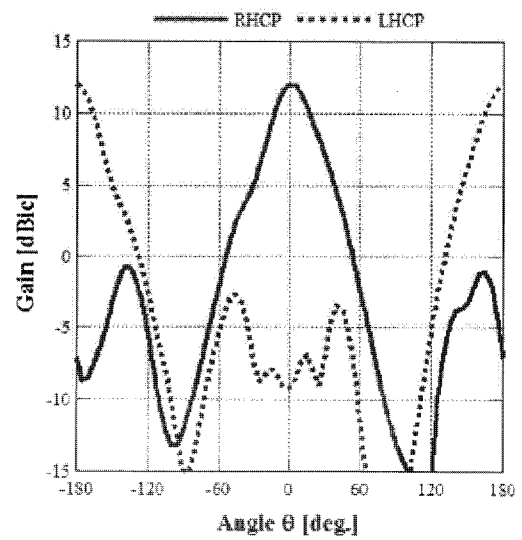
(b)



(c)



(d)



**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

International application No.  
PCT/JP2013/077666

**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER**  
H01Q21/24(2006.01)i, H01Q1/38(2006.01)i, H01Q13/08(2006.01)i, H01Q21/06(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

**B. FIELDS SEARCHED**

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)  
H01Q21/24, H01Q1/38, H01Q13/08, H01Q21/06

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2013
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2013	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2013

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

**C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT**

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Yu USHIJIMA, Eisuke NISHIYAMA, Ichihiko TOYODA, Masayoshi AIKAWA, "Single Layer Circular Polarization Switchable Microstrip Array Antenna", 2012 Nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Sogo Taikai Koen Ronbunshu, Tsushin 1, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 06 March 2012 (06.03.2012), page 96	1-6
A	WO 2011/145268 A1 (NEC Corp.), 24 November 2011 (24.11.2011), fig. 1, 2 & US 2013/0057449 A1	1-6

Further documents are listed in the continuation of Box C.  See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	"&" document member of the same patent family
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 13 November, 2013 (13.11.13)	Date of mailing of the international search report 26 November, 2013 (26.11.13)
---	--

Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/077666

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO 2003/007429 A1 (HRL LABORATORIES, LLC), 23 January 2003 (23.01.2003), fig. 1, 1a, 6 & JP 2004-535722 A & JP 2008-236791 A & US 2003/0052834 A1 & GB 2394364 A & TW 567645 B	1-6
A	JP 6-237119 A (Mitsubishi Electric Corp.), 23 August 1994 (23.08.1994), paragraphs [0023] to [0026] (Family: none)	1-6
A	JP 2009-49608 A (Kobe Steel, Ltd.), 05 March 2009 (05.03.2009), fig. 3, 4 (Family: none)	1-6
A	JP 5-121933 A (NEC Corp.), 18 May 1993 (18.05.1993), fig. 1 (Family: none)	1-6
A	JP 2005-184363 A (Sony Corp.), 07 July 2005 (07.07.2005), fig. 5 (Family: none)	1-6
A	Yu USHIJIMA, Eisuke NISHIYAMA, Masayoshi AIKAWA, Ichihiko TOYODA, "Polarization Switchable Slot-Ring Array Antenna using RF- MEMS Switch in Feed Circuit", 2012 Nen Proceedings of the Society Conference of IEICE 1, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 28 August 2012 (28.08.2012), page 104	1-6
A	Tomoya ONISHI, Hossain Md. Azad, Eisuke NISHIYAMA, Masayoshi AIKAWA, Ichihiko TOYODA, "Linear Polarization Switchable Microstrip Array Antenna mounted Switching Diodes", 2012 Nen Proceedings of the Society Conference of IEICE 1, The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, 28 August 2012 (28.08.2012), page 105	1-6

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. H01Q21/24(2006.01)i, H01Q1/38(2006.01)i, H01Q13/08(2006.01)i, H01Q21/06(2006.01)i		
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料（国際特許分類（IPC）） Int.Cl. H01Q21/24, H01Q1/38, H01Q13/08, H01Q21/06		
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2013年 日本国実用新案登録公報 1996-2013年 日本国登録実用新案公報 1994-2013年		
国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）		
C. 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	牛嶋優, 西山英輔, 豊田一彦, 相川正義, 直交円偏波切り替え機能を有する1層基板マイクロストリップアレーアンテナの検討, 2012年電子情報通信学会総合大会講演論文集, 通信1, 社団法人電子情報通信学会, 2012.03.06, p.96	1-6
A	WO 2011/145268 A1 (日本電気株式会社) 2011.11.24, 図1, 図2 & US 2013/0057449 A1	1-6
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。		
* 引用文献のカテゴリー 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す） 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願日の後に公表された文献 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」同一パテントファミリー文献		
国際調査を完了した日 13.11.2013		国際調査報告の発送日 26.11.2013
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ISA/J P） 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官（権限のある職員） 高野 洋 電話番号 03-3581-1101 内線 3556
		5 K   9 6 4 7

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	WO 2003/007429 A1 (HRL LABORATORIES, LLC) 2003.01.23, Figure 1, Figure 1a, Figure 6 & JP 2004-535722 A & JP 2008-236791 A & US 2003/0052834 A1 & GB 2394364 A & TW 567645 B	1-6
A	JP 6-237119 A (三菱電機株式会社) 1994.08.23, 【0023】 - 【0026】 (ファミリーなし)	1-6
A	JP 2009-49608 A (株式会社神戸製鋼所) 2009.03.05, 図3、図4 (ファミリーなし)	1-6
A	JP 5-121933 A (日本電気株式会社) 1993.05.18, 図1 (ファミリーなし)	1-6
A	JP 2005-184363 A (ソニー株式会社) 2005.07.07, 図5 (ファミリーなし)	1-6
A	牛嶋優, 西山英輔, 相川正義, 豊田一彦, 給電回路に RF-MEMS スイッチを用いた偏波切り替えスロットリングアレーアンテナの検討, 2012年電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集1, 社団法人電子情報通信学会, 2012.08.28, p.104	1-6
A	大西智也, Hossain Md. Azad, 西山英輔, 相川正義, 豊田一彦, ダイオードを実装した直交直線偏波切り替え機能を有する平面アレーアンテナ, 2012年電子情報通信学会ソサイエティ大会講演論文集1, 社団法人電子情報通信学会, 2012.08.28, p.105	1-6