(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
2015 年 9 月 3 日(03.09.2015)

WIPO | PCT

(10) 国際公開番号
WO 2015/129757 A1

(51) 国際特許分類:
H01P 1/17 (2006.01) *H01Q 11/04* (2006.01)
H01P 1/32 (2006.01) *H01Q 13/24* (2006.01)
H01P 3/16 (2006.01) *H01Q 13/28* (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2015/055434

(22) 国際出願日: 2015 年 2 月 25 日(25.02.2015)

(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 2014-036943 2014 年 2 月 27 日(27.02.2014) JP

(71) 出願人: 国立大学法人京都工芸繊維大学 (NATIONAL UNIVERSITY CORPORATION KYOTO INSTITUTE OF TECHNOLOGY) [JP/JP]; 〒6068585 京都府京都市左京区松ヶ崎橋上町１番地 Kyoto (JP).

(72) 発明者: 上田 哲也 (UEDA, Tetsuya); 〒6068585 京都府京都市左京区松ヶ崎橋上町１番地 国立大学法人京都工芸繊維大学内 Kyoto (JP). ポロフニュク アンドレイ (POROKHNYUK, Andrey); 〒6068585 京都府京都市左京区松ヶ崎橋上町１番地 国立大学法人京都工芸繊維大学内 Kyoto (JP).

(74) 代理人: 鮫島 睦, 外 (SAMEJIMA, Mutsumi et al.); 〒5300017 大阪府大阪市北区角田町８番１号梅田阪急ビルオフィスタワー青山特許事務所 Osaka (JP).

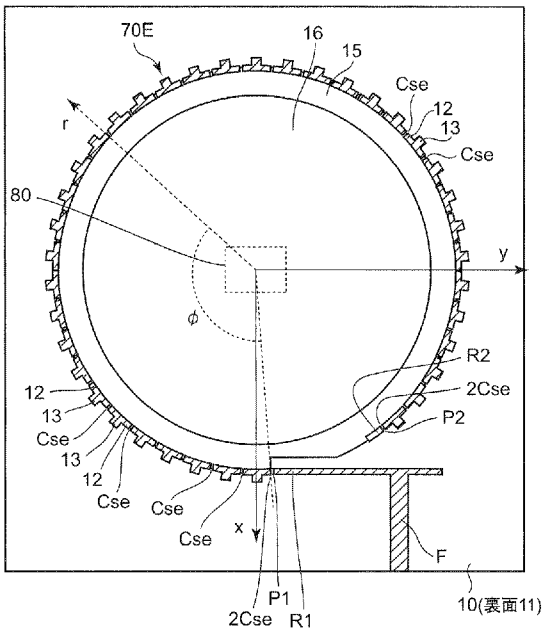
(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, 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, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE,

[続葉有]

(54) **Title**: NON-RECIPROCAL TRANSMISSION LINE DEVICE

(54) 発明の名称 : 非相反伝送線路装置



10 Back side 11

(57) **Abstract**: Provided is a non-reciprocal transmission line device that is constructed by vertically connecting between one pair of ports a plurality of unit cells having a microwave transmission line portion, serial branch circuitry and parallel branch circuitry, wherein the propagation constant for the forward direction and the propagation constant for the reverse direction are mutually different. The unit cells are arranged in a non-linear shape. The unit cells have a transmission line portion that is magnetized in a different direction from the microwave propagation direction and is magnetized so as to have gyro anisotropic properties. The device is structured such that microwaves are propagated by using, as the operating frequency, a frequency band within a band gap created as a result of the mutual intersection and coupling of dispersion curves for the right-handed system mode and the left-handed system mode, for which the directions of transmitted power transmitted along the non-reciprocal transmission line device are mutually opposite, or a frequency near the intersection point of two dispersion curves for which no band gap appears. Both ends of the device are provided with a reflector that reflects a signal to be inputted.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2015/129757 A1

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:

— 国際調査報告（条約第 21 条(3)）

— 補正された請求の範囲及び説明書（条約第 19 条(1)）

マイクロ波の伝送線路部分と、直列枝の回路と並列枝の回路とを有する複数の単位セルを、１対のポートの間で縦続接続して構成され、順方向の伝搬定数と逆方向の伝搬定数とが互いに異なる非相反伝送線路装置において、各単位セルは非線形形状で配置され、各単位セルは、マイクロ波の伝搬方向に対して異なる方向に磁化されてジャイロ異方性を有するように磁化される伝送線路部分を有し、マイクロ波が、非相反伝送線路装置に沿って伝送される伝送電力の方向が互いに逆方向の関係にある右手系モードと左手系モードの分散曲線が互いに交差し、結合の結果生じるバンドギャップ内の周波数帯域、もしくはバンドギャップが現れず２本の分散曲線の交点となる周波数付近を動作周波数として利用して伝搬するように構成され、当該装置の両端において、入力される信号を反射する反射器を備える。

明　細　書

発明の名称 ： 非相反伝送線路装置

技術分野

[0001] 本発明は、順方向の伝搬定数と逆方向の伝搬定数とが互いに異なる非相反伝送線路装置及び当該非相反伝送線路装置を備えた円偏波アンテナ装置に関する。

背景技術

[0002] メタマテリアルの一つとして右手／左手系複合伝送線路（以下、ＣＲＬＨ（Composite Right/Left-Handed）伝送線路という。）が知られている。ＣＲＬＨ伝送線路は、所定の周波数帯域で負の実効透磁率及び負の実効誘電率を有するように、波長に比べて十分に小さい間隔で、線路の直列枝に容量素子を実質的に周期的に挿入し、並列枝に誘導性素子を実質的に周期的に挿入して構成される。最近、ＣＲＬＨ伝送線路に対して非可逆伝送の機能を付加した非可逆（非相反ともいう。）移相ＣＲＬＨ伝送線路が提案されている（例えば、特許文献１～３参照。）。非可逆移相ＣＲＬＨ伝送線路は、同一の周波数を有する電磁波が順方向に伝搬するときは正の屈折率を示し、逆方向に伝搬するときは負の屈折率を示すことができる。

[0003] 非可逆移相ＣＲＬＨ伝送線路を用いて伝送線路共振器を構成すると、共振周波数を変えることなく共振器サイズを自由に変えることができる。さらに、共振器上の電磁界分布は、進行波共振器の電磁界分布と同様である。このため、非可逆移相ＣＲＬＨ伝送線路を用いた伝送線路共振器を用いて、電磁界の振幅が一様でありかつ電磁界の位相が線路に沿って一定の勾配で直線的に変化する擬似進行波共振器を構成することができる。このとき、共振器上の電磁界分布の位相勾配は、共振器を構成する伝送線路の非可逆移相特性によって決まる。以下、非可逆移相ＣＲＬＨ伝送線路を用いた伝送線路装置を、非可逆伝送線路装置又は非相反伝送線路装置という。

[0004] メタマテリアルはここ十数年、アンテナへの応用の分野で大変興味深い重

要なテーマとなっている。これまでにも、非相反ＣＲＬＨメタマテリアルが、ＣＲＬＨ伝送線路を用いた指向性漏れ波アンテナへの応用を目的として提案されている。また、最近は、０次共振器から大きく発展した擬似進行波共振器に基づくアンテナ（例えば、非特許文献１参照。）が提案され、従来の漏れ波アンテナに比べて、コンパクトであるにもかかわらず利得と指向性を増加させている。

[0005] これまでに提案されている非相反伝送線路装置の多くは、従来のマイクロストリップ線路からなる右手／左手系複合伝送線路装置の中央のストリップ線路下に、垂直に磁化されたフェライトロッドを埋め込んだ構造を採用している。このとき、非相反伝送線路装置からなる擬似進行波共振器を備えたアンテナ装置からの放射ビーム方向は、共振器上の電磁界分布の位相勾配によってきまる。また、フェライトが軟磁性体であれば、外部印加磁界の大きさあるいは向きを変えることにより、線路の非可逆移相特性が変化し、その結果ビーム走査をすることができる。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：国際公開第２００８／１１１４６０号パンフレット

特許文献2：国際公開第２０１１／０２４５７５号パンフレット

特許文献3：国際公開第２０１２／１１５２４５号パンフレット

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0007] しかしながら、上述の従来技術に係る擬似進行波共振器を備えたアンテナ装置は直線偏波を放射できるが、円偏波の電磁波を放射することができなかった。

[0008] 本発明の目的は以上の問題点を解決し、円偏波の電磁波を放射することができる円偏波アンテナ装置のための非相反伝送線路装置及びそれを用いた円偏波アンテナ装置を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0009] 第１の発明に係る非相反伝送線路装置は、マイクロ波の伝送線路部分と、容量性素子を等価的に含む直列枝の回路と、上記伝送線路部分からそれぞれ分岐して設けられかつ誘導性素子を等価的に含む並列枝の回路とを有する少なくとも１つの単位セルを、第１と第２のポートの間で縦続接続して構成され、順方向の伝搬定数と逆方向の伝搬定数とが互いに異なる非相反伝送線路装置において、

上記各単位セルは非線形形状で配置され、

上記各単位セルは、上記マイクロ波の伝搬方向に対して異なる方向に磁化されてジャイロ異方性（ジャイロトロピック異方性ともいい、磁化によりマイクロ波の伝搬定数が伝搬方向により異なった影響を受ける性質をいう）を有するように自発磁化を有するか又は外部磁界により磁化される伝送線路部分を有し、

上記非相反伝送線路装置は、上記マイクロ波が、上記非相反伝送線路装置に沿って伝送される伝送電力の方向が互いに逆方向の関係にある右手系モードと左手系モードの分散曲線が互いに交差し、結合の結果生じるバンドギャップ内の周波数帯域、もしくはバンドギャップが現れず２本の分散曲線の交点となる周波数付近を動作周波数として利用して伝搬するように構成され、

上記非相反伝送線路装置は、上記非相反伝送線路装置の両端のそれぞれに接続され、入力される信号を反射する第１及び第２の反射器を備えたことを特徴とする。

[0010] 上記非相反伝送線路装置において、上記非相反伝送線路装置は擬似進行波共振器を構成し、

上記擬似進行波共振器は、所定の第１の方向に電流を流し、上記第１の方向に偏波した電磁波を放射する第１の線路部分と、上記第１の線路部分に流れる電流に対して実質的に直交する垂直方向である第２の方向に電流を流し、上記第２の方向に偏波していて、しかも、上記第１の線路部分よりも位相が９０度進み、もしくは遅れる電磁波を放射する第２の線路部分を含むこと

を特徴とする。

[0011] また、上記非相反伝送線路装置において、上記各単位セルを、円形状、楕円形状、正方形状、又は長方形状を有する一巻きリング形状、複数回巻きのスパイラル形状、もしくはＬ型形状で配置したことを特徴とする。

[0012] 第２の発明に係る円偏波アンテナ装置は、

上記非相反伝送線路装置と、

上記第１の反射器に接続された給電線とを備えた円偏波アンテナ装置であって、

上記非相反伝送線路装置の非可逆性に起因する位相勾配の方向に依存して、右旋円偏波又は左旋円偏波の電磁波を放射することを特徴とする。

[0013] 上記円偏波アンテナ装置において、上記磁化の方向を互いに逆方向に切り替えることにより、右旋円偏波又は左旋円偏波の電磁波を放射することを特徴とする。

[0014] また、上記円偏波アンテナ装置において、上記各単位セルによりそれぞれ形成される複数の線路部分のうち、上記非相反伝送線路装置の略中心部を挟んで互いに対向する位置にある各１対の線路部分の位相勾配を、当該各１対の線路部分間の位相差が実質的に１８０度となるように調整することで放射ビームを放射することを特徴とする。

[0015] さらに、上記円偏波アンテナ装置において、上記各単位セルによりそれぞれ形成される複数の線路部分のうち、上記非相反伝送線路装置の略中心部を挟んで互いに同じ側にある隣接する位置にある各１対の線路部分の位相勾配を、当該各１対の線路部分間の位相差が実質的に０度となるように調整することで放射ビームを放射することを特徴とする。

[0016] またさらに、上記円偏波アンテナ装置において、上記位相勾配を、上記単位セルの数と、上記磁化の大きさと、上記スタブ導体の電気長とのうちの少なくとも１つを変化させて調整することを特徴とする。

[0017] またさらに、上記円偏波アンテナ装置において、上記第１及び第２の反射器はそれぞれ、

（１）インピーダンスが０、もしくは所定値以下の値を有するインピーダンスである第１の設定条件と、

（２）アドミタンスが０、もしくは所定値以下の値を有するアドミタンスである第２の設定条件と、

（３）互いに複素共役の関係を有するリアクタンス素子を有する第３の設定条件と

のうちの１つの設定条件を満たすように構成されたことを特徴とする。

発明の効果

[0018] 本発明によれば、円偏波の電磁波を放射することができる円偏波アンテナ装置のための非相反伝送線路装置及び、従来技術に比較してコンパクトで軽量な円偏波アンテナ装置を提供することができる。

図面の簡単な説明

[0019] [図1]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置における第１の例の伝送線路の単位セル６０Ａの等価回路図である。

[図2]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置における第２の例の伝送線路の単位セル６０Ｂの等価回路図である。

[図3]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置における第３の例の伝送線路の単位セル６０Ｃの等価回路図である。

[図4]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置における第４の例の伝送線路の単位セル６０Ｄの等価回路図である。

[図5]従来技術に係る相反伝送線路装置における非平衡状態の場合の分散曲線を示すグラフである。

[図6]従来技術に係る相反伝送線路装置における平衡状態の場合の分散曲線を示すグラフである。

[図7]実施形態に係る非相反伝送線路装置における非平衡状態の場合の分散曲線を示すグラフである。

[図8]実施形態に係る非相反伝送線路装置における平衡状態の場合の分散曲線を示すグラフである。

[図9]図１の単位セル６０Ａを縦続接続して構成された非相反伝送線路装置７０Ａの構成を示すブロック図である。

[図10]図２の単位セル６０Ｂを縦続接続して構成された非相反伝送線路装置７０Ｂの構成を示すブロック図である。

[図11]図３の単位セル６０Ｃを縦続接続して構成された非相反伝送線路装置７０Ｃの構成を示すブロック図である。

[図12]図４の単位セル６０Ｄを縦続接続して構成された非相反伝送線路装置７０Ｄの構成を示すブロック図である。

[図13A]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｅを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。

[図13B]図１３Ａの円偏波アンテナ装置の一部分の構成を示す斜視図である。

[図14A]図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置で用いる非相反伝送線路装置７０Ｅのシミュレーション結果であって、Ｓパラメータの周波数特性を示すグラフである。

[図14B]図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置で用いる非相反伝送線路装置７０Ｅのシミュレーション結果であって、分散特性を示すグラフである。

[図15A]図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置のシミュレーション結果であって、反射特性を示すグラフである。

[図15B]図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置のシミュレーション結果であって、周波数６．８５ＧＨｚにおいて２つの反射器Ｒ１，Ｒ２を含む非相反伝送線路装置７０Ｅの長手方向に沿った、正規化された磁界分布及び電界分布を示すグラフである。

[図15C]図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置のシミュレーション結果であって、周波数６．８５ＧＨｚにおいて２つの反射器Ｒ１，Ｒ２を含む非相反伝送線路装置７０Ｅの長手方向に沿った、磁界Ｈｘの位相分布を示すグラフである。

[図16A]図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置のシミュレーション結果

であって、アンテナ面における磁界ベクトルＨの分布を示す平面図である。

[図16B]図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置のシミュレーション結果であって、アンテナ面における電界分布を示す写真である。

[図16C]図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置のシミュレーション結果であって、アンテナ面に対して垂直な面における放射特性を放射パターン図である。

[図16D]図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置のシミュレーション結果であって、アンテナ面に対して垂直な２つの面（φ＝０，９０度）を含む放射パターンを示す斜視図である。

[図17A]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｆを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。

[図17B]図１７Ａの一部の構成を示す拡大斜視図である。

[図18]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の反射特性を示すグラフである。

[図19]図１７Ａの非相反伝送線路装置７０Ｅの分散特性の第１の例を示すグラフである。

[図20]図１７Ａの非相反伝送線路装置７０Ｅの分散特性の第２の例を示すグラフである。

[図21]図１７Ａの円偏波アンテナ装置において共振器における位置に対する電磁界の位相を示すグラフである。

[図22]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の反射特性の第１の例を示すグラフである。

[図23]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の反射特性の第２の例を示すグラフである。

[図24A]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第１の例を示す放射パターン図である。

[図24B]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第２の例を示す放射パターン図である。

[図24C]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第３の例を示す放射パタ

ーン図である。

[図24D]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第４の例を示す放射パターン図である。

[図25A]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第５の例を示す放射パターン図である。

[図25B]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第６の例を示す放射パターン図である。

[図25C]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第７の例を示す放射パターン図である。

[図25D]図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第８の例を示す放射パターン図である。

[図26A]本発明の実施形態に係る、Ｌ型形状を有する非相反伝送線路装置７０Ｇを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。

[図26B]図２６Ａの一部の構成を示す拡大斜視図である。

[図27]図２６Ａの非相反伝送線路装置７０Ｇの伝搬特性を示すグラフである。

[図28]図２６Ａの円偏波アンテナ装置の反射特性を示すグラフである。

[図29A]図２６Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第１の例を示す放射パターン図である。

[図29B]図２６Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第２の例を示す放射パターン図である。

[図30]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｈを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。

[図31]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｉを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。

[図32]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｊを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。

[図33]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｋを用いた円偏波ア

ンテナ装置の構成を示す平面図である。

[図34]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｌを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。

[図35]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｍを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。

[図36]本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｎを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。

[図37]図１７Ａのリング型非相反伝送線路装置７０Ｆを用いた円偏波アンテナ装置において反射器長Ｌ＿Ｒｅｆｌを変化したときのシミュレーション結果を示す表である。

[図38]図３１のＬ型非相反伝送線路装置７０Ｉを用いた円偏波アンテナ装置において反射器長Ｌ＿Ｒｅｆｌを変化したときのシミュレーション結果を示す表である。

発明を実施するための形態

[0020] 以下、本発明に係る実施形態について図面を参照して説明する。なお、以下の実施形態において、同様の構成要素については同一の符号を付している。

[0021] １．実施形態の概要

直線偏波のアンテナは通常、比較的シンプルなデザインと優れたアンテナ利得を提供する。偏波面の選択は、無線チャネルの簡単な分離のために使用することができる。しかし、直線偏波は、地形又は強い電波干渉上の高密度な障害物と無線局を対向させたときには、偏波面が変化したり、電波が減衰すること等により受信感度が低下するという弱点になる。例えば、直線偏波チャネルはマルチパス干渉から保護されず、また特定の方向で直線格子形状の電波障害物を電波が通過する場合にも、容易に抑圧されてしまう。直線偏波のビームはまた、人工塗料、コーティングなど、近代的な建築材料においては一般的な異方性及び半導体特性を有する傾斜面に出会うとき、しばしば、人工環境において変化する。直線偏波から偏波面の楕円化及び回転の変化

は、通信チャネル又はレーダー応答に悪影響を与えることもありうる。

[0022] 一方、通信チャネルにおける円偏波の使用は、通信チャネル又はレーダー測定の品質を高めるのに一助となりうる。円偏波回転方向の切り替え効果は、無線通信の先駆的な時代から、受信アンテナにおける寄生反射をなくすために使用されている。通常より低いアンテナ利得にもかかわらず、円偏波を持つシステムは、散乱障害物をより良い状態で通過することができ、このことはより好ましい解決方法になる。そして、予測不可能な条件の下での反射波の楕円率の変化に対するアンテナシステムの耐性は、円偏波アンテナを、レーダー応用における１つの所望な選択肢とすることができる。しかしながら、円偏波アンテナを用いた任意のアプリケーションは、偏波の回転方向に非常に敏感となる。基本的には、このことから、円偏波アンテナは、所定の偏波回転方向で使用される場合が多い。また、設計の簡単さを維持したまま円偏波アンテナに対する偏波回転スイッチング機能を実装することは、アンテナ技術において特定の課題となっている。

[0023] 従来のアンテナ技術では、システムがやや複雑になるが、一対の直線偏波アンテナを位相差が９０度の交差ダイポールのように配置構成することで、円偏波アンテナを実現することができる。

[0024] 円偏波を達成するための自然な方法としては、人工的に、面内で一様な方向に電界ベクトルを形成し、さらにその面内で偏波を回転させる方法が考えられる。これに対して、メタマテリアルを用いた２次元平面でのゼロ次共振アンテナは、共振器内で均一な電界分布をもつことでよく知られている。しかし、この２次元0次共振メタマテリアルとしてよく知られているマッシュルーム構造のアンテナは、2次元平面に対して垂直方向を向く電気双極子として動作し、垂直偏波で、しかも水平面において無指向性放射の性質を示す。このような構造を利用して円偏波を実現するためには、さらに90度位相の異なる水平方向電界成分を持つ放射を追加する必要がある．これまでに、マッシュルーム構造の外縁に対して、水平面に平行に線状電流が流れるよう金属細線を挿入し、交差ダイポールと同様の機能を持たせることにより円偏波アン

テナが実現されている。ただし、このアンテナは本質的に無指向性であり、指向性を持たせたり、偏波の回転方向の切り替え機能を与えることは不可能である。

[0025] 本実施形態では、平面アンテナの面内で、実質的に同一方向を向く磁界ベクトルＨを人工的に形成することが提案される。この場合のアンテナは、接地面の上方で回転する磁気双極子として説明することができる。ここで提案する円偏波アンテナは、比較的コンパクトで簡単な設計理論を用いて、高利得で幅の狭いビームを有する円偏波放射を実現できる。非可逆ＣＲＬＨメタマテリアル構造との類似性から、従来のマッシュルーム構造と比較して、金属中に流れる電流密度が小さいために、より低い材料損失が期待されている。この非相反メタマテリアルアンテナのユニークな特徴は、偏波回転が左旋円偏波（ＬＨＣＰ）から右旋円偏波（ＲＨＣＰ）への切り替え、及びその逆の切り替えを瞬時に行うことができることにある。

[0026] ２．非相反伝送線路装置の基本原理及び動作原理

まず始めに、本実施形態に係る円偏波アンテナ装置で用いる非相反伝送線路装置（非可逆伝送線路装置ともいう。）の基本構成及び動作原理について、図１～図１２を参照して説明する。なお、本明細書中で用いた数式については、各式の後に示した丸括弧でくくられた番号を参照する。

[0027] 本発明の各実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ａ～７０Ｎは、伝送線路の単位セルを縦続接続して構成される。図１～図４は、本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置における例示的な伝送線路の単位セル６０Ａ～６０Ｄの等価回路図である。ここで、各単位セルは、順方向と逆方向の伝搬定数が異なる非相反位相推移特性を有する伝送線路部分を含み、直列枝の回路に容量性素子、並列枝の回路に誘導性素子が等価的に挿入された構成を有する（図１～図４を参照。）。このような本願発明に係る非相反伝送線路装置の構成を適用可能な回路又は装置は、ストリップ線路、マイクロストリップ線路、スロット線路、コプレーナ線路などマイクロ波、ミリ波、準ミリ波、テラヘルツ波において用いられるプリント基板回路、導波管、誘電体線路を

含み、これらだけでなく、プラズモン、ポラリトン、マグノン等を含む導波モードあるいは減衰モードを支える構成全般、あるいはそれらの組み合わせ、さらに等価回路として記述可能な自由空間などの全てを含む。非相反伝送線路装置による伝送する電磁波は、例えばＵＨＦ（Ultra High Frequency）バンドの周波数帯以上のマイクロ波、ミリ波、準ミリ波、テラヘルツ波を含み、本明細書では、これらを総称して「マイクロ波」という。

[0028] 非相反位相推移特性を有する伝送線路装置は、上述した伝送線路のうち、特にジャイロ異方性（ジャイロトロピック異方性ともいう）を有する材料を部分的もしくは全体的に含み、かつ電磁波の伝搬方向に対して異なる磁化方向（より好ましくは、伝搬方向に対して直交する方向）で磁化されて、上記伝搬方向と上記磁化方向とにより形成される面に対して非対称性を有する構造の伝送線路を用いて構成される。非相反位相推移特性を有する伝送線路としては、上述した伝送線路以外に、同等の非相反位相推移機能を有する、波長に比べて充分小さな集中定数素子も使用可能である。ジャイロ異方性を有する材料としては、自発磁化もしくは外部より印加した直流もしくは低周波の磁界により誘起された磁化あるいは自由電荷の周回運動により、材料の特性を表す誘電率テンソルもしくは透磁率テンソルあるいはその両方が、ジャイロ異方性を持つ状態として表される場合全てを含む。ジャイロ異方性を有する材料の具体例としては、マイクロ波、ミリ波などで用いられるフェライトなどのフェリ磁性体、強磁性体材料、固体プラズマ（半導体材料など）及び液体、気体プラズマ媒質、さらに微細加工などにより構成された磁性人工媒質などが挙げられる。

[0029] 直列枝の回路に挿入される容量性素子としては、電気回路でよく用いられるコンデンサ、マイクロ波、ミリ波などで用いられる分布定数型容量素子だけでなく、等価的には、伝送線路中を伝搬する電磁波モードの実効透磁率が負の値を持つような回路又は回路素子であってもよい。負の実効透磁率を示すためには、直列枝の回路が容量性素子として支配的に動作する線路として等価的に記述される必要があり、負の実効透磁率を示す素子の具体例として

は、金属からなるスプリットリング共振器、スパイラル構成などの磁気的共振器を少なくとも１つ含む空間的配置、あるいは磁気的共振状態にある誘電体共振器の空間的配置、あるいはフェライト板マイクロストリップ線路に沿って伝搬するエッジモードのように、負の実効透磁率を持つ導波モードもしくは減衰モードで動作するマイクロ波回路などが使用可能である。さらに、直列枝の回路に挿入される容量性素子としては、上述したもの以外に、容量性素子と誘導性素子の直列接続、並列接続あるいはそれらの組み合わせであってもよい。挿入されるべき部分の素子又は回路が全体として容量性を示すものであってもよい。

[0030] 並列枝の回路に挿入される誘導性素子として、電気回路で用いられるコイルなどの集中定数型素子や、マイクロ波、ミリ波などで用いられる短絡スタブ導体などの分布定数型誘導性素子だけでなく、伝送線路中を伝搬する電磁波モードの実効誘電率が負の値を持つ回路又は素子を用いることができる。負の実効誘電率を示すためには、並列枝が誘導性素子として支配的に動作する伝送線路として等価的に記述される必要があり、負の実効誘電率を示す素子の具体例としては、金属細線、金属球などの電気的共振器を少なくとも１つ含む空間的配置、あるいは金属だけでなく電気的共振状態にある誘電体共振器の空間的配置、あるいはＴＥモードが遮断領域にある導波管、平行平板線路など、負の実効誘電率を持つ導波モードもしくは減衰モードで動作するマイクロ波回路などが使用可能である。また、並列枝の回路に挿入される誘導性素子としては、上述したもの以外に、容量性素子と誘導性素子の直列接続、並列接続あるいはそれらの組み合わせであってもよい。挿入されるべき部分が全体として誘導性を示す回路又は素子であってもよい。

[0031] 非相反位相推移特性を有する伝送線路装置において、伝送線路中を伝搬する電磁波モードの実効透磁率が負の場合、減衰モードとなりうるが、負の実効透磁率は、直列枝の回路に容量性素子が挿入された場合に相当することから、同線路の等価回路は、非相反位相推移部分と直列容量素子部分の両方を含む。

[0032] 非相反位相推移特性を有する伝送線路装置において、伝送線路中を伝搬する電磁波モードの実効誘電率が負の場合、減衰モードとなりうるが、負の実効誘電率は、並列枝の回路に誘導性素子が挿入された場合に相当することから、同線路の等価回路は、非相反位相推移部分と並列誘導素子部分の両方を含む。

[0033] 図１及び図２は、単位セル６０Ａ，６０Ｂが非対称Ｔ型構造及び非対称π型構造をそれぞれ有する場合を示している。また、図３及び図４は、より単純な場合として、単位セル６０Ｃ，６０Ｄが対称Ｔ型構造及び対称π型構造をそれぞれ有する場合を示している。以下では原則として、単位セル６０Ａ～６０Ｄの線路長（つまり周期長さｐ＝ｐ１＋ｐ２）が波長に比べて十分小さい場合を仮定しているので、従来技術に係る右手／左手系複合伝送線路装置における伝送線路の単位セルの取り扱いと同様に、Ｔ型構造、π型構造あるいはＬ型構造の場合であっても、本質的に同様の結果が得られる。実際、Ｌ型構造は、パラメータ操作により図１又は図２の場合に含められる。なお、波長に対する単位セル６０Ａ～６０Ｄの線路長がここで述べる基本的動作を制約しないことを強調しておく。

[0034] 図１～図４に示す線路構造は単純で、所定の線路長（図１及び図２では線路長ｐ１，ｐ２であり、図３及び図４では線路長ｐ／２である。）をそれぞれ有する２本の伝送線路部分６１，６２を含む伝送線路の直列枝の回路に容量性素子又は容量性を示す回路網が挿入され、並列枝の回路には誘導性素子又は誘導性回路網が挿入されている。これらの素子をまとめて単純に実効的な大きさ（線路長）を示すために、図１においては、キャパシタＣ１，Ｃ２及びインダクタＬをそれぞれ挿入するように図示する。同様に、図２においては、キャパシタＣ及びインダクタＬ１，Ｌ２をそれぞれ挿入するように図示する。伝送線路部分６１，６２はそれぞれ、その順方向と逆方向の伝搬定数が異なる非相反位相推移特性を有するように構成されるが、本明細書では、伝搬定数を考察する際に、伝搬定数の虚部、すなわち位相定数を用いる。伝送線路部分６１の非相反性を表すパラメータとして、順方向（ポートＰ１

１からポートＰ１２に向う方向をいう。）の位相定数及び特性インピーダンスをそれぞれβ_{Np1}及びZ_{p1}と表し、逆方向（ポートＰ１２からポートＰ１１に向う方向をいう。）のそれらをそれぞれ、β_{Nm1}及びZ_{m1}と表す。同様に、伝送線路部分６２の非相反性を表すパラメータとして、順方向の位相定数及び特性インピーダンスをそれぞれβ_{Np2}及びZ_{p2}と表し、逆方向のそれらをそれぞれ、β_{Nm2}及びZ_{m2}と表す。図１及び図２の伝送線路は２つの伝送線路部分６１，６２が非対称であるが、図３及び図４の伝送線路は２つの伝送線路部分６１，６２が対称であり、ｐ１＝ｐ２＝ｐ／２，$\beta_{Np1}=\beta_{Np2}=\beta_{Np}$，$\beta_{Nm1}=\beta_{Nm2}=\beta_{Nm}$，$Z_{p1}=Z_{p2}=Z_{p}$，$Z_{m1}=Z_{m2}=Z_{m}$を満たし、さらに、Ｔ型構造の場合はＣ１＝Ｃ２＝２Ｃであり、π型構造の場合はＬ１＝Ｌ２＝２Ｌである。具体例として、図３及び図４の伝送線路において、単位セル６０Ａ～６０Ｄの両端に周期的境界条件を課すと、次式を得る。

[0035] [数1]

$$\cos\left[\left(\beta-\frac{\Delta\beta}{2}\right)\cdot p\right]$$
$$=\left(1-\frac{1}{\omega^2\cdot L\cdot C}\cdot\frac{Z_p\cdot Z_m}{(Z_p+Z_m)^2}\right)\cdot\cos(\bar{\beta}\cdot p)+\frac{1}{Z_p+Z_m}\left(\frac{Z_p\cdot Z_m}{\omega\cdot L}+\frac{1}{\omega\cdot C}\right)\cdot\sin(\bar{\beta}\cdot p)$$
$$-\frac{1}{2\cdot\omega^2\cdot L\cdot C}\cdot\frac{Z_p^2+Z_m^2}{(Z_p+Z_m)^2} \quad (1)$$

[0036] ここで、Δβ及び

[数2]

$$\bar{\beta}$$

は次式で表される。

[0037] [数3]

$$\Delta\beta=\beta_{Np}-\beta_{Nm}$$

[数4]

$$\bar{\beta}=\frac{\beta_{Np}+\beta_{Nm}}{2}$$

[0038] ω及びβはそれぞれ、動作角周波数と、周期構造に沿って伝搬する電磁波の位相定数とを表す。式（１）は動作角周波数ωと位相定数βの関係を表していることから、分散関係式（ω－βダイアグラム）となる。

[0039] 式（１）において、相反性（$\beta_{Np}=\beta_{Nm}$かつ$Z_p=Z_m$）を仮定すると、従来技術に係る相反伝送線路装置と同じになり、式（１）は次式に簡単化される。

[0040] [数5]

$$\cos(\beta\cdot p)=\cos(\beta_{Np}\cdot p)-\frac{1}{2\cdot\omega^2\cdot L\cdot C}\cdot\cos^2\left(\frac{\beta_{Np}\cdot p}{2}\right)+\frac{j}{2}\cdot\left(\frac{Y}{Y_p}+\frac{Z}{Z_p}\right)\cdot\sin(\beta_{Np}\cdot p)\quad(2)$$

[0041] 但し、式（２）中のアドミタンスＹ及びインピーダンスＺはそれぞれ、Ｙ＝１／ｊωＬ、Ｚ＝１／ｊωＣと仮定している。

[0042] 図５は、従来技術に係る相反伝送線路装置における非平衡状態の場合の分散曲線を示すグラフであり、図６は、従来技術に係る相反伝送線路装置における平衡状態の場合の分散曲線を示すグラフである。図５及び図６のグラフは、正規化位相定数β・ｐ／πに対する角周波数ωの特性を示す。式（２）で表されるような従来技術に係る相反伝送線路装置の場合、典型的な分散曲線は図５のように表され、一般に右手系（ＲＨ）伝送特性及び左手系（ＬＨ）伝送特性を示す帯域の間に禁止帯が現れる。左手系伝送帯域の上限及び右手伝送帯域の下限の周波数は、位相定数β＝０の条件を式（２）に課すことにより、角周波数ω^2に関する２次方程式の解として得られる。結果として次の２つの解を得る。

[0043] [数6]

$$\omega_1=\sqrt{\frac{1}{L\cdot\varepsilon_p\cdot p}}\quad(3)$$

[数7]

$$\omega_2=\sqrt{\frac{1}{C\cdot\mu_p\cdot p}}\quad(4)$$

[0044] ここで、ε_p及びμ_pは、単位セル６０Ａ～６０Ｄの伝送線路部分６１，６２の実効誘電率及び透磁率を表す。従って、禁止帯がゼロとなるように、カットオフ周波数が$\omega_1=\omega_2$を満たすためには、式（２）が位相定数$\beta=0$の条件に対して重解を持てばよく、結果として次式を得る。

[0045] [数8]

$$Z_p=\sqrt{\frac{\mu_p}{\varepsilon_p}}=\sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (5)$$

[0046] 式（５）の結果は、直列枝の回路に挿入される容量性素子であるキャパシタＣと、並列枝の回路に挿入される誘導性素子であるインダクタＬとがなすインピーダンス$\sqrt{}$（Ｌ／Ｃ）が、挿入先の伝送線路部分６１，６２の特性インピーダンスZ_pと同じであれば、ギャップが生じないというものであり、一種のインピーダンス整合条件となっている。その場合の分散曲線を図６に示す。

[0047] 式（１）により与えられる非相反伝送線路装置の場合の分散曲線について説明する。相反伝送線路装置の場合、式（２）によれば、分散曲線は位相定数$\beta=0$の直線（ω軸）に対して対称であるが、非相反伝送線路装置の場合、分散曲線の対称軸が$\beta=0$の直線よりもβに関して

[数9]

$$\beta_{NR}=\frac{\Delta\beta}{2}=\frac{\beta_{Np}-\beta_{Nm}}{2} \qquad (6)$$

だけ正の方向にシフトしていることが、式（１）の左辺から容易にわかる。以下、β_{NR}を、非相反移相量という。従って、図５に対応して、図７を得る。

[0048] 図７は、実施形態に係る非相反伝送線路装置における非平衡状態の場合の分散曲線を示すグラフであり、図８は、実施形態に係る非相反伝送線路装置における平衡状態の場合の分散曲線を示すグラフである。

[0049] このように、非相反伝送線路装置が、相反伝送線路装置と大きく異なるの

は、分散曲線の対称軸（図において一点鎖線で示す）がω軸から右側又は左側にシフトすることであり、これは、式（１）から求められる順方向の位相定数$\beta=\beta_p$と逆方向の位相定数$\beta=\beta_m$が$\beta_p\neq\beta_m$（従って、順方向と逆方向の伝搬定数が互いに異なる）、つまり非相反位相推移の効果による。なお、非相反移相量β_{NR}は、順方向及び逆方向の位相定数β_pとβ_mを用いて式（６）の代わりに

[数10]

$$\beta_{NR}=\frac{\Delta\beta}{2}=\frac{\beta_p-\beta_m}{2}$$

と表すこともできる。結果として、次の５種類の伝送帯域（Ａ）～（Ｅ）に分類することができる。

[0050] （Ａ）順方向及び逆方向伝搬共に左手系伝送（ＬＨ／ＬＨ）。但し、伝搬定数の大きさは互いに異なる。

（Ｂ）順方向が左手系伝送、逆方向は伝搬定数がゼロで管内波長が無限大となる。

（Ｃ）順方向が左手系伝送、逆方向が右手系伝送（ＲＨ／ＬＨ）。

（Ｄ）順方向が右手系伝送、逆方向は伝搬定数がゼロで管内波長が無限大となる。

（Ｅ）順方向及び逆方向伝搬共に右手系伝送（ＲＨ／ＲＨ）。但し、伝搬定数の大きさは互いに異なる。

[0051] 但し、一般に、伝送帯域（Ｃ）では、図７からわかるように中央に阻止帯域（禁止バンド）が現れる。また、特に、図７及び図８においてＲＨ／ＬＨで示している伝送帯域を利用する際には、各ポートに双方向（順方向及び逆方向）でマイクロ波信号を入力しても、位相の流れが所定の同一方向を向く（左手系伝送及び右手系伝送）という特長を有する。

[0052] 比較のため、従来技術の相反伝送線路装置の場合を考えると、電力伝送の方向が正及び負となる２つの同一モードは、式（５）の整合条件が成立している場合に、つまり、図６に示すように、位相定数$\beta=0$の点で２つのモー

ドが結合することなく交差することになる。同様に、式（１）により与えられる分散曲線の対称軸線上$\beta=\Delta\beta/2=\beta_{NR}$において、式（１）は角周波数$\omega^2$に関する２次方程式となり、バンドギャップを生じさせないために重解の条件を課すと、次式を得る。

[0053] [数11]

$$z_p=\sqrt{\frac{\mu_p}{\varepsilon_p}}=\sqrt{\frac{L}{C}}$$

もしくは

[数12]

$$z_m=\sqrt{\frac{\mu_m}{\varepsilon_m}}=\sqrt{\frac{L}{C}} \qquad (7)$$

[0054] 但し、ε_p及びμ_pは、単位セル６０Ａ～６０Ｄの非相反伝送線路部分６１，６２における順方向の実効誘電率及び透磁率を表し、ε_m及びμ_mは逆方向の場合のそれらを表す。式（７）より、２つのモードが交差する付近でギャップを生じさせないための条件は、相反伝送線路装置の式（５）の場合と類似して、インピーダンス整合条件となっている。しかも、順方向もしくは逆方向のどちらかで整合が取れるように、インダクタＬ及びキャパシタＣを挿入すればよく、インピーダンス整合条件が、相反伝送線路装置の場合に比べて、より緩やかであることが特長として挙げられる。

[0055] 図１及び図２に示されているような、２つの伝送線路部分６１，６２が非対称である、より一般的な場合について、若干説明する。このような非対称の場合であっても、基本的には図７及び図８と同様の分散曲線に従って動作する。分散曲線の対称軸の位置は、図７及び図８の横軸の正規化位相定数$\beta\cdot p/\pi$上で次式の位置に修正される。

[0056] [数13]

$$\frac{\beta\cdot p}{\pi}=\frac{(\beta_{Np1}-\beta_{Nm1})\cdot p1}{2\pi}+\frac{(\beta_{Np2}-\beta_{Nm2})\cdot p2}{2\pi}$$

[0057] また、２つの非相反伝送線路部分６１，６２が同一の伝搬特性を有している場合、バンドギャップを生じない整合条件は式（７）と同じになる。但し、図１の場合は

[数14]

$$\frac{1}{C}=\frac{1}{C1}+\frac{1}{C2}$$

であり、図２の場合、

[数15]

$$\frac{1}{L}=\frac{1}{L1}+\frac{1}{L2}$$

である。

[0058] 本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置の全体は、図９～図１２に示すように、図１～図４の単位セル６０Ａ～６０Ｄを少なくとも１つ以上含みかつ縦続接続されて構成される。図９は、図１の単位セル６０Ａを縦続接続して構成された非相反伝送線路装置７０Ａの構成を示すブロック図である。図９において、ポートＰ１とポートＰ２との間に、複数個の単位セル６０Ａが縦続接続されることにより、非相反伝送線路装置７０Ａを構成している。図１０は、図２の単位セル６０Ｂを縦続接続して構成された非相反伝送線路装置７０Ｂの構成を示すブロック図である。図１０において、ポートＰ１とポートＰ２との間に、複数個の単位セル６０Ｂが縦続接続されることにより、非相反伝送線路装置７０Ｂを構成している。図１１は、図３の単位セル６０Ｃを縦続接続して構成された非相反伝送線路装置７０Ｃの構成を示すブロック図である。図１１において、ポートＰ１とポートＰ２との間に、複数個の単位セル６０Ｃが縦続接続されることにより、非相反伝送線路装置７０Ｃを構成している。図１２は、図４の単位セル６０Ｄを縦続接続して構成された非相反伝送線路装置７０Ｄの構成を示すブロック図である。図１２において、ポートＰ１とポートＰ２との間に、複数個の単位セル６０Ｄが縦続接続されることにより、非相反伝送線路装置７０Ｄを構成している。なお、複数個の単位セル６０Ａ～６０Ｄが縦続接続される場合においても、必ずしも単

位セル６０Ａ～６０Ｄのうちの単一タイプのものを用いて構成される必要はなく、異なるタイプの単位セルを組み合わせて縦続接続してもよい。

[0059] 以下、本実施形態及び以下の各実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ａ～７０Ｅの分散曲線は、図８に示すような平衡状態の分散曲線である。また、図８の分散曲線において、２つのモードが交差する交点の動作角周波数ωを中心角周波数ω_Cと定義し、交点における非相反移相量β_{NR}を非相反移相量β_{NRC}と定義する。ただし、図７に示すようなバンドギャップの存在する非平衡状態の分散曲線であっても動作可能である。この場合、図７における中心動作角周波数ω_Cに相当する角周波数は、伝送線路の両側の終端条件にも依存するが、図８の分散曲線のバンドギャップ端に相当する２つの角周波数ω_{cU}，ω_{cL}もしくはその間のバンドギャップ内の角周波数が該当する。

[0060] ３．円偏波アンテナ装置の基本構成

図１３Ａは本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｅを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図であり、図１３Ｂは図１３Ａの円偏波アンテナ装置の一部分の構成を示す斜視図である。本実施形態に係る円偏波アンテナ装置は、非相反伝送線路装置７０Ｅと、両端の反射器Ｒ１，Ｒ２と、給電線Ｆとを備えて構成される。非相反伝送線路装置７０Ｅは、円板型の垂直磁化フェライト板１５の円周に沿って、フェライト板１５上に形成されたストリップ導体１２を有するマイクロストリップ線路を配置し、当該マイクロストリップ線路を含む非相反伝送線路装置７０Ｆは直列枝にキャパシタＣｓｅを、並列枝に誘導性短絡スタブ導体１３（スタブ導体１３は、裏面に接地導体１１を有する誘電体基板１０上に形成され、先端はビア導体１３Ｃを介して接地導体１１に短絡される）を、それぞれ周期的に挿入した構造を有する。垂直磁化フェライト板１５を有するマイクロストリップ線路に沿って伝搬するエッジガイドモードは、構造の非対称性により伝搬方向により非相反性を示す。非相反伝送線路装置７０Ｆの両端には、境界条件として実質的な短絡条件が課されている。さらに、非相反伝送線路装置７０Ｅの一端はキャパシタ２Ｃｓｅを介してポートＰ１となり、当該ポートＰ１には反射器

Ｒ１を介して給電線Ｆがインピーダンス整合の取れる位置に直接挿入接続されている。また、さらに、非相反伝送線路装置７０Ｅの他端はキャパシタ２Ｃｓｅを介してポートＰ２となり、当該ポートＰ２には反射器Ｒ２が接続されている。

[0061] 偏波回転の切り替え機能を有する提案の円偏波アンテナ装置は、擬似的に循環波ビームアンテナ装置を構成し、当該アンテナ装置は非可逆メタマテリアル構造における擬似進行波共振を利用する。従来技術に係る直線形状の非相反伝送線路装置との相違点は、本実施形態に係る円偏波アンテナ装置のマイクロストリップ線路が図１３Ａに図示されるようにリング形状に曲げられているところにある。ここで、当該マイクロストリップ線路は、フェライト板１５の円周縁端部に形成されている。

[0062] このような構造は、以下の２つの理由によって選択される。第一に、フェライトコアにてなるフェライト板１５の構造が単純で、純粋に実用的であることが挙げられる。もう１つは、非相反性の大きさをわずかに高めることで、フリンジ電界を非可逆伝搬に含ませることにより位相シフトを実現できる可能性がある。高誘電率フェライト板１５からの不要な漏れ波の発生を防止するために、当該フェライト板１５は円形で遮蔽のための遮蔽金属板（図示せず）でカバーされる。ここで、当該遮蔽金属板を接地する必要はない。その理由は、フェライト板内の電磁界分布が対称的な構造となるために、遮蔽金属板の表面上の平均電位がほぼゼロになるためである。スロット導波路モードが発生するのを防止するために、遮蔽金属板と伝送線路との間には、かなり大きなギャップを設ける必要がある。マイクロストリップ線路には、並列枝のスタブ導体１３からなる負荷が周期的に挿入され、集中定数の複数の直列キャパシタＣｓｅは非相反伝送線路装置７０Ｅのマイクロストリップ線路に沿ったギャップに挿入されている。また、当該非相反伝送線路装置７０Ｅには、３λ／４の反射板にてなる反射器Ｒ１及びポートＰ１を介して給電線Ｆから給電される。当該反射器Ｒ１は、動作周波数において非相反伝送線路装置７０Ｅの入力端子との接続部分での負荷インピーダンスが実質的にゼ

ロインピーダンスとなる。当該反射器R1からの不要な放射波を防止するために、同反射器Ｒ１は、遮蔽金属板（図示せず）を用いてカバーされる。もう１つのλ／４共振器の反射器Ｒ２は、非相反伝送線路装置７０Ｅの反対側の端部ポートＰ２の取り付け部分において、負荷インピーダンスが０となり、終端短絡条件を満たす。

[0063] なお、フェライト板１５の内部磁化は下面から上面への垂直方向であるが、フェライト板１５の内部磁化に代えて、外部磁界発生器８０を用いて外部可変磁界を垂直方向に印加するようにしてもよい。

[0064] 非相反伝送線路装置７０Ｅは両端短絡のため、擬似進行波共振の際，直列枝の直列共振が支配的となる。その結果、非相反伝送線路装置７０Ｅに沿って分布する電界成分Ｅｚは各ストリップ導体１２の領域において、大きさがほぼゼロとなり最小化される。一方、横方向の磁界成分Ｈｒの大きさは、擬似進行波共振器内の磁界Ｈと同様に最大化される。また、バイアス磁界がフェライト板１５に印加されていないとき、擬似進行波共振器は０次共振器として動作するので，横方向の磁界成分Ｈｒは中心対称をなし，磁界ベクトルは動径方向を向くこととなる。その結果，共振器からの放射波は干渉して弱め合い、放射は相殺されることとなる。

[0065] 図１４Ａ及び図１４Ｂは図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置で用いる非相反伝送線路装置７０Ｅのシミュレーション結果であって、図１４ＡはＳパラメータの周波数特性を示すグラフであり、図１４Ｂは分散特性を示すグラフである。当該シミュレーションでは、２２個の単位セルを有する非相反伝送線路装置７０Ｅについて行い、図１４Ｂは４πＭｓ＝１７５０Ｇで磁化された非相反伝送線路装置７０Ｅの分散特性を示す。

[0066] 当該円偏波アンテナが動作する条件の一つとしては、バイアス磁界Ｈｏがｚ軸に平行にフェライト板１５を印加することが必要である。フェライト板１５が一定の磁化Ｍに達することによって、当該共振器を構成する分割リング１周分の電気長に対して位相シフト±２π ラジアン を達成することができる。当該共振器の両端における等位相条件により、このことは、円形構造

において擬似循環波が生成されるという興味ある効果をもたらす。しかし現実には、リングを分割するギャップが存在することも考慮しなければならない。つまり、円偏波放射を実現する上で重要なことは、共振器上の位相シフトが常に図１３Ａの構造の極座標における角度φに等しくなるよう、線路の位相勾配を与えることである。このことは、円形構造の反対側における磁界Ｈｒ成分を常に同一方向とさせ、その結果、両者の間で強めあう干渉をもたらす。非相反伝送線路装置７０Ｅのリングの内側における磁界Ｈ分布は、瞬時値で見ると実質的にほぼ一方向を向いており、さらに時間の経過とともにリング軸を中心にその周りを回転している。遮蔽金属板が存在する水平磁気双極子のように、このダイポールリング信号源は、遠方界領域においてブロードサイド方向に放射するビームを提供する。面内磁界の回転は、ブロードサイド方向に形成されるビームに対して円偏波特性をもたらす。偏波の回転方向は、共振器における位相シフトの符号に依存し、反対のバイアス磁界Ｈｏを印加することにより、丁度反対に反転させることができる。この様な性質は、この種のメタマテリアルアンテナがもたらす新規機能である。

[0067] ４．円偏波アンテナ装置の詳細構成及び変形例

本実施形態に係る円偏波アンテナ装置は、有限長の非相反移相右手／左手系複合線路である非相反伝送線路装置７０Ｅとその両端に接続された反射器Ｒ１，Ｒ２、さらに給電線Ｆを備えることを特徴とする。擬似進行波共振器を構成する非相反伝送線路装置７０Ｅは、単一もしくは複数の単位セルと呼ばれる構成要素から構成されており、その分散関係に特徴を有し、伝送電力の方向が互いに逆方向の関係にある右手系モードと左手系モードの分散曲線が互いに交差し、結合の結果生じるバンドギャップ内の周波数帯域、もしくはバンドギャップが現れず２本の分散曲線の交点となる周波数付近を、動作周波数として利用する。動作周波数は、共振器を構成する線路長によらず、分散曲線によって決まる交点周波数付近でほぼ一定となる。

[0068] 非相反伝送線路装置７０Ｅの両端に接続される２つの反射器Ｒ１，Ｒ２はそれぞれ入力される信号を反射するものであって、好ましくは、それぞれ独

立ではなく、

（１）各反射器Ｒ１，Ｒ２のインピーダンスが実質的に０であって、具体的には、０、もしくは実質的に０である０近傍の所定の低インピーダンス値（［Ω］、オーム）（ここで、当該低インピーダンス値は他のパラメータにより変化するが、例えば０．１、０．０１、０．００１などである所定値以下の値である）である、実質的に両端短絡状態である第１の設定条件と、

（２）各反射器Ｒ１，Ｒ２のアドミタンスが実質的に０であって、具体的には、０、もしくは実質的に０である０近傍の所定の低アドミタンス値（［Ｓ］、ジーメンス）（ここで、当該低インピーダンス値は他のパラメータにより変化するが、例えば０．１、０．０１、０．００１などである所定値以下の値である）である、実質的に両端開放状態である第２の設定条件と、

（３）互いに実質的に複素共役の関係にある２つのリアクタンス素子からなる第３の設定条件と

のうちの１つの設定条件を満たすように設定される。これら設定条件は、例えば、所定の動作周波数又は０次共振周波数において、

（１）最大利得を得ること、

（２）軸比が１又は１に近い最低値を得ること、

（３）最大放射効率を得ること

のうちの少なくとも１つを得るように設定され、これについて詳細後述される。

[0069] さらに、給電線Ｆは、非相反伝送線路装置７０Ｅの共振器の一部分もしくは複数の箇所に直接接続、あるいは非接触で容量性結合もしくは誘導性結合を介して、インピーダンス整合が取れる状態で、当該共振器に信号入力を行うための給電線路である。

[0070] 本実施形態では、共振条件を満足するために，例えば両端に短絡のための反射器Ｒ１，Ｒ２として、２本の有限長一端開放線路の挿入が行われる。そのうち一方の反射器Ｒ１に対して、５０オームの伝送線路で整合が取れるような位置に給電線Ｆが直接接続されている。ここで、両端の２つの反射器Ｒ

１，Ｒ２の条件において、直列枝に関係する中央のストリップ導体１２と、並列枝を構成する誘導性スタブ導体１３の線路とが互いに直交な配置関係にあるとき、それぞれの枝の共振回路が共振すると電流は互いに直交して流れることとなる。つまり、直列枝の直列共振の場合の放射波の主偏波方向に対して、並列枝の並列共振の場合の主偏波方向が直交している。またこの２つの共振回路に流れる電流は、同位相となることがわかっているので、もし共振器が直線状の線路からなっている場合、重ね合わせても放射波は直線偏波を形成し、直交する２つの電流の重み付けにより主偏波方向が回転することとなる。

[0071] いま、例えば両端短絡の擬似進行波共振器をリング構造で作成し、直列枝のストリップ導体１２に流れる電流の寄与が支配的な放射波が円偏波特性を示すものとする。これに対して、共振器内の非相反伝送線路装置７０Ｅを変えずに、両端の反射器Ｒ１，Ｒ２のみを開放（インピーダンス無限大）に変えたとすると、今度は並列枝の並列共振が支配的なので、周期的に挿入された誘導性スタブ導体１３上に電流分布が集中し、そこからの放射波が支配的となる。このとき、放射波の主偏波方向は両端短絡の場合に比べて９０度回転することになる。しかしながら、もとの両端短絡の場合の放射波が円偏波特性を示すことから、両端を開放状態に変えて主偏波方向を９０度回転させようとしても、円偏波の状態は維持されることとなる。以上のことからわかるように、さらに互いに複素共役の関係にある２つのリアクティブ素子を反射器Ｒ１，Ｒ２として同じ共振器の両端に挿入した場合であっても結果は同じで、初期位相がすれることはあっても、円偏波特性はそのまま維持されることとなる。もちろん、共振条件を満たしながら、両端の複素共役の関係にあるリアクティブ素子の値の組み合わせを変えることにより、非相反伝送線路装置７０Ｅ内の電流分布が変わるので、それによって一般的には、放射パターン、利得、放射効率等も変化することになる。

[0072] 以上の実施形態に係る円偏波アンテナ装置において、構成する共振器として動作する非相反伝送線路装置７０Ｅが取り得る形状は、円形状に限らず、

方形、長方形、楕円形の各形状、スプリットリング、スパイラルなどの非線形形状であってもよい。すなわち、例えば、上記各単位セルを、円形状、楕円形状、正方形状、又は長方形状を有する一巻きリング形状、複数回巻きのスパイラル形状、もしくはＬ型形状で配置してもよい。ここで、上記非相反伝送線路装置７０Ｅは擬似進行波共振器を構成し、非相反伝送線路装置７０Ｅの測定方法は擬似進行波共振器を構成し、当該擬似進行波共振器は、第１の方向に電流を流し、同方向に偏波した電磁波を放射する線路部分Ａと、線路部分Ａに流れる電流に対して垂直方向（第２の方向）に電流を流し、同方向に偏波していて、しかも、線路部分Ａよりも位相が９０度進む（もしくは遅れる）電磁波を放射する線路部分Ｂを含む。

[0073] 共振器形状が円形、方形、もしくはスプリットリング、スパイラルなどの形状で、線路に沿う電磁波の一方向（例えば順方向）伝搬に対して、伝送電力の向きが反平行の関係となるような一対もしくは複数の線路部分が同一共振器内に存在する場合、上記非相反伝送線路装置７０Ｅの略中心部を挟んで互いに対向する位置にある線路部分間の位相差が、およそ１８０度となるように、直列枝回路の電気長を変化させて、共振器の位相勾配を調整する必要がある。その結果、この一対の線路部分間で、電力の向きが互いに逆向きかつ位相関係が逆相となることから、２つの線路から放射する電磁波は、偏波方向が一致し、しかも同位相なので重ね合わせにより強め合い、放射ビームが形成される。

[0074] 共振器形状がスパイラルなどの形状で、線路に沿う電磁波の一方向（例えば順方向）伝搬に対して、伝送電力の向きが平行の関係となるような一対もしくは複数の線路部分が同一共振器内に存在する場合、スパイラル形状で互いに隣接する線路部分間の位相差が、およそ０度となるように、共振器の位相勾配を調整する必要がある。その結果、この線路部分間で、電力の向きが同じで、かつ位相関係が同相となることから、２つの線路から放射する電磁波は、偏波方向が一致し、しかも同位相なので重ね合わせにより強め合い、放射ビームが形成される。

[0075] ここで、位相勾配を調整するためには、単位セルの数と、磁化Mの大きさと、並列枝のスタブ導体１３の電気長とのうちの少なくとも１つを変化させて実行できる。

[0076] 円偏波アンテナ装置に用いられる非相反伝送線路装置７０Ｅの動作点は、速波領域つまり漏れ波放射領域だけでなく、非放射領域の場合も対象とする。

[0077] また、非相反伝送線路装置７０Ｅの非可逆性が比較的小さく、線路の動作点が放射領域にある場合、非相反伝送線路装置７０Ｅからの漏れ波放射が、放射ビームを形成する。このとき共振器両端での多重反射を利用して高効率な漏れ波アンテナとして動作する。この場合、アンテナサイズの増加と共に、ブロードサイド方向に形成されるビームの指向性、放射利得を増大させることができる。

[0078] ここで、非相反伝送線路装置７０Ｅの非可逆性が大きく、動作点が非放射領域にある場合、非相反伝送線路装置７０Ｅからの漏れ波放射が起こらないため、伝搬損は大幅に低減する。その結果、擬似進行波共振器のＱ値は上昇し、動作帯域幅は低下することとなる。この場合、線路の位相定数が大きくなるので、アンテナサイズが漏れ波の場合に比べてコンパクトにできる特長がある、一方で、指向性は小さくなる。また、非相反伝送線路装置７０Ｅの非可逆性に起因する位相勾配の方向により、偏波の回転方向（右旋円偏波もしくは左旋円偏波）が決定される。さらに、偏波回転方向切替えの一方法として、線路に含まれるフェライト板１５に加える外部印加磁界をほぼ同じ大きさで逆方向にすることが挙げられる。

[0079] ５．数値シミュレーション

図１４Ａ及び図１４Ｂは図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置で用いる非相反伝送線路装置７０Ｅのシミュレーション結果であって、図１４ＡはＳパラメータの周波数特性を示すグラフであり、図１４Ｂは分散特性を示すグラフである。

[0080] 本発明者らは、図１３Ａ及び図１３Ｂの非可逆円形構造を有する円偏波ア

ンテナ装置にについて、アンソフト（Ａｎｓｏｆｔ）社製ＨＦＳＳ（登録商標）ソフトウェアにおける数値ＦＥＭシミュレーションを用いて検討した。当該装置を、直径５４ｍｍで厚さ０．８ｍｍのＹＩＧフェライト板１５を用いてモデル化した。１ｍｍ幅のストリップ導体１２を有するマイクロストリップ線路は４ｍｍの周期でフェライト板１５の円周縁端部に形成される。０．２ｐＦのキャパシタＣｓｅは各単位セル間に挿入され、これにより当該装置において、負の透磁率μ特性を提供する。各単位セルには、１ｍｍの長さ及び１ｍｍの幅を有する並列枝スタブ導体１３が非対称に負荷され、各単位セルの伝送線路部分であるストリップ導体１２はフェライト板１５上に形成され、各単位セルのスタブ導体１３は誘電率ε_{st}＝２．６で厚さ０．８ｍｍの誘電体基板１０上に形成される。直径４１ｍｍの円形遮蔽金属板はフェライト板１５の上面に取り付けられ、ここで、４ｍｍのギャップが遮蔽金属板と非相反伝送線路装置７０Ｅとの間に形成される。０．８ｍｍの線路幅を有する２つの反射器Ｒ１，Ｒ２は、メタマテリアル共振器を構成する非相反伝送線路装置７０Ｅの各両端のポートＰ１，Ｐ２に接続され、一方の反射器Ｒ２は２．２ｍｍの長さを有し、他方の反射器Ｒ１は２２ｍｍの長さを有する。給電は５０Ωのマイクロストリップ線路を有する給電線Ｆを用いて反射器Ｒ１を介して非相反伝送線路装置７０Ｅに対して行われる。

[0081] まず最初に、２２個の単位セルからなる非相反伝送線路装置７０Ｅの半円部分についてシミュレーションした。図１４Ａにおいて単位セル当たり０．１ｄＢの比較的低い挿入損失を示す。当該挿入損失のほとんどの部分は放射に寄与する。４πＭｓ＝１７５０Ｇで飽和するフェライト板１５を用いると、非相反伝送線路装置７０Ｅは、図１４Ｂにおける位相定数Δβ＝０．７５ｒａｄ／ｃｍよりも大きな非相反性の大きさを示し、この大きさは、円形構造において２πの位相シフトを達成するために十分に大きい。

[0082] 次いで、フェライト板１５を最大４πＭ＝８６０Ｇまで磁化させるときの非相反伝送線路装置７０Ｅの共振器特性についてシミュレーションを行った。

[0083] 図１５Ａ、図１５Ｂ及び図１５Ｃは図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置のシミュレーション結果であって、図１５Ａは反射特性を示すグラフである。また、図１５Ｂは周波数６．８５ＧＨｚにおいて２つの反射器Ｒ１，Ｒ２を含む非相反伝送線路装置７０Ｅの長手方向に沿った、正規化された磁界分布及び電界分布を示すグラフである。さらに、図１５Ｃは周波数６．８５ＧＨｚにおいて２つの反射器Ｒ１，Ｒ２を含む非相反伝送線路装置７０Ｅの長手方向に沿った、磁界Ｈｘの位相分布を示すグラフである。

[0084] 図１５Ａでは、ゼロ次共振及び１次共振を示すS_{11}の周波数特性を示す。図１５Ａの入力反射減衰量（損失）は６．８５ＧＨｚにおいてゼロ次共振の最小値を有し、その上側及び下側の帯域において、２つの半波共振による最小値が観測された。当該共振の次数は、６．８５ＧＨｚにおいて図１５Ｂの非相反伝送線路装置７０Ｅに沿った磁界Ｈの振幅分布が均一であることから確認した。図１５Ｃの位相分布図において発見される一定の傾斜は、擬似進行波共振がこの周波数において実際に発生することを示す。比較的低い磁化を持つフェライトを用いた共振器の場合でも、２πの位相シフトが達成されていることは、実用化の上で重要である。

[0085] 図１６Ａ～図１６Ｄは図１３Ａ及び図１３Ｂの円偏波アンテナ装置のシミュレーション結果であって、図１６Ａはアンテナ面における磁界ベクトルＨの分布を示す平面図であり、図１６Ｂはアンテナ面における電界分布を示す写真である。図１６Ｃはアンテナ面に対して垂直な面における放射特性を示す放射パターン図であり、図１６Ｄはアンテナ面に対して垂直な２つの面（φ＝０，９０度）を含む放射パターンを示す斜視図である。図１６Ｄにおいて、ハッチングの密度が高いほど、電界が大きいことを示す。図１６Ｄでは、放射パターン特性における断面を示す３次元での放射パターンを示し、ブロードサイド方向でのビームの電界ベクトルＥの回転が観測される。なお、図１６Ｂの写真において、濃い部分は電界が相対的に大きいことを示す一方、薄い部分は電界が相対的に小さいことを示す。また、図１６Ｃにおいて、測定条件は、周波数６．８５ＧＨｚ、磁化Ｍ＝８５８Ｇ、磁界の半値幅ΔＨ

＝４０である。さらに、図１６Ｄにおいて、９０は金属遮蔽板である。

[0086] シミュレーションから得られた電磁界分布より、電磁界が均一に回転するという上記の予測を確認することができる。磁界ベクトルＨは当該アンテナのメタマテリアル伝送線路によって生成され、図１６Ａの複数のベクトルを用いて図示され、ここで、１つの方向でほとんど均一な複数の点は交差偏波面を決定している。回転する磁界ベクトルＨの分布が、振幅の均一性を示すかどうかについて判断することができないが、図１６Ｂの電界成分Ｅｚの特性図は、当該円偏波アンテナ装置における電界の均一性を確認することができる。図１６Ｃの放射パターンから、利得がおよそ１１ｄＢｉ、幅の狭いビーム放射を確認することができる。φ＝９０°の面において観測されるサイドローブは、円形構造がスプリットリングであるために出現する。非相反伝送線路装置７０Ｅの各端部ポートＰ１，Ｐ２間のギャップは電磁界分布に対して外乱をもたらす。当該シミュレーション結果では、電磁界放射は、ほとんど完全な円偏波特性を示す。また、印加直流磁界に依存して、当該円偏波アンテナ装置は、ｚ方向に平行な磁化Ｍのとき、非相反左手系伝送線路アンテナとして動作し、反対方向である－ｚ方向に平行な磁化Ｍのとき非相反右手系伝送線路アンテナとして動作する。

[0087] ６．試作した円偏波アンテナ装置

本発明者らは、円偏波アンテナ装置を試作して実験及びシミュレーションを行った。これについて以下説明する。

[0088] 図１７Ａは本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｆを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。また、図１７Ｂは図１７Ａの一部の構成を示す拡大斜視図である。

[0089] 図１７Ａにおいて、厚さ１．０ｍｍ、直径３２．０ｍｍのイットリウム・鉄・ガーネット（ＹＩＧ）多結晶の円形状のフェライト板１５が接地導体１１の中央上に置かれ、さらにフェライト板１５の上面の縁には、円形状を有するマイクロストリップ線路からなる右手／左手系複合線路である非相反伝送線路装置７０Ｆを構成する。接地導体１１上で、フェライト板１５の外側

には、厚さ０．８ｍｍの誘電体基板１０が置かれており、構造の実効誘電率が負となるよう周期的に円形状線路に挿入されるシャント枝短絡スタブ導体１３は、この誘電体基板１０上で形成される。ここで、各スタブ導体１３はビア導体１３Ｃを介して接地導体１１に接続されて短絡される。

[0090] 試作した右手／左手系複合線路である非相反伝送線路装置７０Ｆのパラメータは以下のとおりである。フェライト板１５の比誘電率はε_f＝１５、誘電体基板１０としてフッ素樹脂多層基板（Ｎｉｐｐｏｎ　Ｐｉｌｌａｒ　Ｐａｃｋｉｎｇ　ＣＯ．ＬＴＤ．製、ＮＰＣ－Ｆ２６０Ａ）を使用したが、比誘電率はε_d＝２．６であった。中央の非相反伝送線路装置７０Ｆのマイクロストリップ線路のストリップ幅ｗをｗ＝３．０ｍｍ、単位セルのサイズｐをｐ＝３．０ｍｍとした。スタブ導体１３の長さ及び幅はそれぞれ１．３ｍｍ及び１．０ｍｍとしている。アンテナ装置を構成する際に、共振器を構成する単位セルの数を２１セルとした。

[0091] 次いで、図１７Ａの非相反伝送線路装置７０Ｆの伝搬特性について以下に説明する。

[0092] 図１８は図１７Ａの円偏波アンテナ装置の反射特性を示すグラフである。軟磁性体であるＹＩＧは、磁界を印加しない場合、実効磁化がほぼ０となるため、等方性の誘電体として扱うことができる。このとき、非相反伝送線路装置７０Ｆの右手／左手系複合線路は相反性を示し、０次共振の際、線路上の電磁界分布の大きさ及び位相は共に一様となる。このとき、給電線Ｆで観測されるアンテナ装置の反射特性を図１８に示す。なお、図１８には、測定結果だけでなく、比較のためシミュレーションの数値計算結果も併記している。電磁界分布の数値シミュレーションの結果より、周波数が５．０ＧＨｚのとき、０次共振特性を示すことが確認されている。

[0093] 図１９は図１７Ａの非相反伝送線路装置７０Ｅの分散特性の第１の例を示すグラフである。また、図２０は図１７Ａの非相反伝送線路装置７０Ｅの分散特性の第２の例を示すグラフである。ここで、設計及び試作した非相反伝送線路装置７０Ｅの非相反右手／左手系複合伝送線路の分散特性を図１９に

示す。図１９のシミュレーションの数値計算では、実効磁化がμ_0Ｍｓ＝＋９５ｍＴの場合を、実験結果としては、外部印加磁界がμ_0Ｈｅｘｔ＝＋１１０ｍＴの場合を示している。また、図２０には、図１９の場合と逆方向に磁界が印加された場合として、シミュレーションの数値計算では、実効磁化がμ_0Ｍｓ＝－９５ｍＴの場合を、実験結果としては、外部印加磁界がμ_0Ｈｅｘｔ＝－１１０ｍＴの場合の分散曲線を示している。

[0094] 図２１は図１７Ａの円偏波アンテナ装置において共振器における位置に対する電磁界の位相を示すグラフである。図２１を参照して、図１９において、数値計算結果として、実効磁化μ_0Ｍｓ＝９５ｍＴの場合が選ばれた理由を説明する。図２１には、リング状の右手／左手系複合線路である非相反伝送線路装置７０Ｆの長手方向に沿って観測される電磁界の位相分布を示している。リング状の線路の長手方向に沿って進行波が伝搬するとき、進行波が一周したときの位相差が３６０度となるとき、線路から放射する電磁波は円偏波特性を示すことが知られている。図２１より、実効磁化μ_0Ｍｓ＝９５ｍＴの場合に、右手／左手系複合線路に沿うリング一周分の位相差がほぼ３６０度に相当することが確認できる。また、後に示すように、図１７Ａに示す共振アンテナ装置の放射特性に関する別の数値計算結果からも、線路が実効磁化μ_0Ｍｓ＝９５ｍＴとなる場合に、右円偏波放射特性を示すことが確認されている。

[0095] 図１－３において、実験結果として外部印加磁界が１１０ｍＴとなる場合を選んだのは、２本の分散曲線の交点付近の非相反性が、円偏波が得られる実効磁化μ_0Ｍｓ＝９５ｍＴの場合とほぼ同じとなるためである。図１－４の場合も同様である。

[0096] 次いで、図１７Ａの非相反伝送線路装置７０Ｆの反射特性について以下に説明する。

[0097] 図２２は図１７Ａの円偏波アンテナ装置の反射特性の第１の例を示すグラフである。また、図２３は図１７Ａの円偏波アンテナ装置の反射特性の第２の例を示すグラフである。

[0098] 図１７Ａのアンテナ構造において、実効磁化μ_0Ｍｓ＝９５ｍＴとした場合に、給電線Ｆから見た反射特性の計算結果を図２２に示す。図１８の磁界が印加されていない場合の０次共振が５．０ＧＨｚであるのに対して、実効磁化を与えることにより擬似進行波共振の動作周波数が５．１ＧＨｚにシフトした。実際、計算結果より得られる線路上の電磁界分布を観測することにより、振幅分布が一様で、位相勾配が一定であることが確認された。

[0099] 図２３には、測定結果として、外部印加磁界がμ_0Ｈｅｘｔ＝－１１０ｍＴの場合の反射特性を示している。この外部磁界の大きさは、数値計算結果の実効磁化μ_0Ｍｓ＝９５ｍＴの場合の共振周波数と動作周波数が一致するように、測定中に外部磁界を調整した結果得られた値であるが、図１９の場合と結果的に一致している。図２３には、図２２と逆向きに直流磁界を印加した場合の給電線からの反射特性を示す。数値計算としては、実効磁化μ_0Ｍｓ＝－９５ｍＴの場合を示し、実験結果としては、外部印加磁界がμ_0Ｈｅｘｔ＝－１１０ｍＴの場合を示しているが、この場合も図２２と同様、反射特性の測定の際に、動作周波数が数値計算とほぼ一致するよう調整した結果である。

[0100] 次いで、図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性について以下に説明する。

[0101] 図２４Ａ、図２４Ｂ、図２４Ｃ、図２４Ｄはそれぞれ図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第１～第４の例を示す放射パターン図である。ここで、図２４Ａ及び図２４Ｂには、実効磁化μ_0Ｍｓ＝９５ｍＴの場合、図２４Ｃ及び図２４Ｄには実効磁化μ_0Ｍｓ＝－９５ｍＴの場合、図２４Ａ及び図２４Ｃにはｘｚ面、図２４Ｂ及び図２４Ｄにはｙｚ面の放射パターンがそれぞれ示されている。図２４Ａ及び図２４Ｂからわかるように、実効磁化が正の場合、ブロードサイド方向に右円偏波の放射ビームが形成され、図２４Ｃ及び図２４Ｄからわかるように、実効磁化が負の場合、ブロードサイド方向に左円偏波の放射ビームが形成されている。このように、磁化の方向を切り替えることにより、円偏波の回転方向が切り替えられることが分かる。

[0102] 図２５Ａ、図２５Ｂ、図２５Ｃ及び図２５Ｄはそれぞれ図１７Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第５～第８の例を示す放射パターン図である。ここで、図２５Ａ及び図２５Ｂには、外部印加磁界μ_0Ｈｅｘｔ＝１１０ｍＴの場合、図２５Ｃ及び図２５Ｄには外部印加磁界μ_0Ｈｅｘｔ＝－１１０ｍＴの場合、図２５Ａ及び図２５Ｃにはｘｚ面、図２５Ｂ及び図２５Ｄにはｙｚ面の放射パターンがそれぞれ示されている。図２５Ａ及び図２５Ｂからわかるように、外部印加磁界が正の場合、ブロードサイド方向に右円偏波の放射ビームが形成され、図２５Ｃ及び図２５Ｄからわかるように、外部印加磁界が負の場合、ブロードサイド方向に左円偏波の放射ビームが形成されている。このように、外部印加磁界の方向を切り替えることにより、アンテナからの放射ビームは、円偏波の回転方向が切り替えられることが分かる。

[0103] ７．Ｌ型円偏波アンテナ装置

図２６Ａは本発明の実施形態に係る、Ｌ型形状を有する非相反伝送線路装置７０Ｇを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。また、図２６Ｂは図２６Ａの一部の構成を示す拡大斜視図である。

[0104] 図２６Ａにおいて、円偏波アンテナ装置は、有限長の非相反右手／左手系複合線路である非相反伝送線路装置７０Ｇが中央付近で９０度に折れ曲がり、その両端には長さ４分の１波長のマイクロストリップ線路が短絡用反射器Ｒ１，Ｒ２として接続されている。さらに、反射器Ｒ１には、給電線Ｆがインピーダンス整合の取れる箇所に直接接続されている。設計に用いた構造パラメータを以下に示す。右手／左手系複合線路である非相反伝送線路装置７０Ｇの下に埋め込まれるフェライトロッド（図示せず）は２本あり、各ロッドの寸法は３ｍｍ×０．８ｍｍ×１５ｍｍ、フェライト及び誘電体の比誘電率をそれぞれε_f＝１５及びε_d＝２．６としている。中央の非相反伝送線路装置７０Ｇを構成するマイクロストリップ線路のストリップ幅をｗ＝３．０ｍｍ、単位セルのサイズをｐ＝３．０ｍｍとしている。周期的に挿入されているスタブ導体１３の幅及び長さはそれぞれ０．６７ｍｍ及び１．６ｍｍとしている。直列枝に周期的に挿入するチップキャパシタＣｓｅの容量として

Ｃｓｅ＝０．６ｐＦを仮定している。なお、誘電体基板１０の厚さを０．８ｍｍとしている。Ｌ型共振器を構成する際の単位セル数を１０とした。

[0105] 図２７は図２６Ａの非相反伝送線路装置７０Ｇの伝搬特性を示すグラフである。ここで、図２７には、フェライト内部の実効磁化がμ_0Ｍｓ＝１６０ｍＴの場合の円偏波アンテナ装置を構成する非相反伝送線路装置７０Ｇである非相反右手／左手系複合線路の伝搬特性を示す。図２７から明らかなように、２本の分散曲線の交点付近で、擬似進行波共振が起こることから、アンテナの動作周波数は６．７ＧＨｚ付近となる。

[0106] 図２８は図２６Ａの円偏波アンテナ装置の反射特性を示すグラフである。ここで、図２８には、単位セル数が１０の場合の給電線Ｆから見た円偏波アンテナ装置の反射特性を示す。このとき、非相反伝送線路装置７０Ｇの右手／左手系複合線路部分において、ｙ軸に平行な線路部分の中点と、ｚ軸に平行な線路部分の中点との間の位相差が９０度であるとき、つまり、Ｌ字形状に折れ曲がった線路の両端間で位相差が１８０度となるとき、共振器からの放射波は円偏波となる。図２８において、複数のノッチは、共振状態に対応しており、特に、周波数６．７ＧＨｚの共振は、擬似進行波共振に相当することが電磁界分布の数値計算結果より確認されている。

[0107] 図２９Ａ及び図２９Ｂはそれぞれ図２６Ａの円偏波アンテナ装置の放射特性の第１及び第２の例を示す放射パターン図である。図２９Ａ及び図２９Ｂには、周波数６．７ＧＨｚにおける円偏波アンテナ装置からの放射パターンを示す。図２９Ａは実効磁化がμ_0Ｍｓ＝１６０ｍＴの場合であり、ブロードサイド方向には、右円偏波が放射していることが分かる。図２９Ｂは、図２９Ａと磁化の向きが反転しており、実効磁化μ_0Ｍｓ＝－１６０ｍＴの場合で、左円偏波が支配的であることがわかる。従って、実効磁化を反転させることにより、ブロードサイド方向への放射ビームは、右円偏波から左円偏波に切り替わることがわかる。

[0108] ８．種々の円偏波アンテナ装置の構成例

図３０は本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｈを用いた円偏

波アンテナ装置の構成を示す平面図である。なお、図３０～図３６において、上述の実施形態と同様の構成要素について同一の符号を付す。図３０において、円形のフェライト基板１５上に半円型に非相反伝送線路装置７０Ｈを構成した場合の擬似進行波共振器を示す。非相反伝送線路装置部分において直交する２つの電流成分の位相差が９０度となれば円偏波放射となるため図３０に示したように半円型の非相反伝送線路装置でも円偏波放射が可能である。

[0109] 図３１は本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｉを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。図３１において、伝搬特性及び長さの異なる２本の伝送線路ＴＬ１，ＴＬ２をＬ型形状で接続して構成した円偏波アンテナ装置を示す。２種類の線路ＴＬ１，ＴＬ２からの放射電力の違いに応じて、直交する伝送線路ＴＬ１，ＴＬ２の長さの比を定め、それぞれの伝送線路ＴＬ１，ＴＬ２の中点の間の位相差が９０度となるように伝送線路ＴＬ１，ＴＬ２内の各位相勾配を設定する。

[0110] 図３２は本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｊを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。ここで、図３２には、楕円形に非相反伝送線路装置７０Ｊを構成した場合の擬似進行波共振器の構成例を示す。非相反伝送線路装置７０Ｊは、互いに対向する１対の直線形状の線路部分のセクションＳ１，Ｓ１と、互いに対向する１対の曲線形状の線路部分のセクションＳ２，Ｓ２とを備えて構成される。このとき、非相反伝送線路装置７０Ｊを構成する単位セルの構造パラメータは伝送線路の長手方向に沿って一様ではなく、不均一となるが、いずれの単位セルも分散曲線の交点がほぼ同じ周波数となるように設計されている。楕円の長短軸の比は、不均一に分布させた単位セルからの放射電力の違いにより決まる。

[0111] 図３３は本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｋを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。図３３には、図３１に示した２種類の伝送線路ＴＬ１，ＴＬ２からなるＬ型非相反伝送線路装置７０Ｉを２組直列に連結した構造から構成され、長方形の擬似進行波共振器からなる円

偏波アンテナ装置を構成する。

[0112] 図３１～図３３で示したように、異なる伝搬特性をもつ非相反伝送線路装置を組み合わせることにより、円偏波アンテナ装置を構成することが可能であり、必ずしも正円形状や正方形状で構成する必要は無い。

[0113] 図３４は本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｌを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。図３４において、円形状のフェライト基板１５上にスパイラル形状で非相反伝送線路装置７０Ｌを構成した場合の円偏波アンテナ装置を示す。

[0114] 図３５は本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｍを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。図３５には、同心円状に伝搬特性の異なる２種類の円形非相反伝送線路装置７０Ｍ１，７０Ｍ２からなる擬似進行波共振器を構成した場合の円偏波アンテナ装置を示す。図３５において、曲率半径の小さい内側の非相反伝送線路装置７０Ｍ１と曲率半径の大きな非相反伝送線路装置７０Ｍ２は、いずれも一周分の波動伝搬に対して、位相差が３６０度となるように、位相勾配を持つ必要がある。従って、内側の非相反伝送線路装置７０Ｍ１は、外側の非相反伝送線路装置７０Ｍ２に比べて位相定数が大きくなるよう設定する必要がある。

[0115] 図３６は本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置７０Ｎを用いた円偏波アンテナ装置の構成を示す平面図である。図３６には、同心円状に構成された２種類の円形非相反伝送線路装置７０Ｎ１，７０Ｎ２のうち、外側に設置された非相反伝送線路装置７０Ｎ２には、従来通り円形線路の外側にシャント枝誘導スタブ導体１３が周期的に挿入されているのに対して、内側に設置されたもう一方の非相反伝送線路装置７０Ｎ１においては、シャント枝誘導スタブ導体１３が円形線路の内側に挿入されている。その結果、構造の非対称性が反転するので、外部印加磁界に対する非相反性の極性が反転する結果となる。さらに、２つの円形状の非相反伝送線路装置７０Ｎ１，７０Ｎ２の間には、外部直流印加磁界のための金属ループが挿入されている。よく知られているように、金属ループに電流Ｉを流すと、右ねじの方向に磁界が発

生するので、フェライト基板１５に垂直に交差する磁界成分は金属ループの内側と外側で向きが反転する。このように、スタブ挿入による構造の非対称性の反転と、印加磁界の向きの反転を組み合わせることにより、金属ループの内外に設置された２種類の円形状の非相反伝送線路装置７０Ｎ１，７０Ｎ２において、非相反性が同じ向きに現れる結果となる。その結果、２本の円形状の非相反伝送線路装置７０Ｎ１，７０Ｎ２からの放射は、同じ方向に偏波回転する。

[0116] 図３６では、同心円状に構成された２つの円形状の非相反伝送線路装置７０Ｎ１，７０Ｎ２からなる擬似進行波共振器において、スタブ導体１３の挿入される側が、内側円形線路の場合と外側円形線路の場合とで入れ替わっているが、この挿入する側を反対の組み合わせとしても良い。つまり、内側の円形状の非相反伝送線路装置７０Ｎ１には円形線路外側にスタブ導体１３を挿入し、外側の円形状の非相反伝送線路装置７０Ｎ２には円形線路の内側にスタブ導体１３を挿入した構造であってもよい。

[0117] ９．円偏波アンテナ装置における反射器の設定条件

図３７は図１７Ａの非相反伝送線路装置７０Ｆを用いたリング型円偏波アンテナ装置において反射器長Ｌ＿Ｒｅｆｌを変化したときのシミュレーション結果を示す表である。すなわち、図３７は、擬似進行波共振器の両側に挿入された２つの反射器Ｒ１，Ｒ２のうち、給電線Ｆの挿入されていない側の反射器Ｒ２の特性を変化させた場合の、擬似進行波共振の中心周波数、アンテナ放射利得、軸比及び放射効率を示したものである。各反射器Ｒ１，Ｒ２は、有限長一端開放マイクロストリップ線路で構成され、線路の長さを変えることにより、可変リアクティブ素子として動作する。線路長が０のときは、インピーダンスが無限大（アドミタンスが０）、線路長が波長に比べて十分短いときは容量性素子、長さが４分の１（線路内）波長のときはインピーダンスがほぼ０の短絡素子、４分の１波長よりも長いが２分の１波長よりも短い場合は誘導性素子として動作する。

[0118] 非相反伝送線路装置７０Ｆの分散関係から動作周波数は４．９５ＧＨｚと

なるが、このとき１／４（線路内）波長λｇの長さは４．５ｍｍとなる。この長さのマイクロストリップ線路からなる反射器をＲ２として挿入した場合、図３７の表からわかるように円偏波アンテナ装置の動作周波数は５．１４ＧＨｚとなった。図３７より、反射器Ｒ２を構成するマイクロストリップ線路の長さが短いほど、動作周波数が高くなる傾向があることが読み取れる。つまり一方の反射器Ｒ２のリアクタンスが負の値で絶対値が大きくなるほど、共振周波数が高域側にシフトする結果となっている。この原因として考えられるのは、非相反伝送線路装置７０Ｆの製作精度の問題がまず挙げられる。試作した共振器内の非相反伝送線路装置７０Ｆの分散曲線において、バンドギャップがないように設計を試みているものの、実際にはバンドギャップが存在し、共振器両端の反射条件の変化により、動作点がバンドギャップ内を移動していると考えられる。バンドギャップの帯域は、両端短絡の場合の直列枝の直列共振と、両端開放の場合のシャント枝並列共振の２つの共振周波数に挟まれた周波数領域であるが、今回試作した非相反伝送線路装置７０Ｆでは、両端短絡による直列枝直列共振周波数よりも、シャント枝の並列共振周波数の方が高いため、反射素子のリアクタンスの増加に伴い、動作周波数が増加していると考えられる。共振周波数が高域側にシフトするもう一つの要因として考えられるのは、一方の反射器の構造パラメータのみ変化させているので、０次共振条件から大きく逸脱したためと考えられる。いずれにしても、このように、反射器Ｒ２の特性の変動に伴い共振器の動作周波数は変動するが、共振器を構成する右手／左手系複合線路の製作精度により、その変動の仕方も大きく異なってくる。なお、今回試作した円偏波アンテナ装置においては、反射器長が４．５ｍｍのとき、つまり両端短絡に最も近い場合、軸比が最も低くなり、しかも放射効率も最大となっている。

[0119] 図３８は図３１のＬ型非相反伝送線路装置７０Ｉを用いた円偏波アンテナ装置において反射器長Ｌ＿Ｒｅｆｌを変化したときのシミュレーション結果を示す表である。すなわち、図３８は、擬似進行波共振器の両側に挿入された２つの反射器Ｒ１，Ｒ２のうち、給電線Ｆの挿入されていない側の反射器

Ｒ２の特性を変化させた場合の、擬似進行波共振の中心周波数、アンテナ放射利得、軸比及び放射効率を示したものである。各反射器Ｒ１，Ｒ２は、有限長一端開放マイクロストリップ線路で構成され、線路の長さを変えることにより、可変リアクティブ素子として動作する。線路長が０のときは、インピーダンスが無限大（アドミタンスが０）、線路長が波長に比べて十分短いときは容量性素子、長さが４分の１（線路内）波長のときはインピーダンスがほぼ０の短絡素子、４分の１波長よりも長いが２分の１波長よりも短い場合は誘導性素子として動作する。

[0120] 非相反伝送線路装置７０Ｉの分散関係から動作周波数は５．８ＧＨｚとなるが、このとき１／４（線路内）波長λｇの長さは８．５ｍｍとなる。この長さのマイクロストリップ線路からなる反射器Ｒ１，Ｒ２を挿入した場合、図３８の表からわかるように円偏波アンテナ装置の動作周波数は６．０２ＧＨｚとなった。図３８より、反射器Ｒ２を構成するマイクロストリップ線路の長さが短いほど、動作周波数が高くなる傾向があることが読み取れる。つまり一方の反射器Ｒ２のリアクタンスが負の値で絶対値が大きくなるほど、共振周波数が高域側にシフトする結果となっている。この原因として考えられるのは、非相反伝送線路装置７０Ｆの製作精度の問題がまず挙げられる。試作した共振器内の非相反伝送線路装置７０Ｆの分散曲線において、バンドギャップがないように設計を試みているものの、実際にはバンドギャップが存在し、共振器両端の反射条件の変化により、動作点がバンドギャップ内を移動していると考えられる。バンドギャップの帯域は、両端短絡の場合の直列枝の直列共振と、両端開放の場合のシャント枝並列共振の２つの共振周波数に挟まれた周波数領域であるが、今回試作した非相反伝送線路装置７０Ｉでは、両端短絡による直列枝直列共振周波数よりも、シャント枝の並列共振周波数の方が高いため、反射素子のリアクタンスの増加に伴い、動作周波数が増加していると考えられる。共振周波数が高域側にシフトするもう一つの要因として考えられるのは、一方の共振器の構造パラメータのみ変化させているので、０次共振条件から大きく逸脱したためと考えられる。いずれにし

ても、このように、反射器Ｒ１，Ｒ２の特性の変動に伴い共振器の動作周波数は変動するが、共振器を構成する右手／左手系複合線路の製作精度により、その変動の仕方も大きく異なってくる。なお、今回試作した円偏波アンテナ装置においては、反射器長が8．５ｍｍのとき、つまり両端短絡に最も近い場合、放射効率が最も高くなっているが，その付近で利得が最も高くなるのは、反射器長が７．５ｍｍの場合であり、軸比が最も低くなるのは反射器張が９．５㎜の場合となった。

[0121] ６．実施形態のまとめ

以上説明したように、本実施形態によれば、非相反伝送線路装置７０Ｅ～７０Ｎにより構成される擬似進行波共振器の動作周波数は共振器を構成する非相反伝送線路装置７０Ｅ～７０Ｎの分散特性から推定できる。そこで、この推定される周波数を中心に設計構造の共振特性を調べた。その結果、推定される周波数の近傍で、所望の電磁界分布を示す共振状態が得られた。そのときに数値計算により得られた磁界ベクトルの分布を図１６Ａに示す。非相反伝送線路装置７０Ｅ～７０Ｎからの、放射は打ち消し合うことなく、単方向に強め合う結果、円偏波特性を示すことが確認された。

[0122] 本実施形態に係る擬似循環波の円偏波アンテナ装置は、当該アンテナ装置がコンパクトで軽量に形成できるので円偏波アンテナの適用領域を大いに広げることができ、動的に切り替えることができる偏波回転を所定の方向に拘束されない。例えば、当該アンテナ装置の概念は、通信リンクの高い信頼性を提供する急速に変化する環境条件を有するモバイル用途に使用することができる。同様のことは、要求に応じてＬＨＣＰビームとＲＨＣＰビームを切り替える利用可能性があり、小さいレーダー断面、異常な電磁表面コーティングを有する物体、もしくは複雑な環境での物体の検出を容易にすることができるレーダーのアプリケーションについても利用可能性がある。

産業上の利用可能性

[0123] 本発明によれば、円偏波の電磁波を放射することができる円偏波アンテナ装置のための非相反伝送線路装置及び、従来技術に比較してコンパクトで軽

量な円偏波アンテナ装置を提供することができる。

符号の説明

[0124] １０…誘電体基板、

１１…接地導体、

１２…ストリップ導体、

１３…スタブ導体、

１３Ｃ…ビア導体、

１５…フェライト板、

６０Ａ～６０Ｄ…単位セル、

６１，６２…伝送線路部分、

７０Ａ～７０Ｎ，７０Ｍ１，７０Ｍ２，７０Ｎ１，７０Ｎ２…非相反伝送線路装置、

８０…外部磁界発生器、

Ｃ，Ｃ１，Ｃ２，Ｃ６０，Ｃｓｅ…キャパシタ、

Ｆ…給電線、

Ｌ，Ｌ１～Ｌ６…インダクタンス、

Ｐ１，Ｐ２，Ｐ１１，Ｐ１２…ポート、

Ｒ１，Ｒ２…反射器、

Ｓ１～Ｓ１２…セクション、

ＴＬ１，ＴＬ２…伝送線路。

請求の範囲

[請求項1] マイクロ波の伝送線路部分と、容量性素子を等価的に含む直列枝の回路と、上記伝送線路部分からそれぞれ分岐して設けられかつ誘導性素子を等価的に含む並列枝の回路とを有する少なくとも１つの単位セルを、第１と第２のポートの間で縦続接続して構成され、順方向の伝搬定数と逆方向の伝搬定数とが互いに異なる非相反伝送線路装置において、

上記各単位セルは非線形形状で配置され、

上記各単位セルは、上記マイクロ波の伝搬方向に対して異なる方向に磁化されてジャイロ異方性を有するように自発磁化を有するか又は外部磁界により磁化される伝送線路部分を有し、

上記非相反伝送線路装置は、上記マイクロ波が、上記非相反伝送線路装置に沿って伝送される伝送電力の方向が互いに逆方向の関係にある右手系モードと左手系モードの分散曲線が互いに交差し、結合の結果生じるバンドギャップ内の周波数帯域、もしくはバンドギャップが現れず２本の分散曲線の交点となる周波数付近を動作周波数として利用して伝搬するように構成され、

上記非相反伝送線路装置は、上記非相反伝送線路装置の両端のそれぞれに接続され、入力される信号を反射する第１及び第２の反射器を備えたことを特徴とする非相反伝送線路装置。

[請求項2] 上記非相反伝送線路装置は擬似進行波共振器を構成し、

上記擬似進行波共振器は、所定の第１の方向に電流を流し、上記第１の方向に偏波した電磁波を放射する第１の線路部分と、上記第１の線路部分に流れる電流に対して実質的に直交する垂直方向である第２の方向に電流を流し、上記第２の方向に偏波していて、しかも、上記第１の線路部分よりも位相が９０度進み、もしくは遅れる電磁波を放射する第２の線路部分を含むことを特徴とする請求項１記載の非相反伝送線路装置。

[請求項3] 上記各単位セルを、円形状、楕円形状、正方形状、又は長方形状を有する一巻きリング形状、複数回巻きのスパイラル形状、もしくはＬ型形状で配置したことを特徴とする請求項１又は２記載の非相反伝送線路装置。

[請求項4] 請求項１～３のうちのいずれか１つに記載の非相反伝送線路装置と、

上記第１の反射器に接続された給電線とを備えた円偏波アンテナ装置であって、

上記非相反伝送線路装置の非可逆性に起因する位相勾配の方向に依存して、右旋円偏波又は左旋円偏波の電磁波を放射することを特徴とする円偏波アンテナ装置。

[請求項5] 上記磁化の方向を互いに逆方向に切り替えることにより、右旋円偏波又は左旋円偏波の電磁波を放射することを特徴とする請求項４記載の円偏波アンテナ装置。

[請求項6] 上記各単位セルによりそれぞれ形成される複数の線路部分のうち、上記非相反伝送線路装置の略中心部を挟んで互いに対向する位置にある各１対の線路部分の位相勾配を、当該各１対の線路部分間の位相差が実質的に１８０度となるように調整することで放射ビームを放射することを特徴とする請求項４又は５記載の円偏波アンテナ装置。

[請求項7] 上記各単位セルによりそれぞれ形成される複数の線路部分のうち、上記非相反伝送線路装置の略中心部を挟んで互いに同じ側にある隣接する位置にある各１対の線路部分の位相勾配を、当該各１対の線路部分間の位相差が実質的に０度となるように調整することで放射ビームを放射することを特徴とする請求項４又は５記載の円偏波アンテナ装置。

[請求項8] 上記位相勾配を、上記単位セルの数と、上記磁化の大きさと、上記並列枝の回路の電気長とのうちの少なくとも１つを変化させて調整することを特徴とする請求項６又は７記載の円偏波アンテナ装置。

[請求項9] 上記第１及び第２の反射器はそれぞれ、

（１）インピーダンスが０、もしくは所定値以下の値を有するインピーダンスである第１の設定条件と、

（２）アドミタンスが０、もしくは所定値以下の値を有するアドミタンスである第２の設定条件と、

（３）互いに複素共役の関係を有するリアクタンス素子を有する第３の設定条件と

のうちの１つの設定条件を満たすように構成されたことを特徴とする請求項４～８のうちのいずれか１つに記載の円偏波アンテナ装置。

補正された請求の範囲
[2015年6月10日 (10.06.2015) 国際事務局受理]

［請求項１］（補正後）マイクロ波の伝送線路部分と、容量性素子を等価的に含む直列枝の回路と、上記伝送線路部分からそれぞれ分岐して設けられかつ誘導性素子を等価的に含む並列枝の回路とを有し、順方向の伝搬定数と逆方向の伝搬定数とが互いに異なる非相反伝送線路装置を含む円偏波アンテナ装置であって、

上記非相反伝送線路装置は非線形形状で形成されるとともに、上記マイクロ波の伝搬方向に対して異なる方向に磁化され、

上記非相反伝送線路装置は、当該非相反伝送線路装置の両端のそれぞれに信号を反射する第１及び第２の反射器を備え、

（Ａ）上記非相反伝送線路装置の略中心部を挟んで互いに対向する位置にある各１対の線路部分間の位相差が実質的に１８０度であることと、

（Ｂ）上記非相反伝送線路装置の略中心部を挟んで互いに同じ側にありかつ互いに隣接する位置にある各１対の線路部分間の位相差が実質的に０度であることと、

（Ｃ）上記非相反伝送線路装置の略直交する位置にある少なくとも１対の線路部分間の位相差が実質的に９０度であることと

の少なくともいずれか１つであり、

右旋円偏波又は左旋円偏波の電磁波を放射することを特徴とする円偏波アンテナ装置。

［請求項２］（補正後）上記非相反伝送線路装置は擬似進行波共振器を構成し、

上記擬似進行波共振器は、所定の第１の方向に電流を流し、上記第１の方向に偏波した電磁波を放射する第１の線路部分と、上記第１の線路部分に流れる電流に対して実質的に直交する垂直方向である第２の方向に電流を流し、上記第２の方向に偏波していて、しかも、上記第１の線路部分よりも位相が９０度進み、もしくは遅れる電磁波を放射する第２の線路部分を含むことを特徴とする請求項１記載の円偏波アンテナ装置。

［請求項３］（補正後）上記非相反伝送線路装置を、円形状、楕円形状、正方形状、又は長方形状を有する一巻きリング形状、複数回巻きのスパイラル形状、半円形状もしくはＬ型形状で配置したことを特徴とする請求項１又は２記載の円偏波アンテナ装

置。

［請求項４］（削除）

［請求項５］（補正後）上記磁化の方向を互いに逆方向に切り替えることにより、右旋円偏波又は左旋円偏波の電磁波を放射することを特徴とする請求項１～３のうちのいずれか１つに記載の円偏波アンテナ装置。

［請求項６］（削除）

［請求項７］（削除）

［請求項８］（補正後）上記位相勾配を、

（ａ）上記伝送線路部分、上記直列枝の回路及び上記並列枝の回路を含む回路の数と、

（ｂ）上記磁化の大きさと、

（ｃ）上記並列枝の回路の電気長と

のうちの少なくとも１つを変化させて調整することを特徴とする請求項１～３及び５のうちのいずれか１つに記載の円偏波アンテナ装置。

［請求項９］（補正後）上記第１及び第２の反射器はそれぞれ、

（１）インピーダンスが０、もしくは所定値以下の値を有するインピーダンスである第１の設定条件と、

（２）アドミタンスが０、もしくは所定値以下の値を有するアドミタンスである第２の設定条件と、

（３）互いに複素共役の関係を有するリアクタンス素子を有する第３の設定条件とのうちの１つの設定条件を満たすように構成されたことを特徴とする請求項１～３、５及び８のうちのいずれか１つに記載の円偏波アンテナ装置。

条約第１９条（１）に基づく説明書

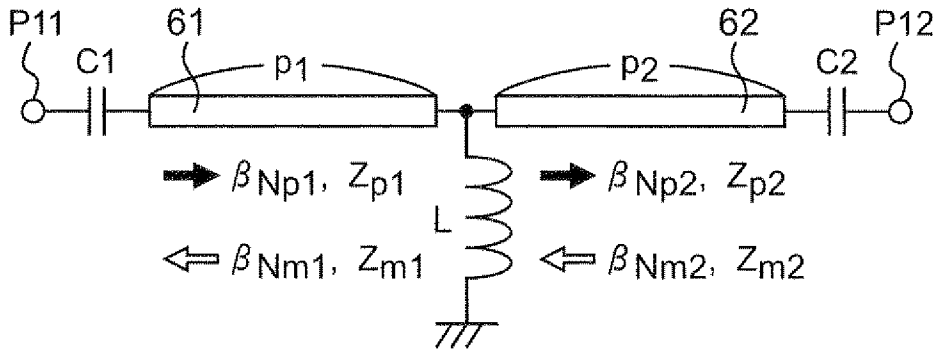
別紙手続補正書において、請求項４、６及び７を削除するとともに、請求項１において、請求項４、６及び７及び図３０（段落０１０８）、図３１（段落０１０９）の実施形態の内容を挿入して「円偏波アンテナ装置」として記載しかつ技術的に明確になるように補正しました。請求項３において、半円形状の実施形態（図３０、段落０１０８）の内容を追加するように補正しました。請求項２及び３において「円偏波アンテナ装置」として記載し、請求項５、８及び９において従属先の請求項番号を補正しました。

補正後の本願発明に係る円偏波アンテナ装置は、非相反伝送線路装置は非線形形状で形成され、（Ａ）上記非相反伝送線路装置の略中心部を挟んで互いに対向する位置にある各１対の線路部分間の位相差が実質的に１８０度であることと、（Ｂ）上記非相反伝送線路装置の略中心部を挟んで互いに同じ側にありかつ互いに隣接する位置にある各１対の線路部分間の位相差が実質的に０度であることと、（Ｃ）上記非相反伝送線路装置の略直交する位置にある少なくとも１対の複合線路部分間の位相差が実質的に９０度であることとの少なくともいずれか一つであるように構成したことを特徴としております。ここで、（Ａ）の構成は円形状等の一巻きリング形状に対応し、（Ｂ）の構成は複数回巻きのリング形状に対応し、（Ｃ）の構成は９０度移相器なしで構成された半円形状（図３０）又はＬ型形状（図３１）に対応しております。従って，本発明によれば、従来技術に比較してコンパクトで軽量な円偏波アンテナ装置を提供することができるという特有の効果を有しております。

以　上

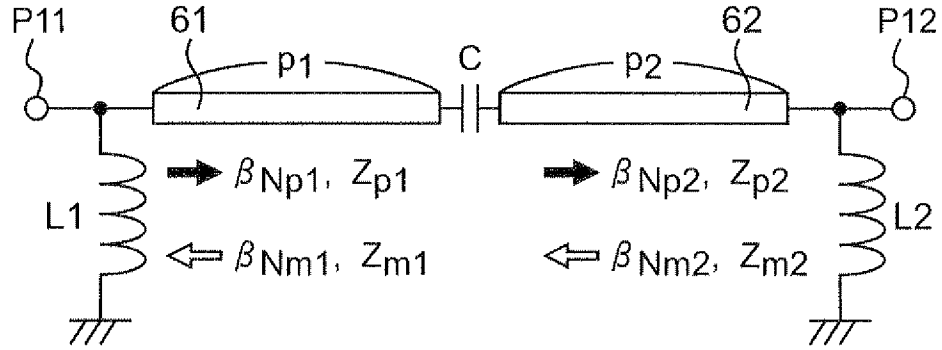
[図1]

60A



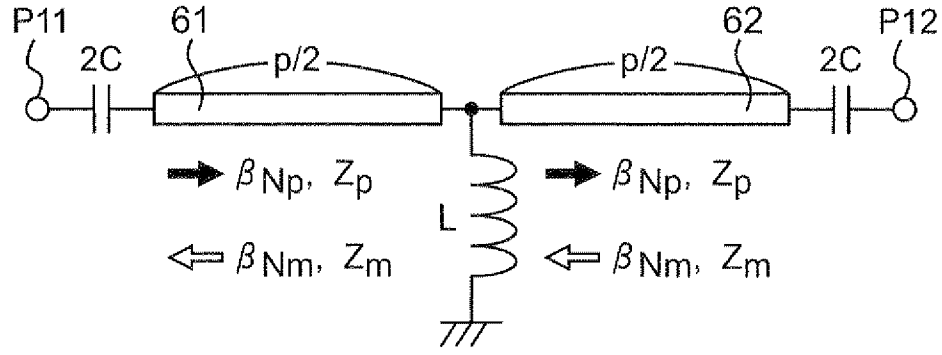
[図2]

60B

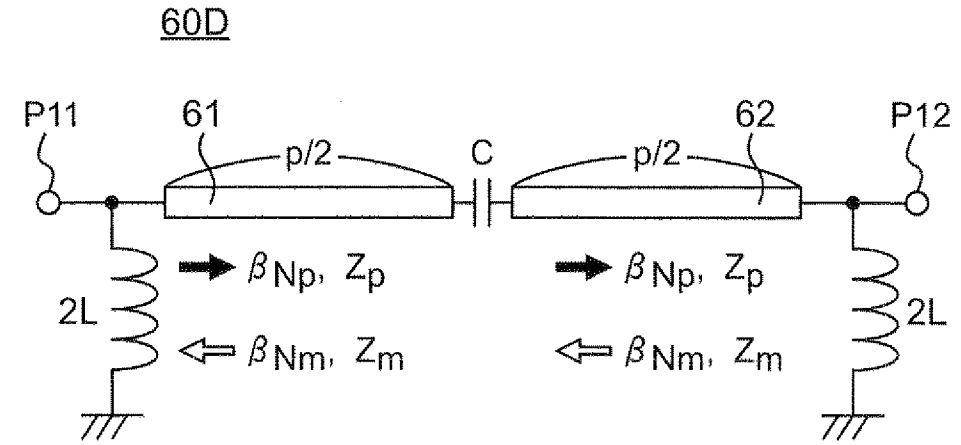


[図3]

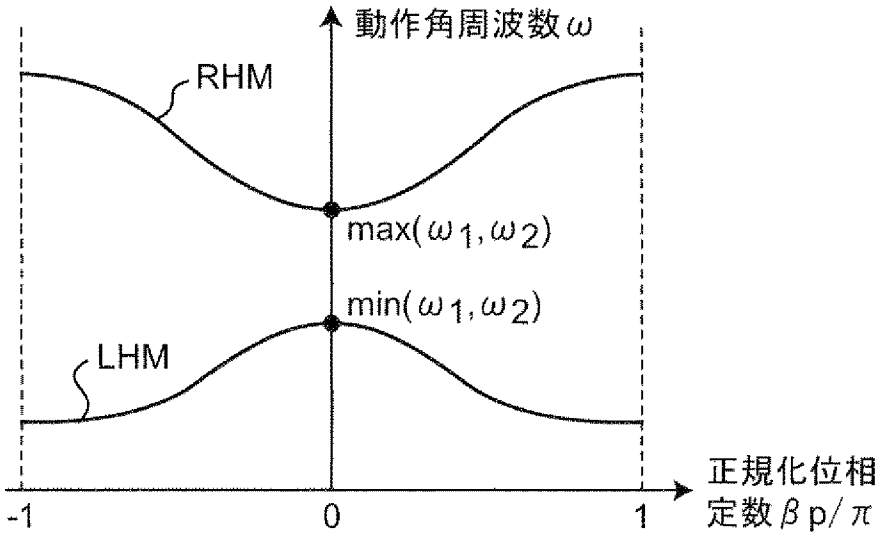
60C



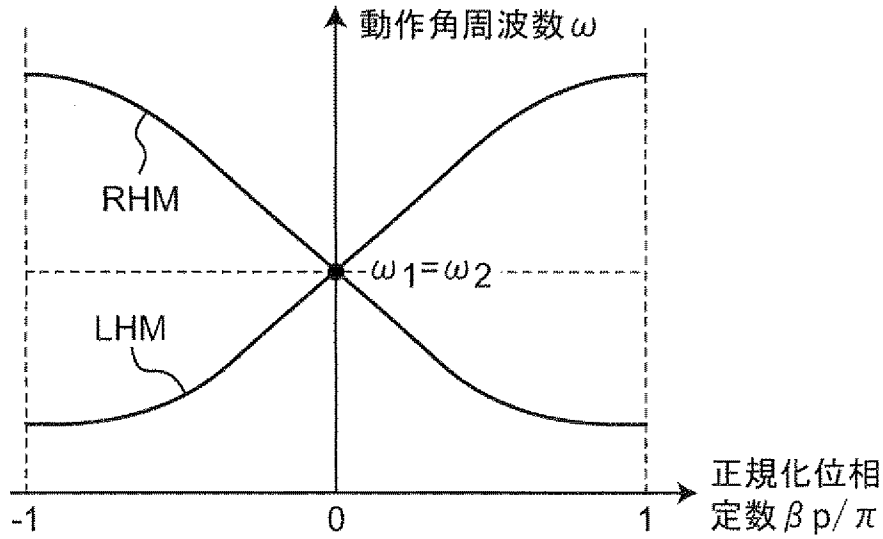
[図4]


60D
P11
61
p/2
C
p/2
62
P12
2L
βNp, Zp
βNm, Zm
βNp, Zp
βNm, Zm
2L

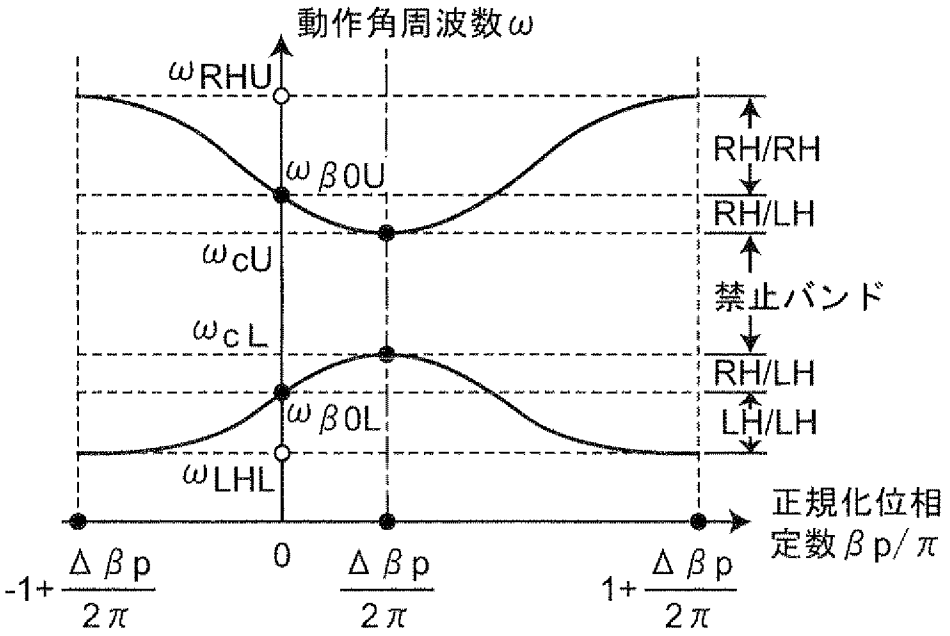
[図5]


動作角周波数ω
RHM
max(ω1,ω2)
min(ω1,ω2)
LHM
-1
0
1
正規化位相
定数βp/π

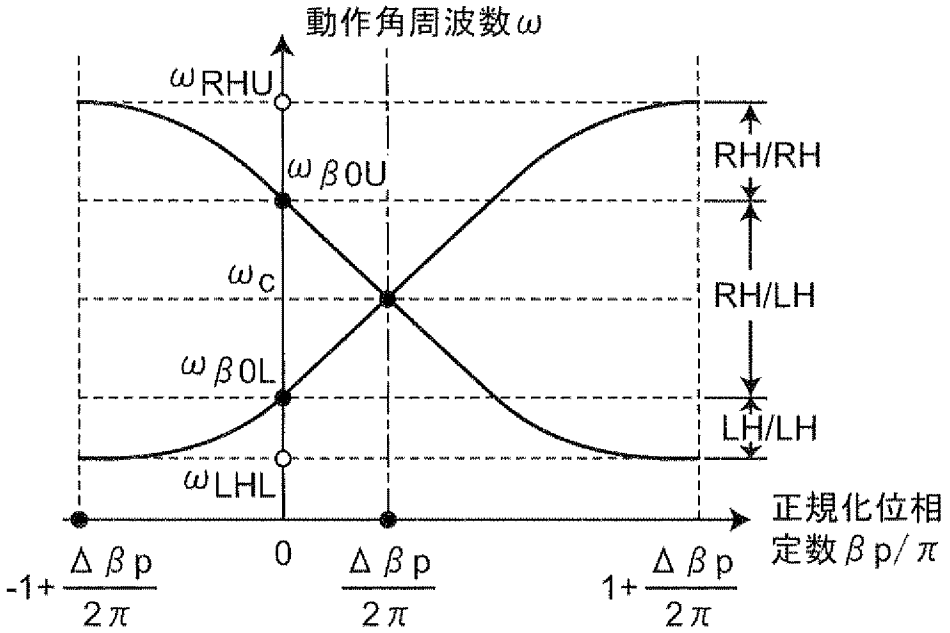
[図6]


動作角周波数ω
RHM
ω1=ω2
LHM
-1
0
1
正規化位相
定数βp/π

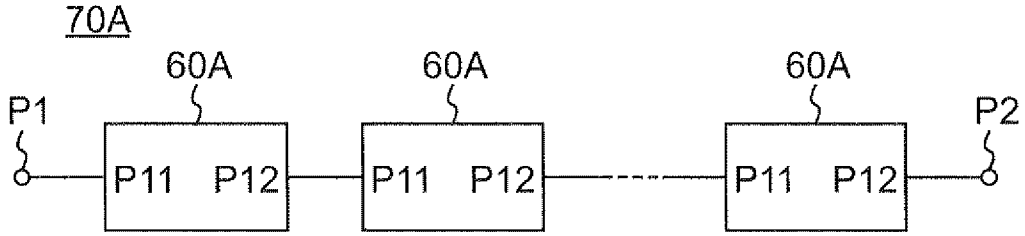
[図7]


動作角周波数ω
ωRHU
ωβ0U
ωcU
ωcL
ωβ0L
ωLHL
RH/RH
RH/LH
禁止バンド
RH/LH
LH/LH
正規化位相
定数βp/π
-1+Δβp/2π
0
Δβp/2π
1+Δβp/2π

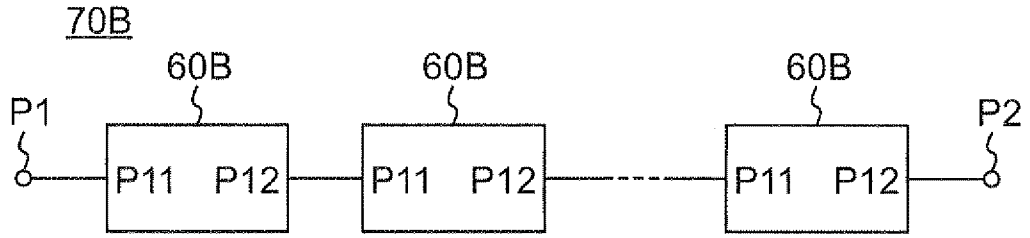
[図8]


動作角周波数ω
ωRHU
ωβ0U
ωc
ωβ0L
ωLHL
RH/RH
RH/LH
LH/LH
正規化位相
定数βp/π
-1+Δβp/2π
0
Δβp/2π
1+Δβp/2π

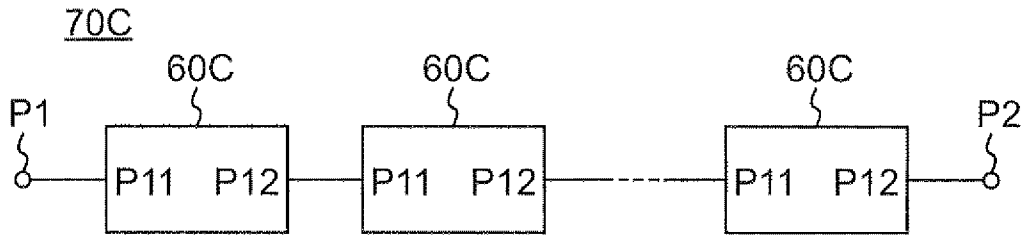
[図9]


70A
60A
60A
60A
P1
P11 P12
P11 P12
P11 P12
P2

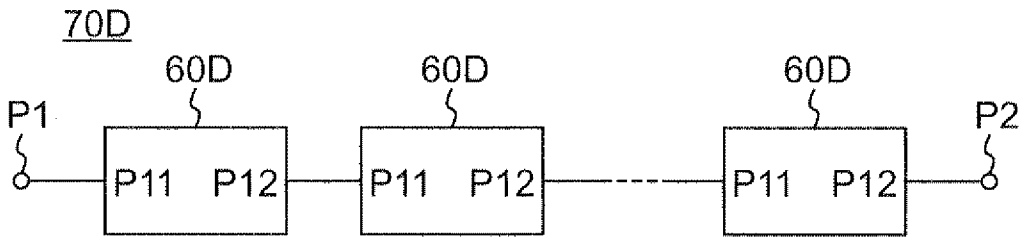
[図10]


70B
60B
60B
60B
P1
P2
P11 P12
P11 P12
P11 P12

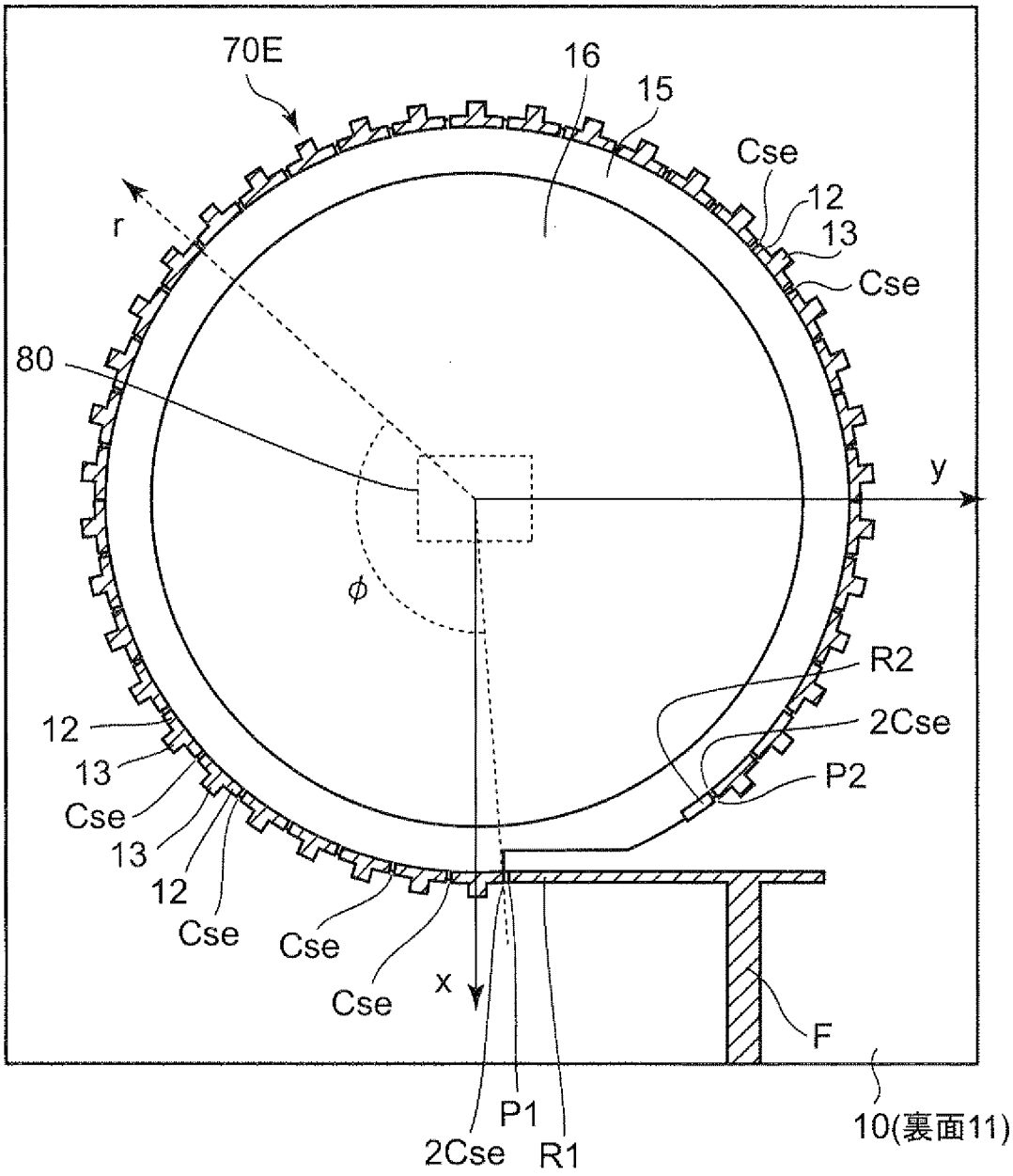
[図11]


70C
60C
60C
60C
P1
P2
P11 P12
P11 P12
P11 P12

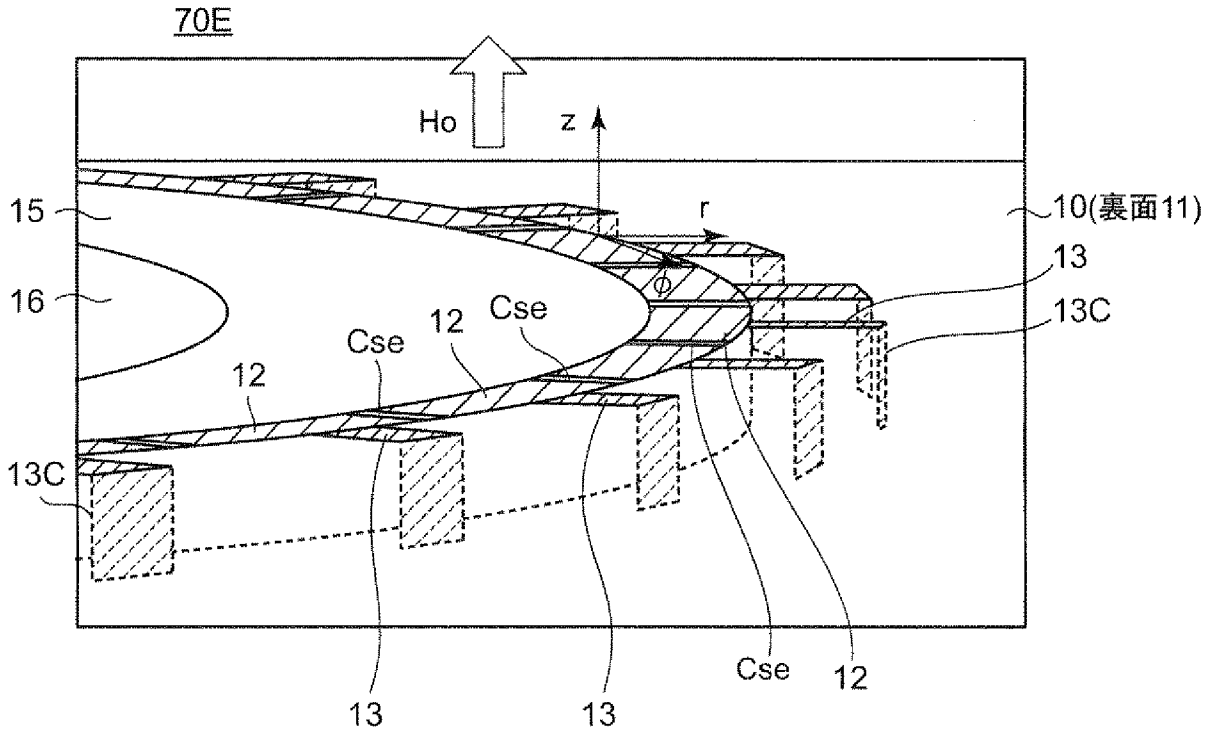
[図12]


70D
60D
60D
60D
P1
P2
P11 P12
P11 P12
P11 P12

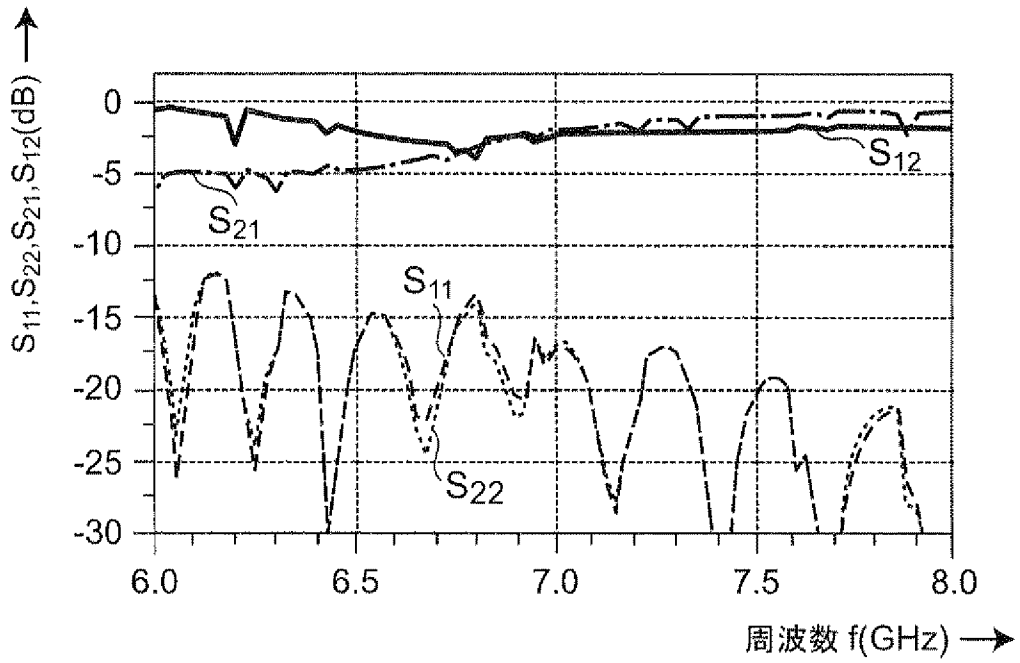
[図13A]


70E
16
15
Cse
12
13
Cse
r
80
y
ϕ
R2
2Cse
P2
12
13
Cse
13
12
Cse
Cse
Cse
x
F
10(裏面11)
P1
2Cse
R1

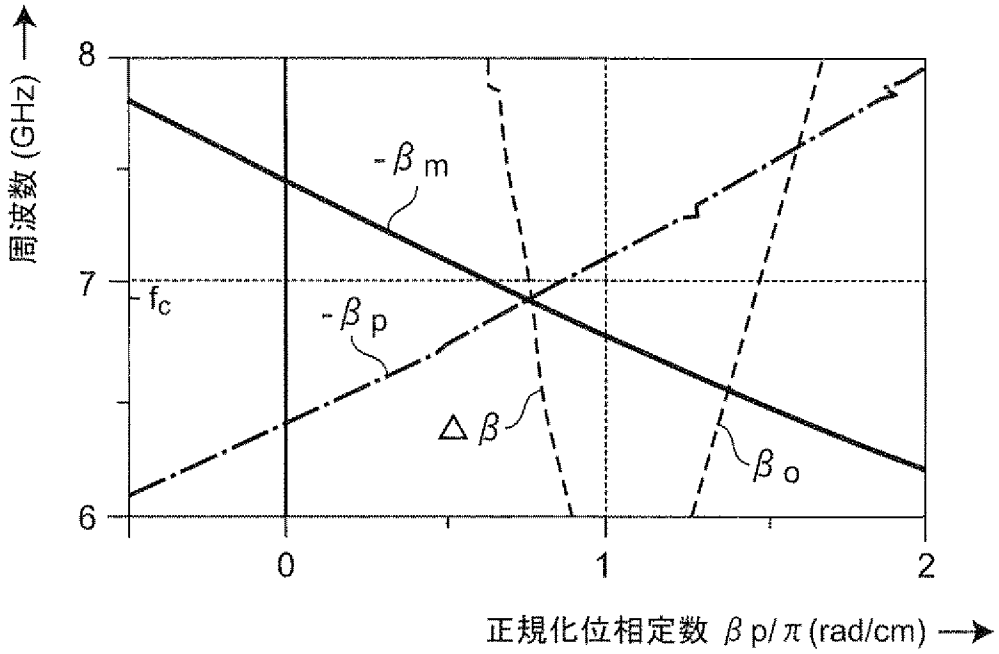
[図13B]


70E
Ho
z
r
15
16
10(裏面11)
13
13C
12
Cse
12
Cse
13C
12
Cse
12
13
13

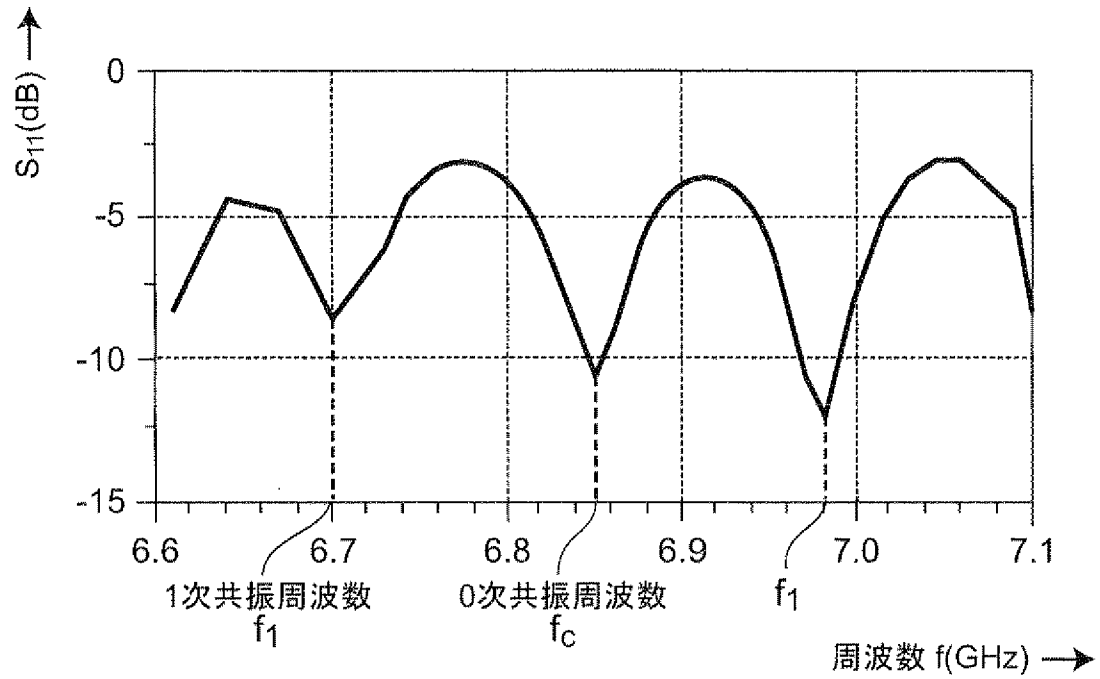
[図14A]


S_{11},S_{22},S_{21},S_{12}(dB)
0
-5
-10
-15
-20
-25
-30
S_{12}
S_{21}
S_{11}
S_{22}
6.0
6.5
7.0
7.5
8.0
周波数 f(GHz)

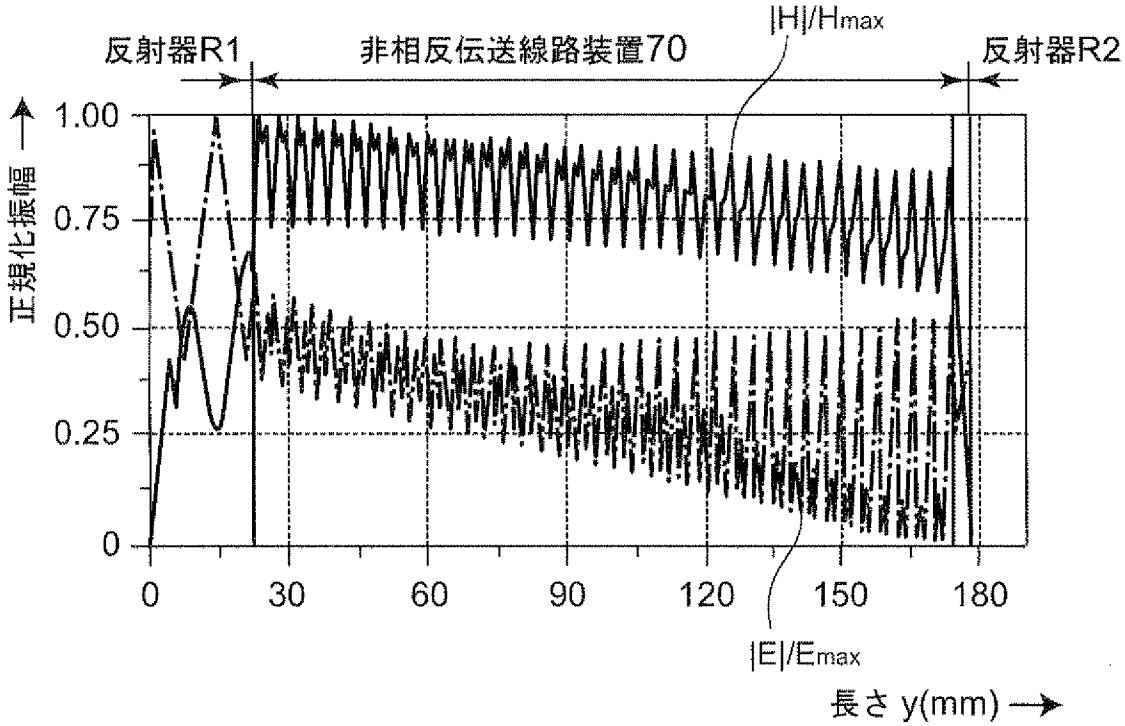
[図14B]


周波数 (GHz)
8
7
6
f_c
$-\beta_m$
$-\beta_p$
$\Delta\beta$
β_o
0
1
2
正規化位相定数 $\beta p/\pi$ (rad/cm)

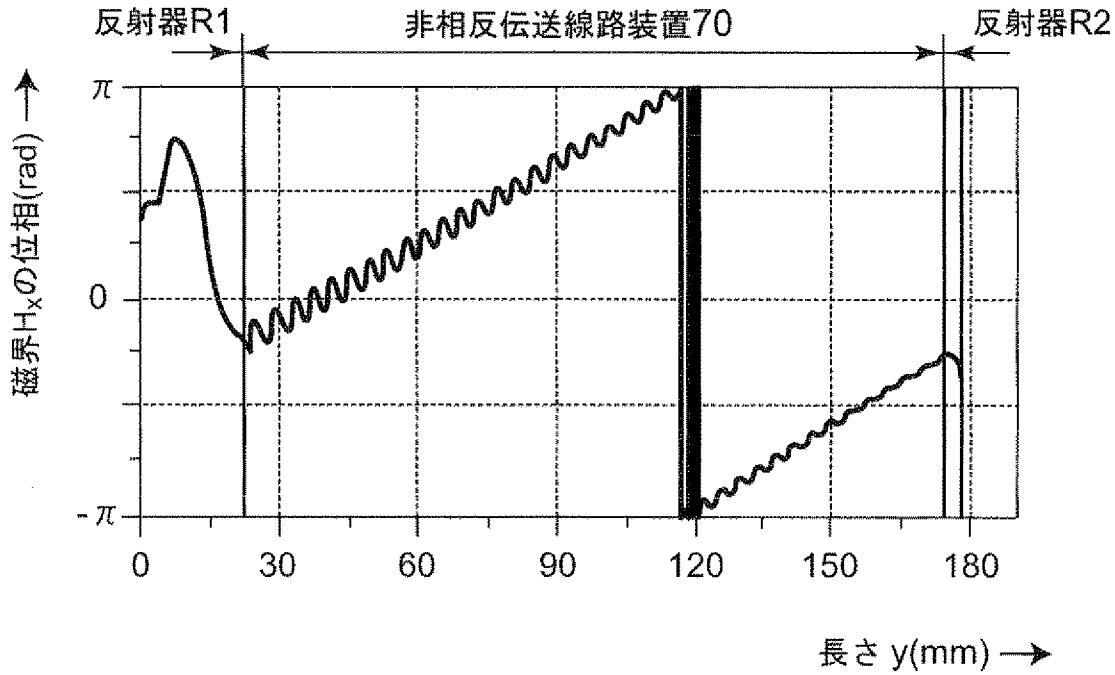
[図15A]


S_{11}(dB)
0
-5
-10
-15
6.6
6.7
6.8
6.9
7.0
7.1
1次共振周波数
f_1
0次共振周波数
f_c
f_1
周波数 f(GHz)

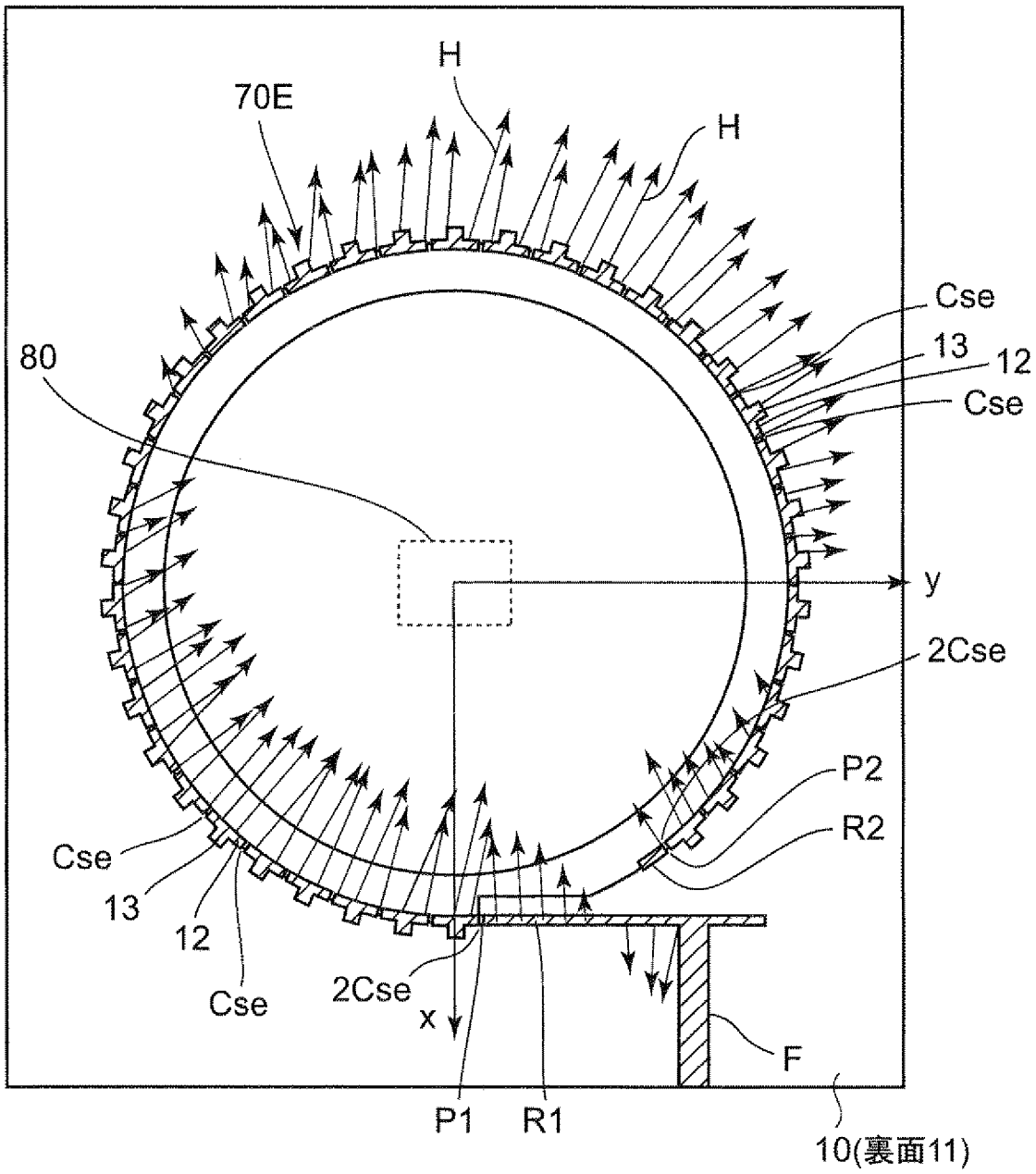
[図15B]


反射器R1
非相反伝送線路装置70
反射器R2
|H|/Hmax
|E|/Emax
正規化振幅
1.00
0.75
0.50
0.25
0
0
30
60
90
120
150
180
長さ y(mm)

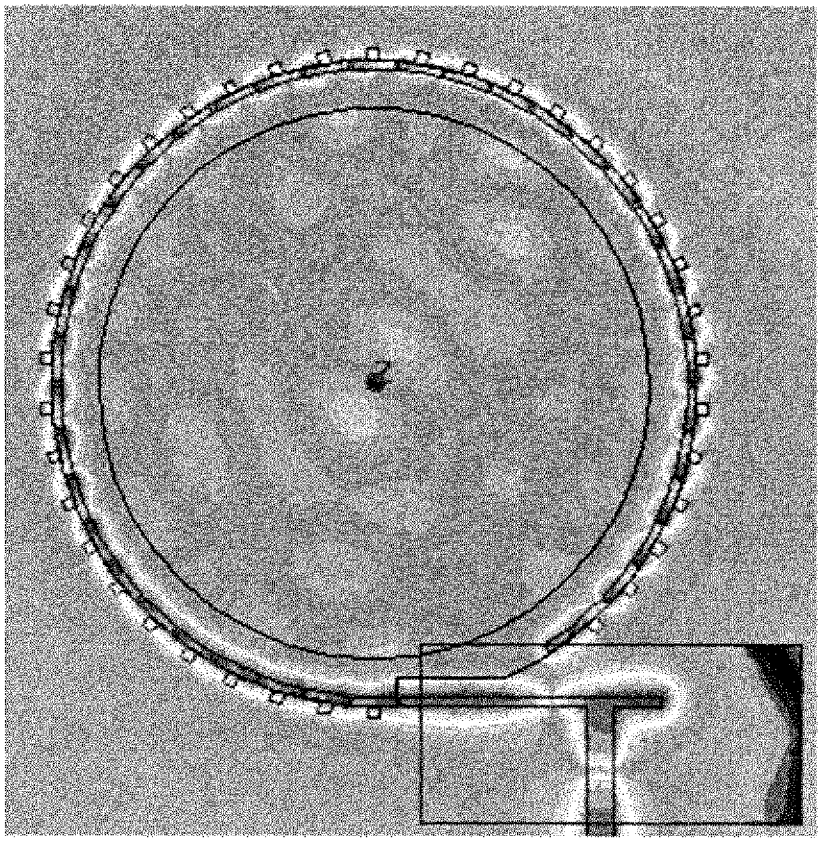
[図15C]


反射器R1
非相反伝送線路装置70
反射器R2
磁界Hxの位相(rad)
π
0
-π
0
30
60
90
120
150
180
長さ y(mm)

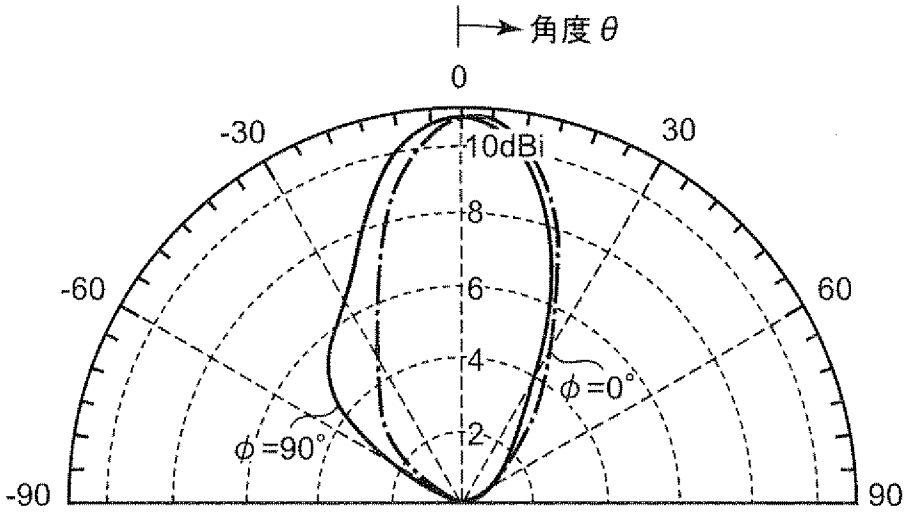
[図16A]


H
70E
H
Cse
13
12
Cse
80
y
2Cse
P2
R2
Cse
13
12
Cse
2Cse
x
F
P1
R1
10(裏面11)

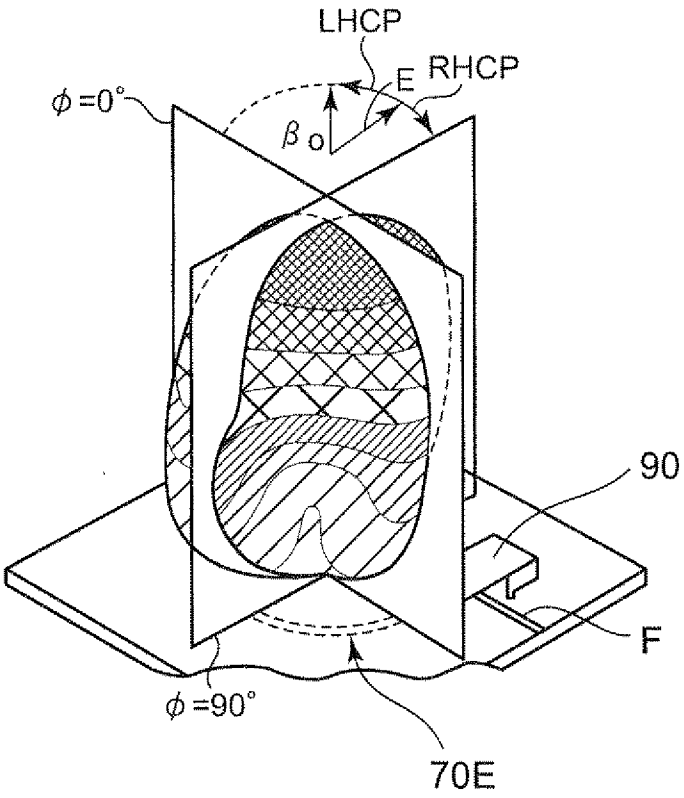
[図16B]



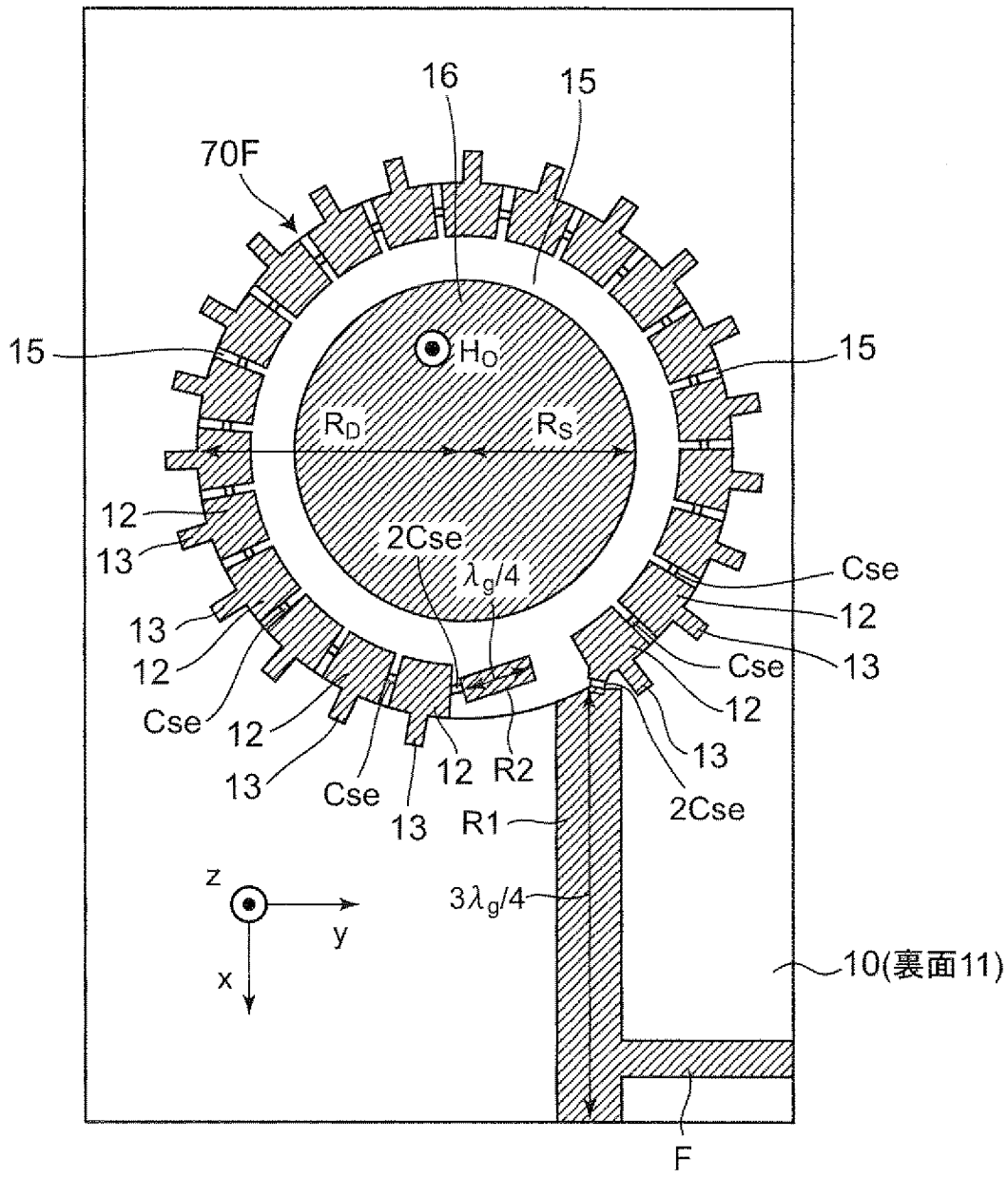
[図16C]



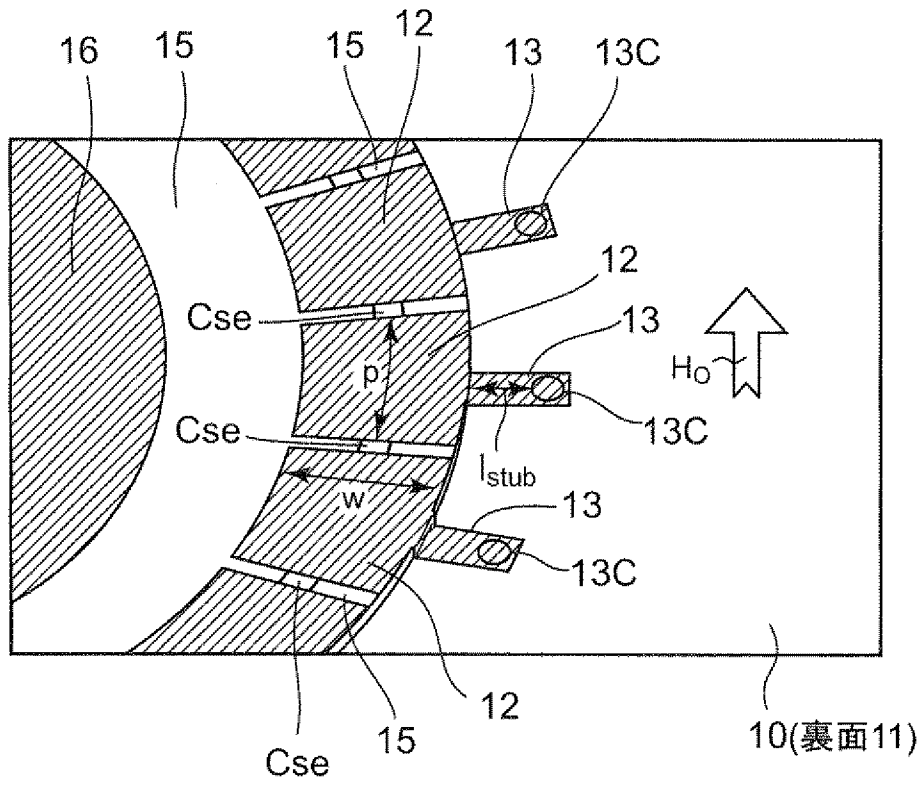
[図16D]



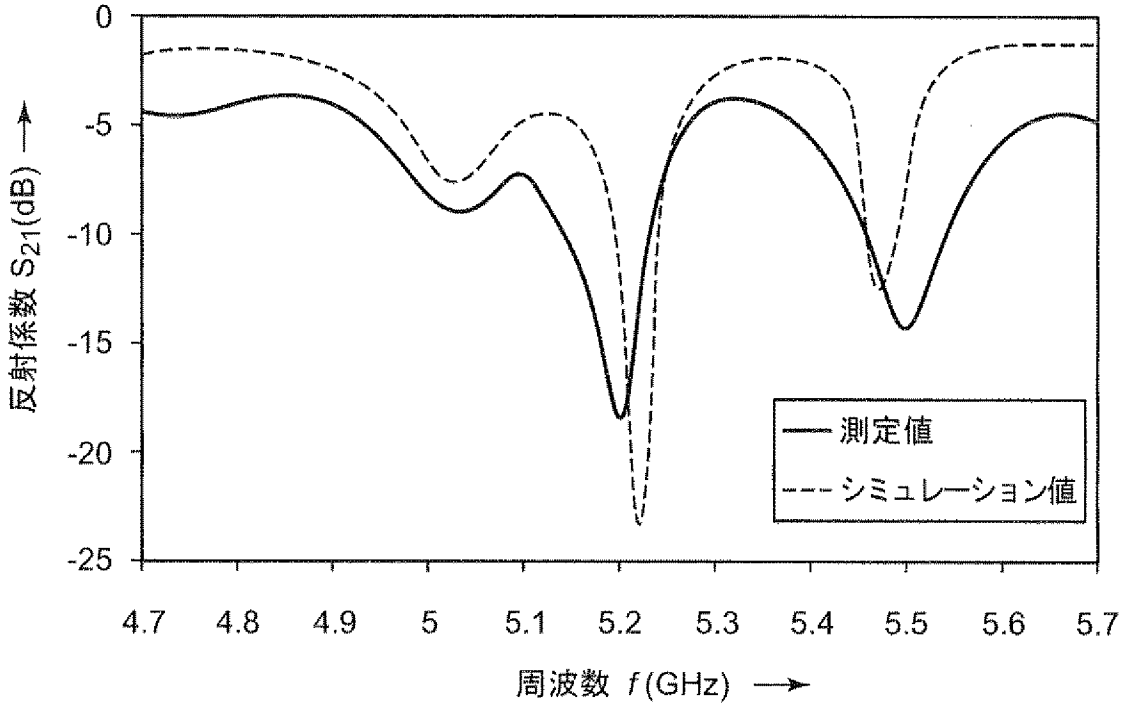
[図17A]


16
15
70F
15
15
H_O
R_D
R_S
12
13
2Cse
$\lambda_g/4$
Cse
12
13
Cse
12
13
12
Cse
12
13
Cse
13
12
R2
R1
13
2Cse
z
y
x
$3\lambda_g/4$
10(裏面11)
F

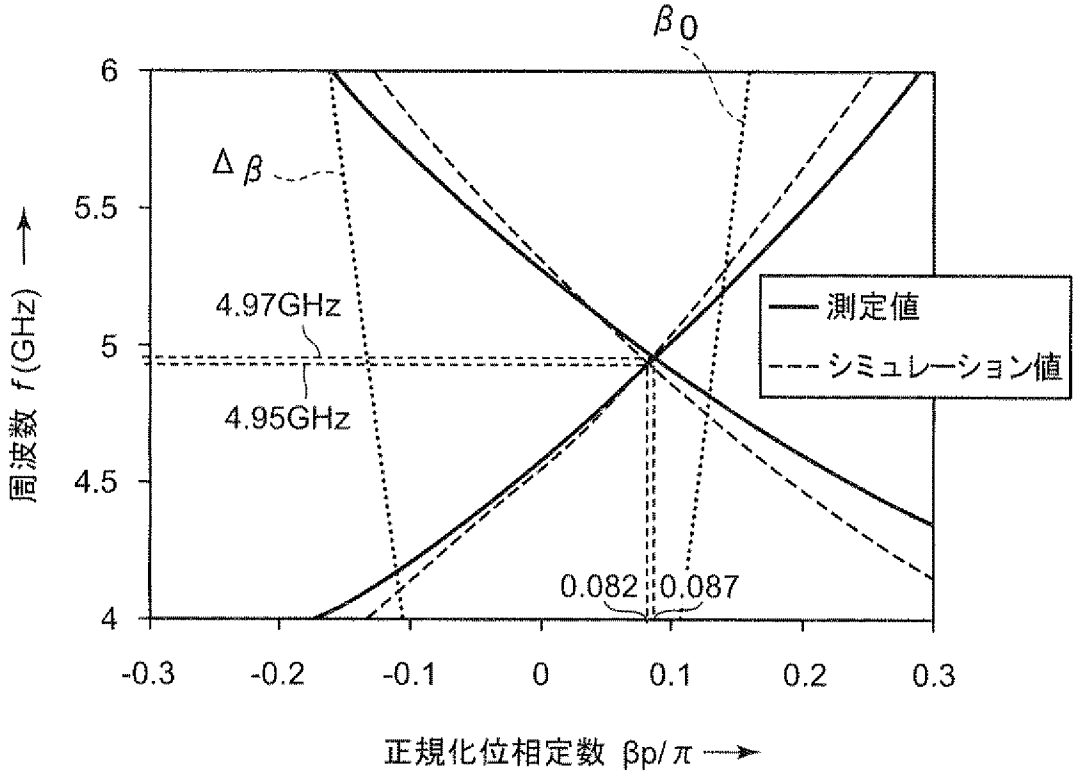
[図17B]


16
15
15
12
13
13C
12
Cse
13
p
Ho
13C
Cse
lstub
w
13
13C
12
15
Cse
10(裏面11)

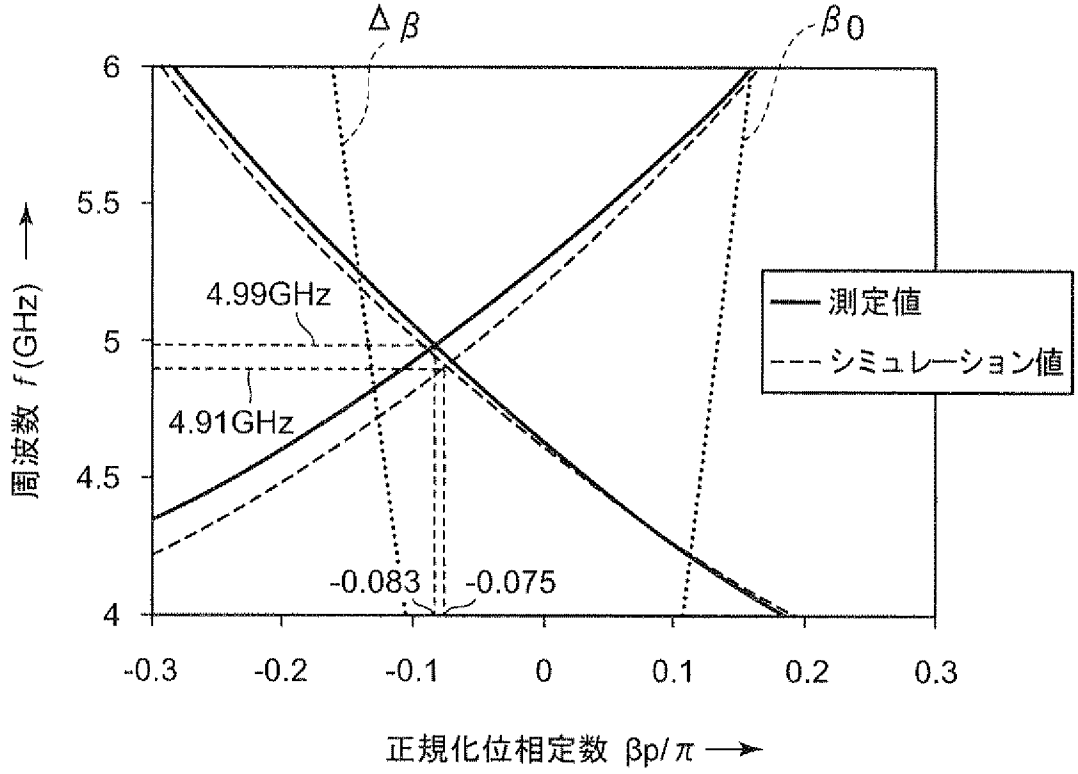
[図18]


0
-5
-10
-15
-20
-25
反射係数 S21(dB)
4.7
4.8
4.9
5
5.1
5.2
5.3
5.4
5.5
5.6
5.7
周波数 f (GHz)
測定値
シミュレーション値

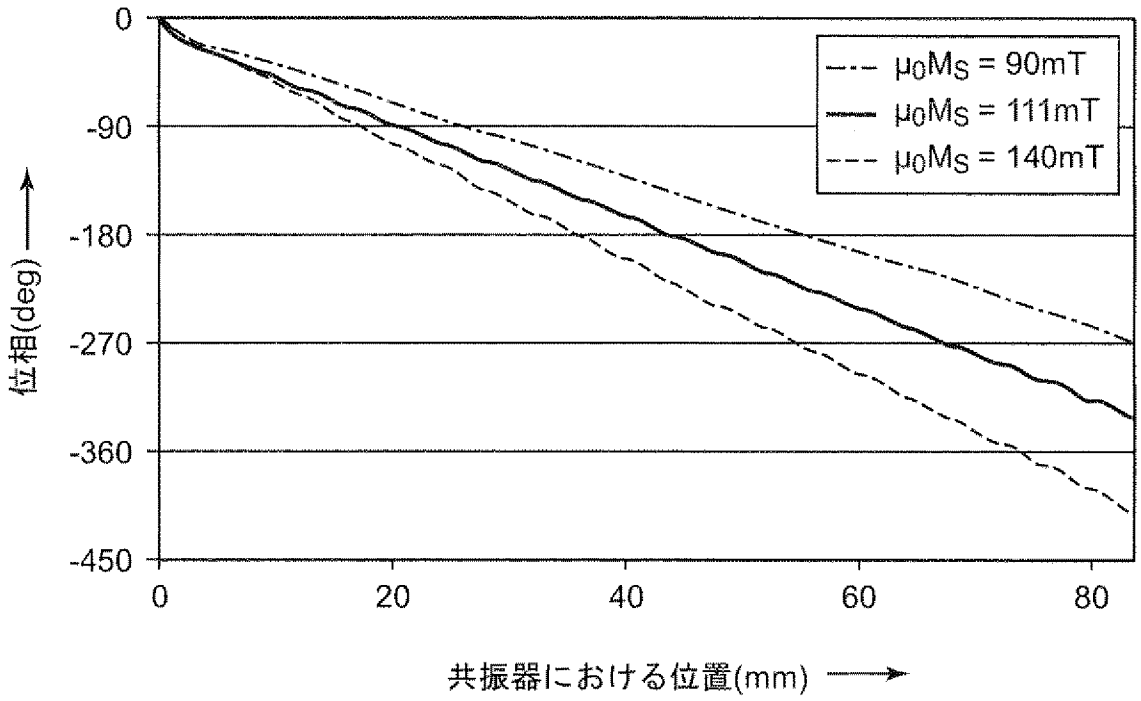
[図19]


β0
Δβ
6
5.5
5
4.5
4
4.97GHz
4.95GHz
0.082
0.087
-0.3
-0.2
-0.1
0
0.1
0.2
0.3
周波数 f (GHz)
正規化位相定数 βp/π
測定値
シミュレーション値

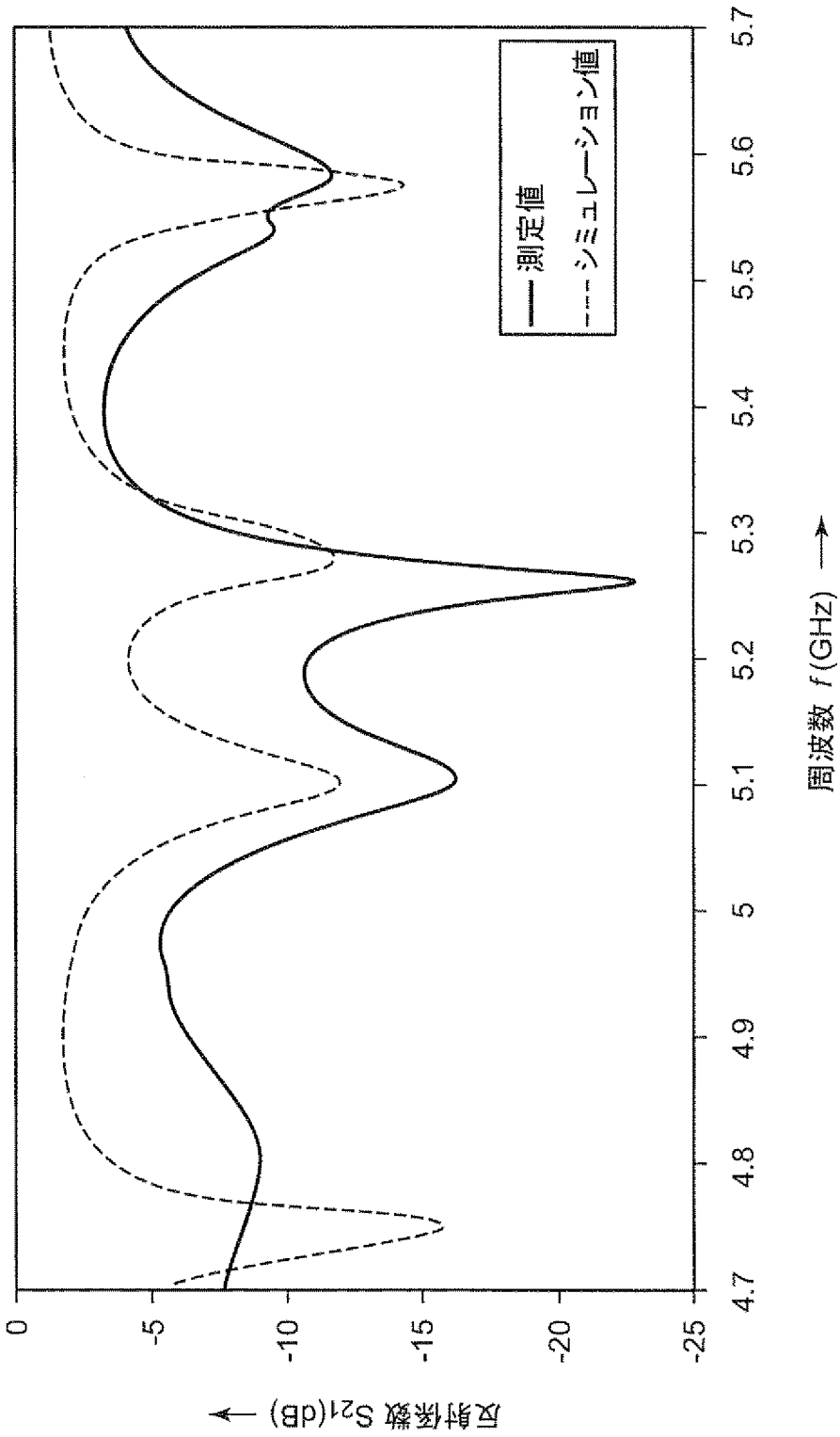
[図20]


Δβ
β0
6
5.5
5
4.5
4
4.99GHz
4.91GHz
-0.083
-0.075
-0.3
-0.2
-0.1
0
0.1
0.2
0.3
周波数 f (GHz)
正規化位相定数 βp/π
測定値
シミュレーション値

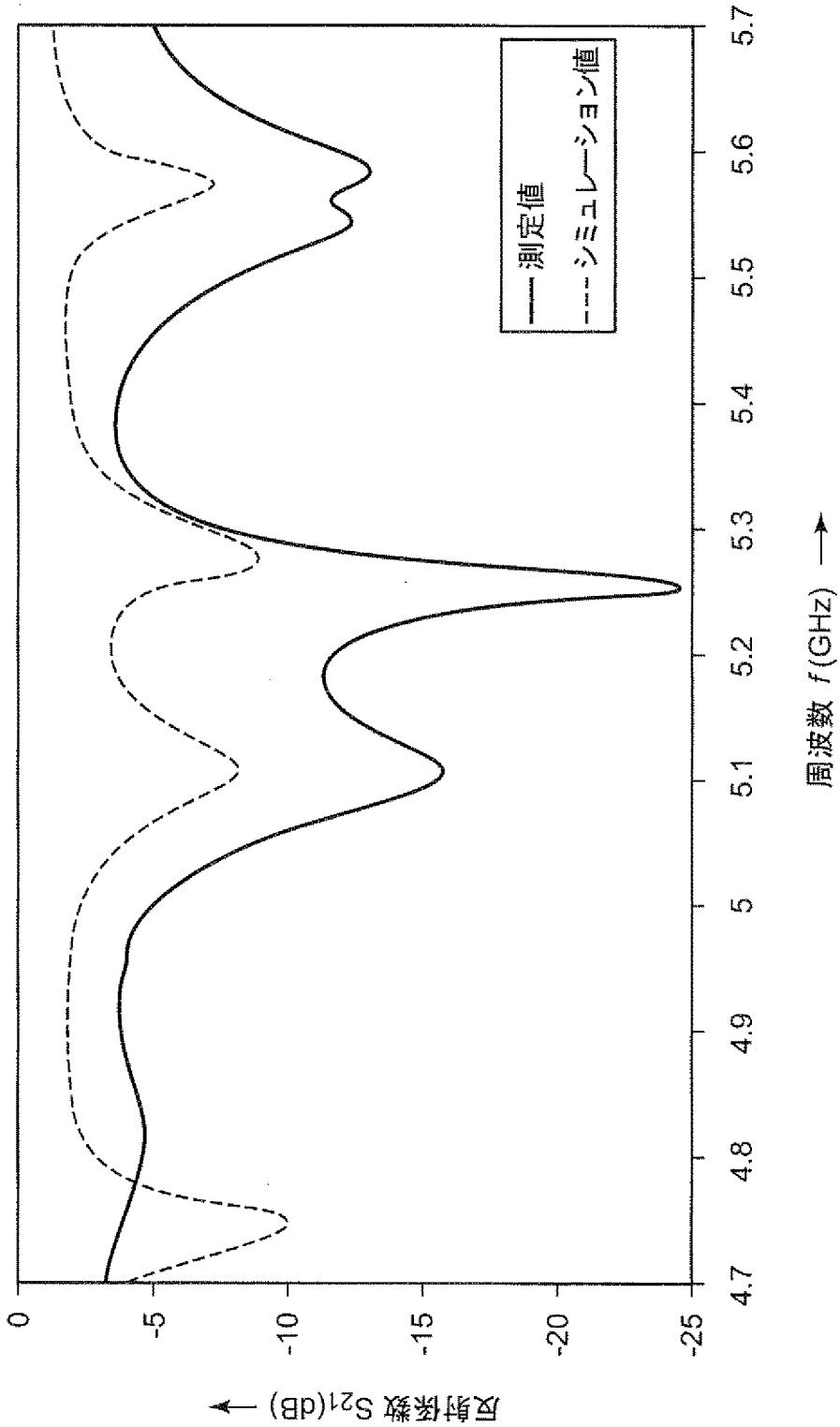
[図21]


0
-90
-180
-270
-360
-450
位相(deg)
0
20
40
60
80
共振器における位置(mm)
μ0MS = 90mT
μ0MS = 111mT
μ0MS = 140mT

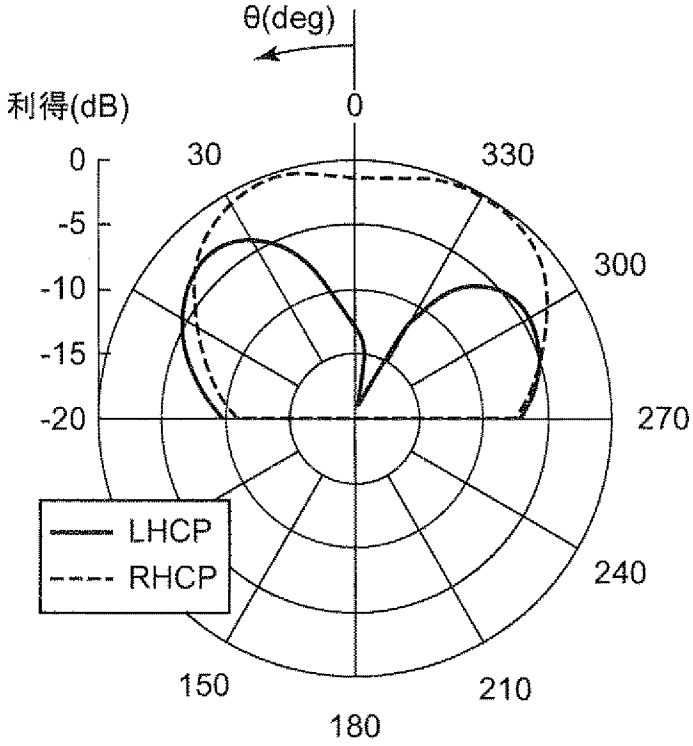
[図22]


測定値
シミュレーション値
反射係数 S21(dB)
周波数 f(GHz)
0
-5
-10
-15
-20
-25
4.7
4.8
4.9
5
5.1
5.2
5.3
5.4
5.5
5.6
5.7

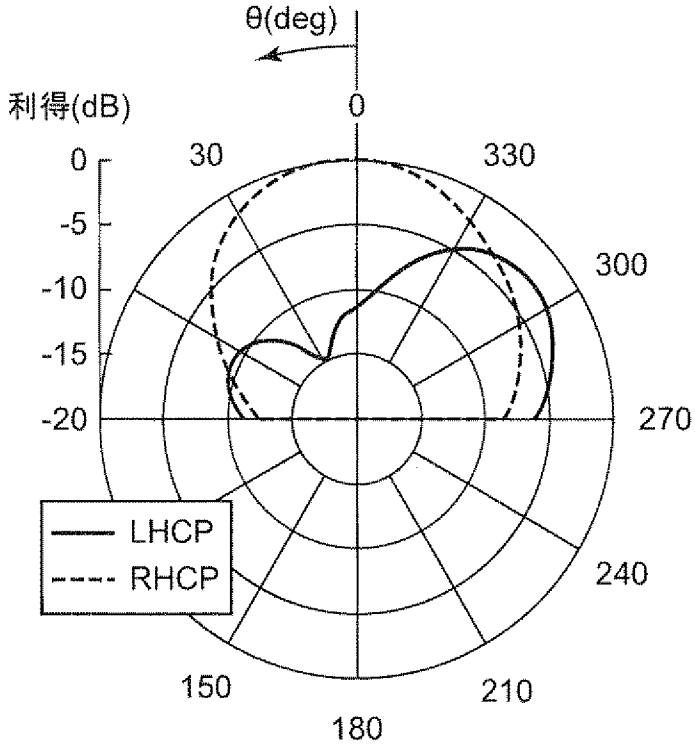
[図23]


測定値
シミュレーション値
反射係数 S21(dB)
周波数 f(GHz)
0
-5
-10
-15
-20
-25
4.7
4.8
4.9
5
5.1
5.2
5.3
5.4
5.5
5.6
5.7

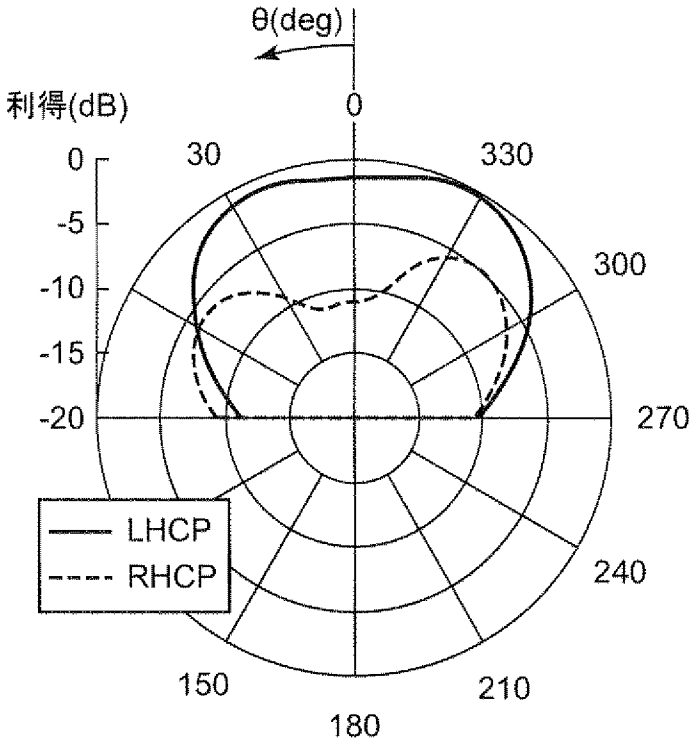
[図24A]


θ(deg)
利得(dB)
0
30
330
0
-5
-10
-15
-20
300
270
240
210
150
180
LHCP
RHCP

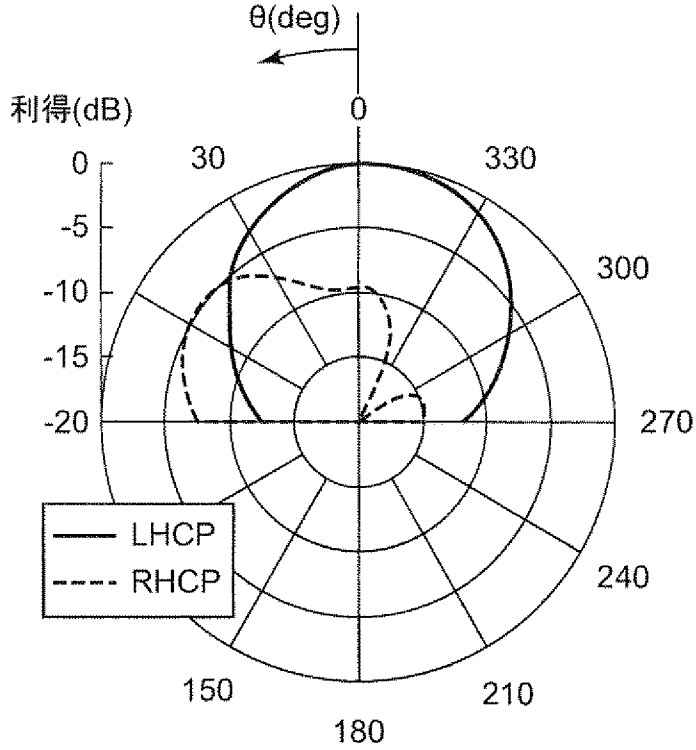
[図24B]


θ(deg)
利得(dB)
0
30
330
0
-5
-10
-15
-20
300
270
240
210
150
180
LHCP
RHCP

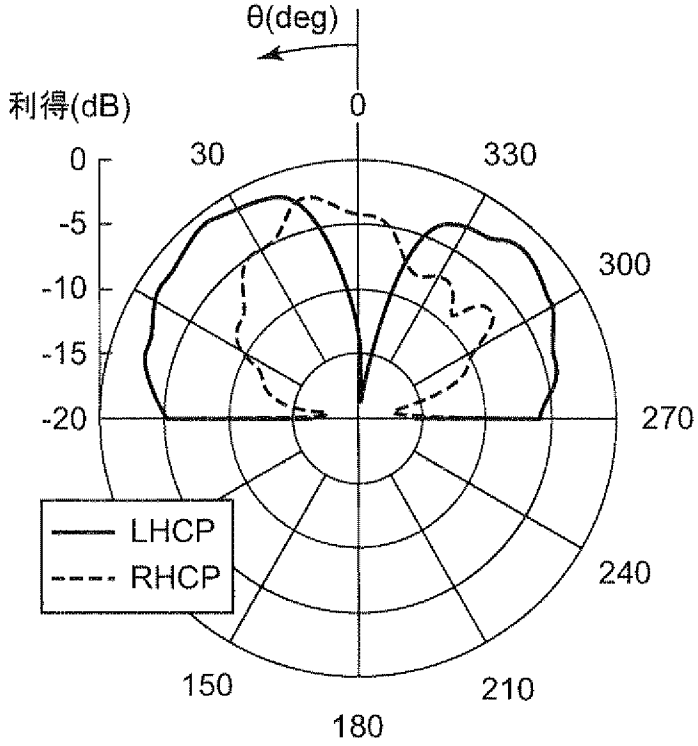
[図24C]


θ(deg)
利得(dB)
0
30
330
300
270
240
210
180
150
0
-5
-10
-15
-20
LHCP
RHCP

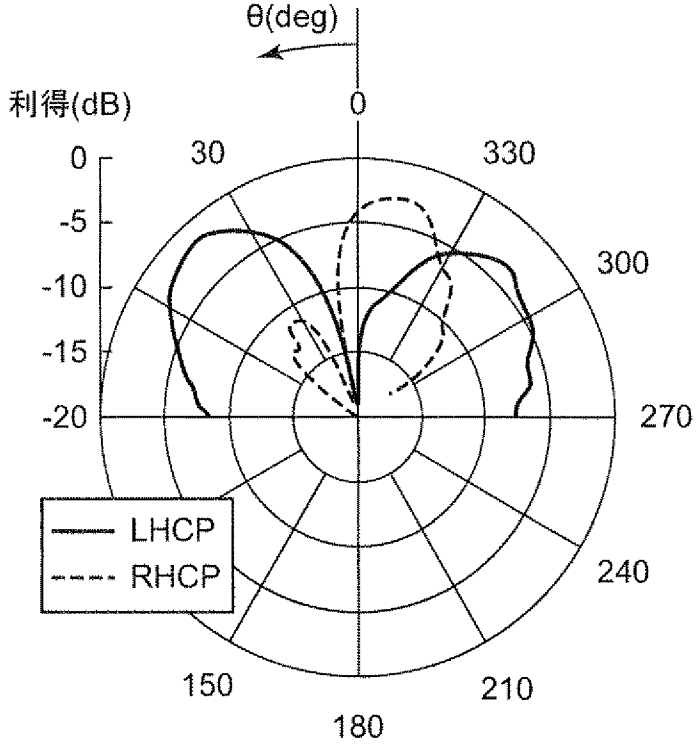
[図24D]


θ(deg)
利得(dB)
0
30
330
300
270
240
210
180
150
0
-5
-10
-15
-20
LHCP
RHCP

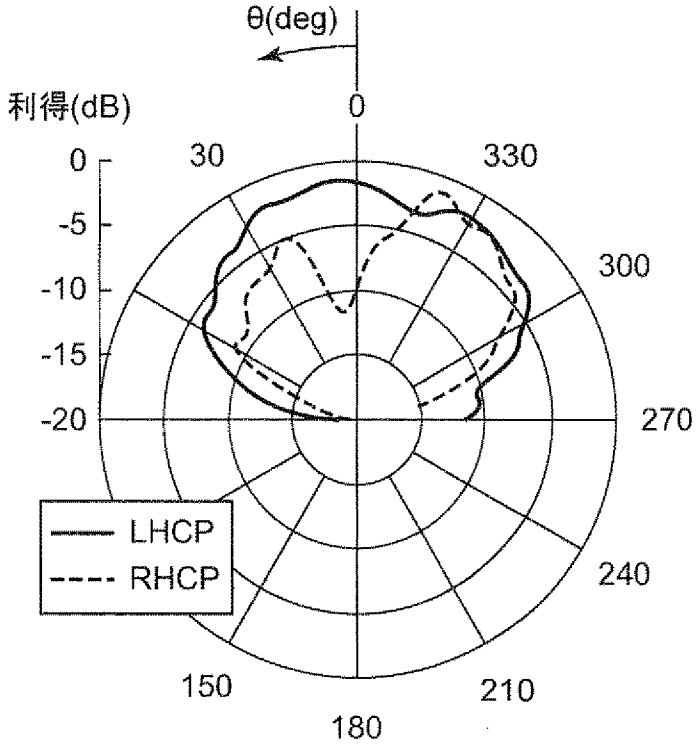
[図25A]


θ(deg)
利得(dB)
0
30
330
0
-5
-10
-15
-20
300
270
240
210
150
180
LHCP
RHCP

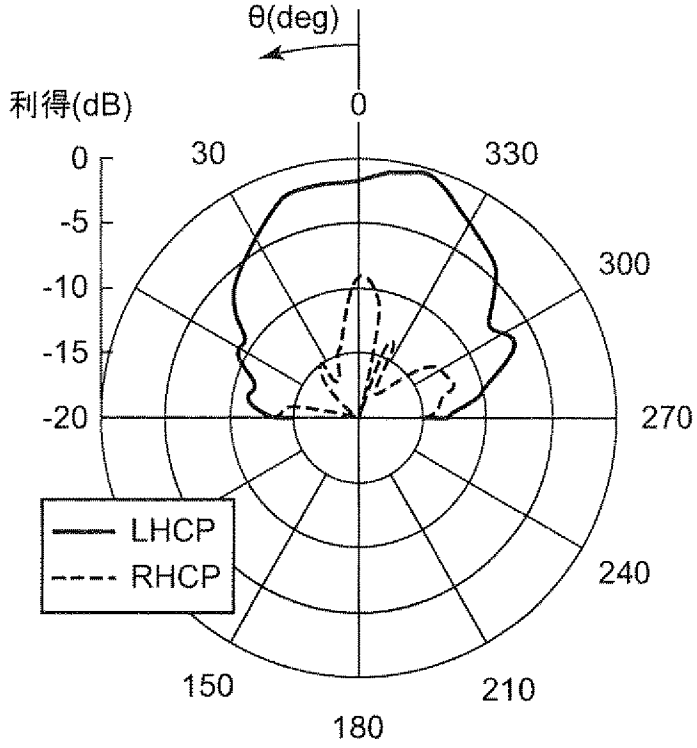
[図25B]


θ(deg)
利得(dB)
0
30
330
0
-5
-10
-15
-20
300
270
240
210
150
180
LHCP
RHCP

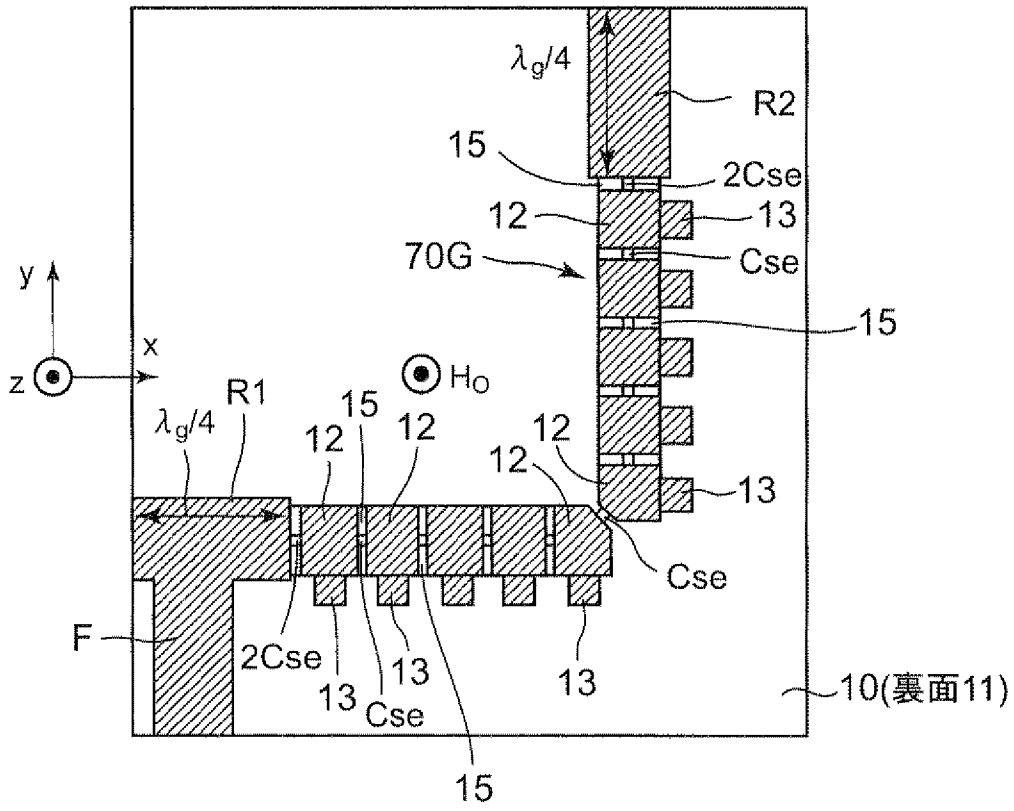
[図25C]


θ(deg)
利得(dB)
0
30
330
0
-5
-10
-15
-20
300
270
240
210
150
180
LHCP
RHCP

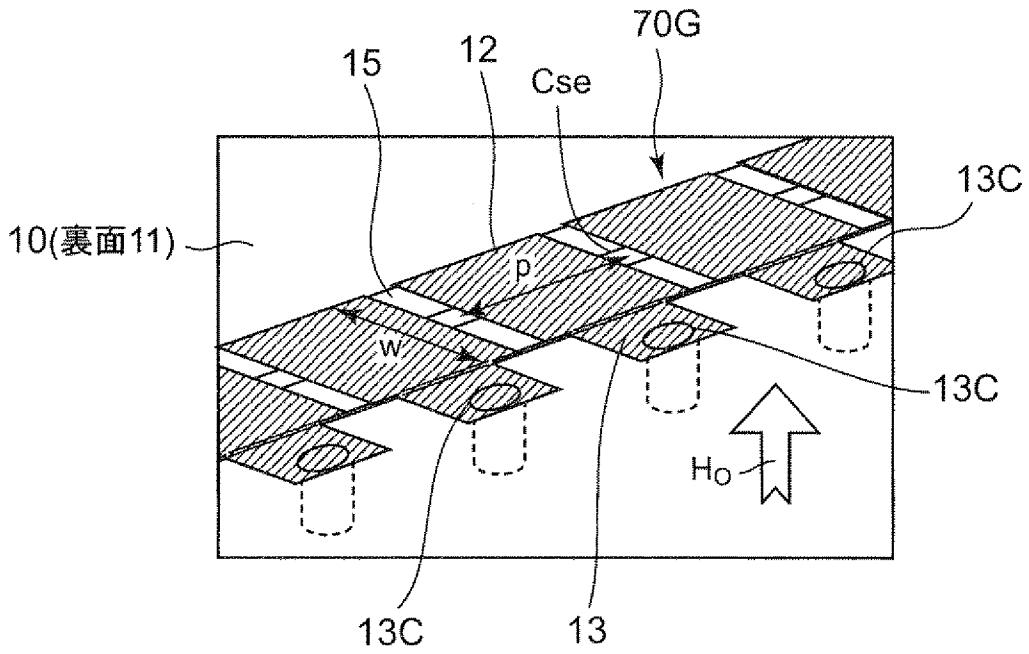
[図25D]


θ(deg)
利得(dB)
0
30
330
0
-5
-10
-15
-20
300
270
240
210
150
180
LHCP
RHCP

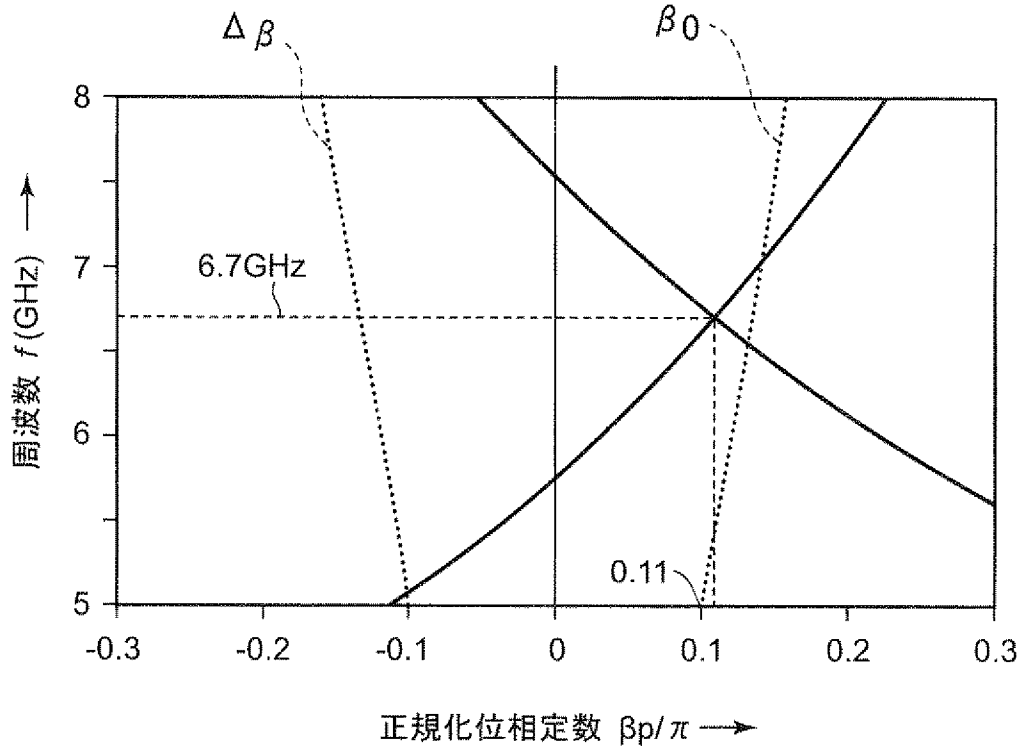
[図26A]


λg/4
R2
15
2Cse
12
13
70G
Cse
15
y
x
z
Ho
R1
λg/4
15
12
12
12
12
13
Cse
F
2Cse
13
13
Cse
13
15
10(裏面11)

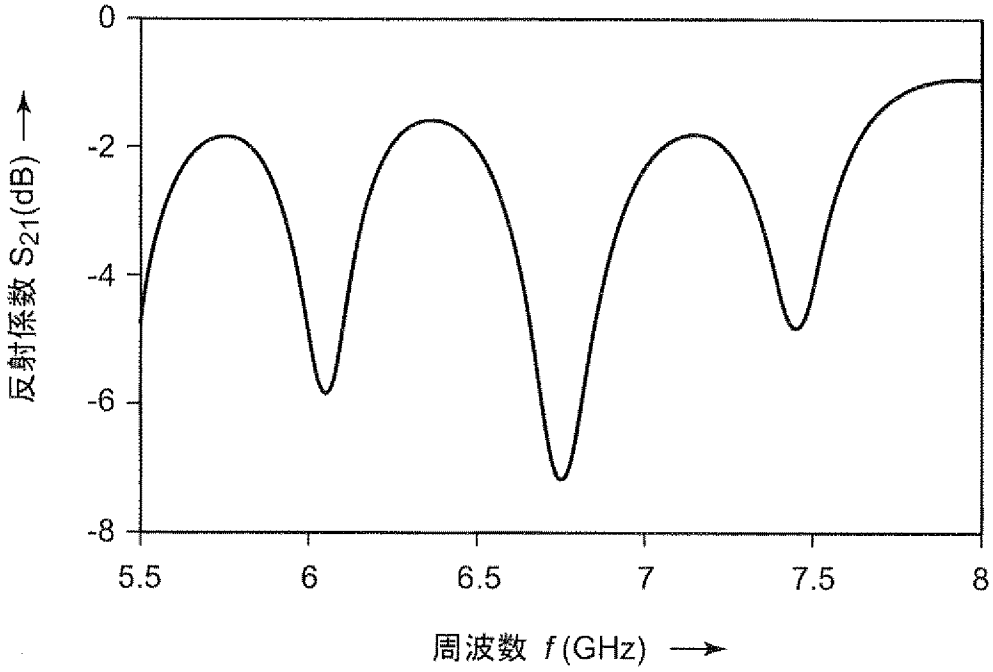
[図26B]


70G
15
12
Cse
13C
10(裏面11)
p
w
13C
Ho
13C
13

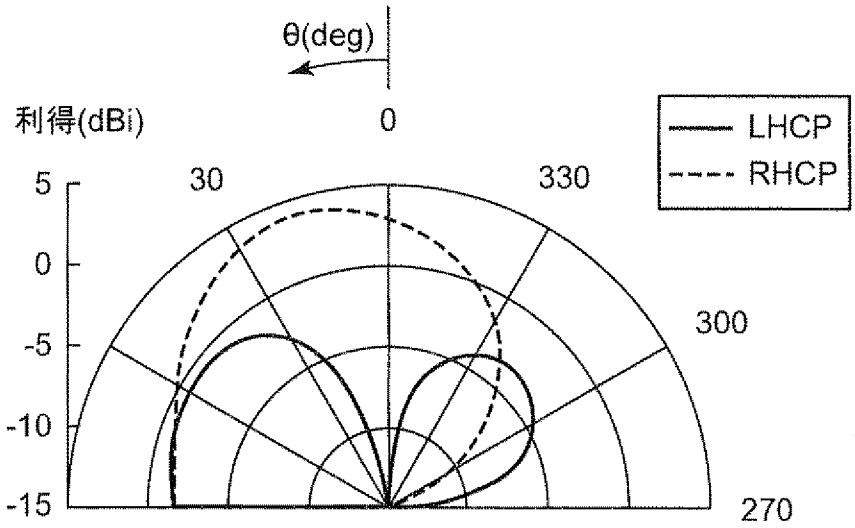
[図27]


Δβ
β0
8
7
6
5
6.7GHz
0.11
-0.3
-0.2
-0.1
0
0.1
0.2
0.3
周波数 f(GHz)
正規化位相定数 βp/π

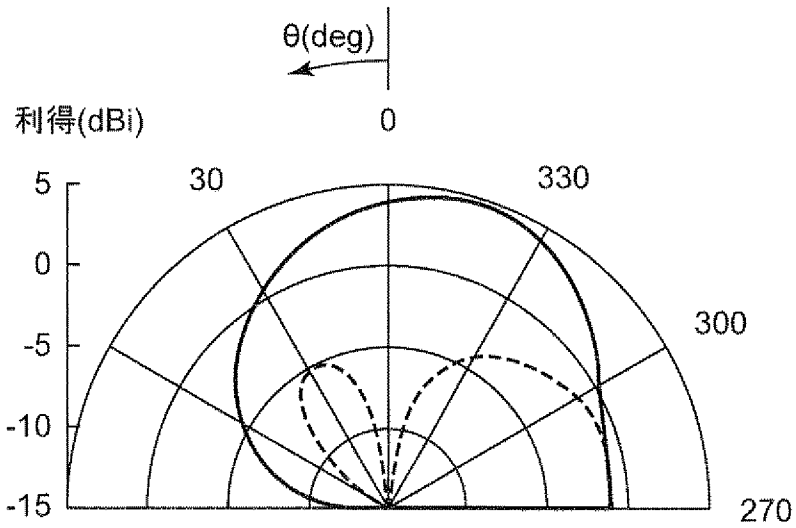
[図28]


0
-2
-4
-6
-8
5.5
6
6.5
7
7.5
8
反射係数 S21(dB)
周波数 f(GHz)

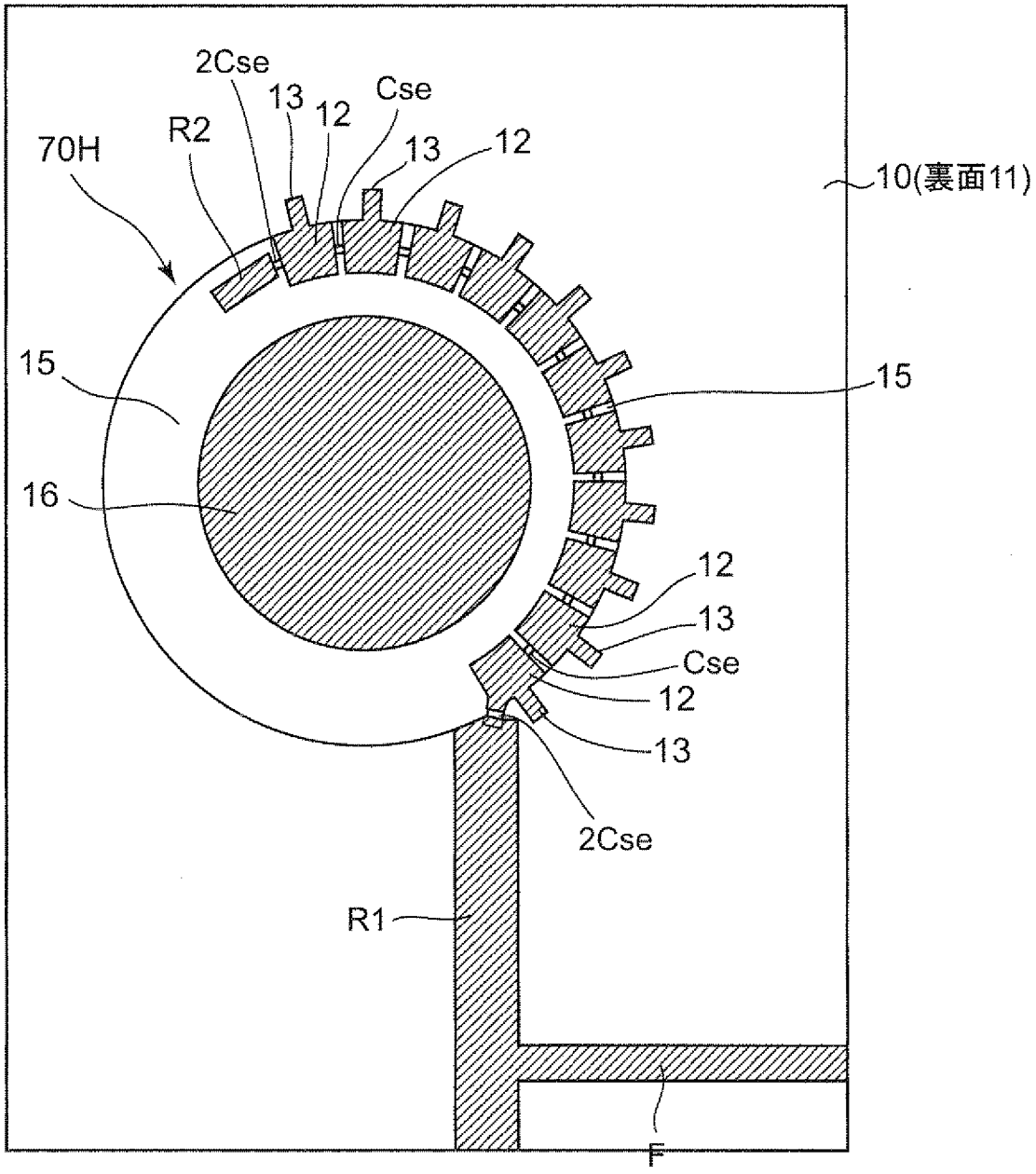
[図29A]


θ(deg)
0
利得(dBi)
5
0
-5
-10
-15
30
330
300
270
LHCP
RHCP

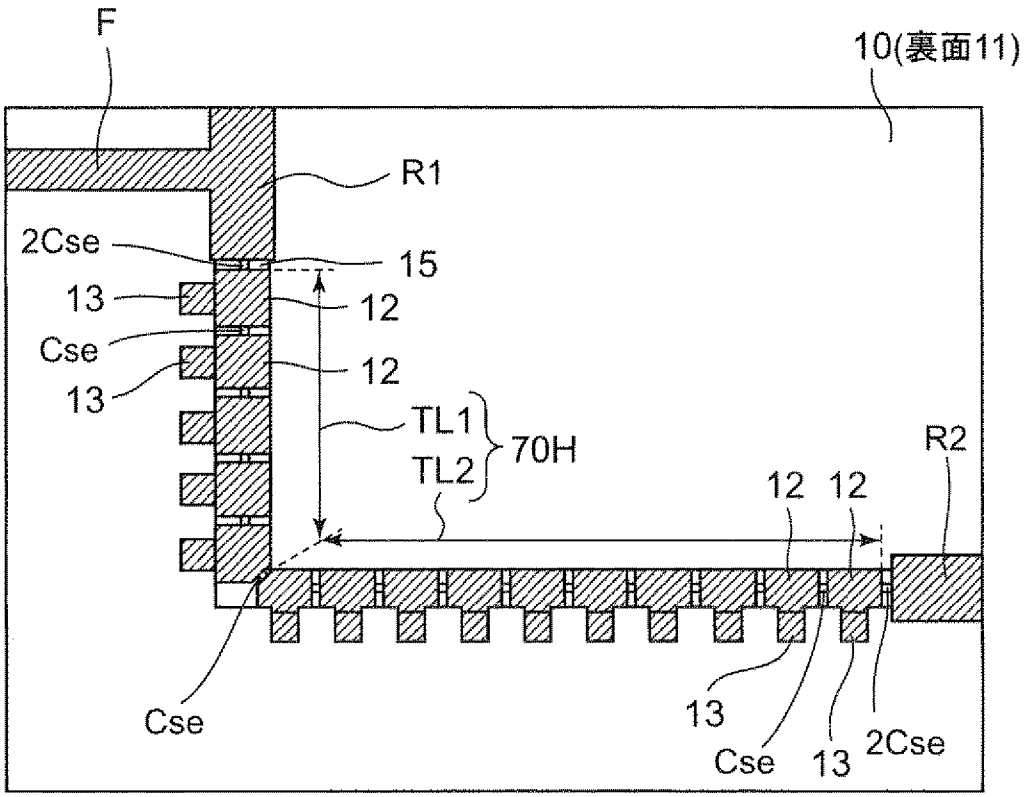
[図29B]


θ(deg)
0
利得(dBi)
5
0
-5
-10
-15
30
330
300
270

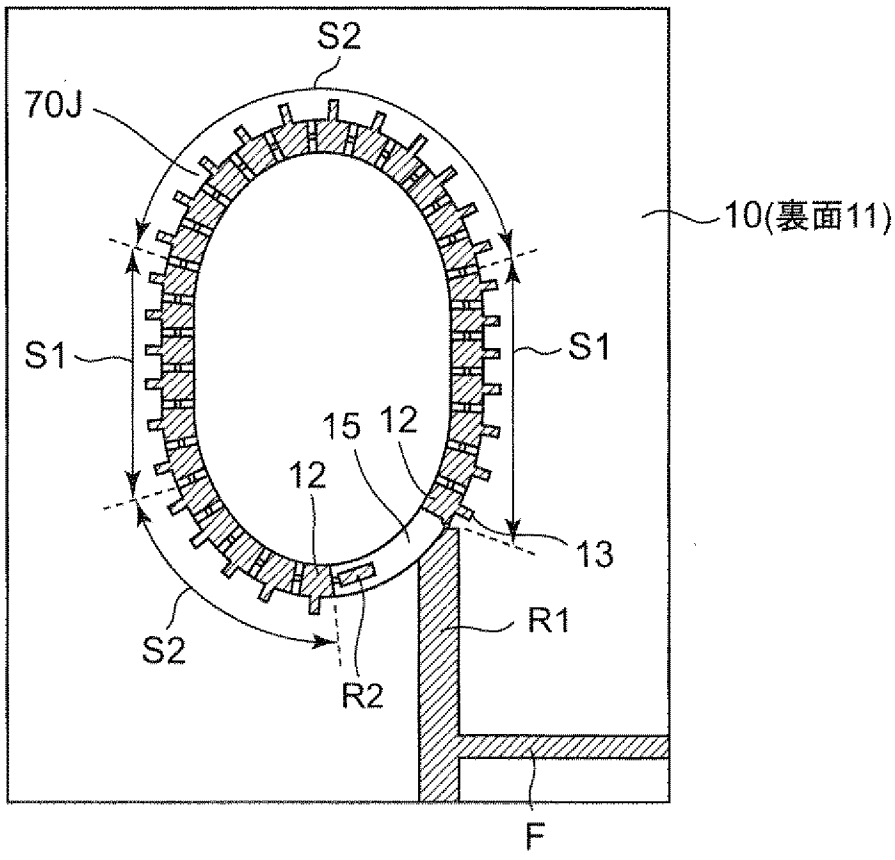
[図30]


2Cse
13
12
Cse
R2
70H
13
12
10(裏面11)
15
15
16
12
13
Cse
12
13
2Cse
R1
F

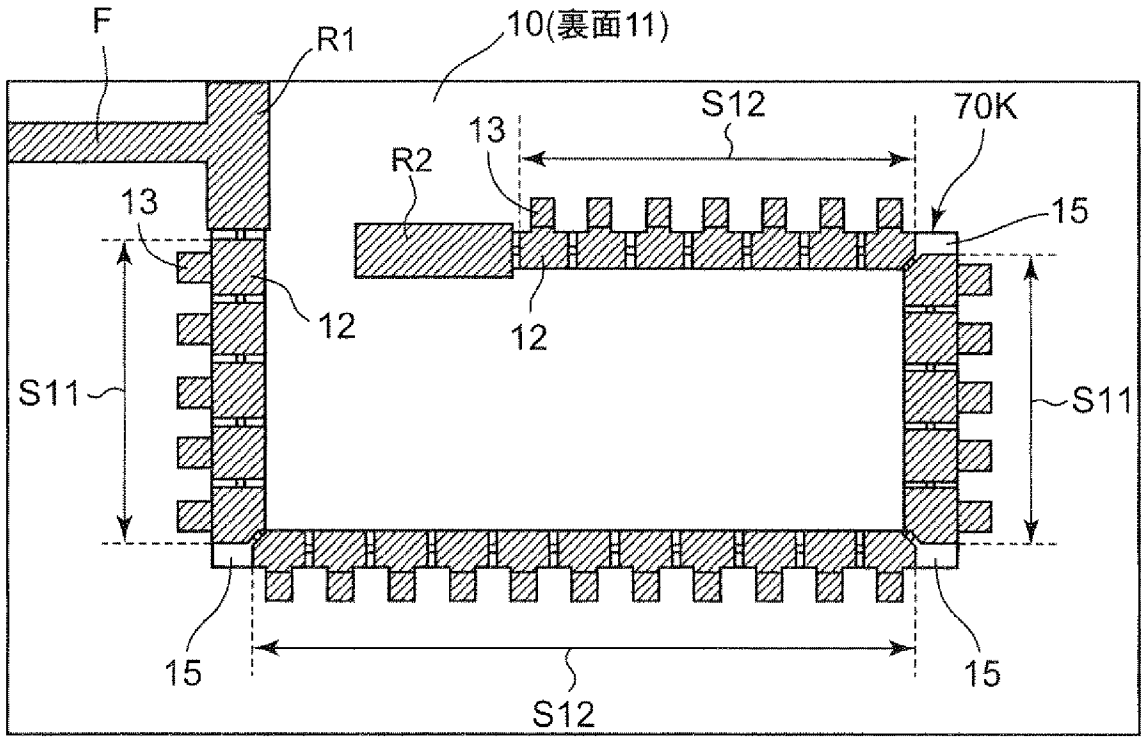
[図31]


F
10(裏面11)
R1
2Cse
15
13
12
Cse
12
13
TL1
TL2
70H
R2
12
12
Cse
13
Cse
13
2Cse

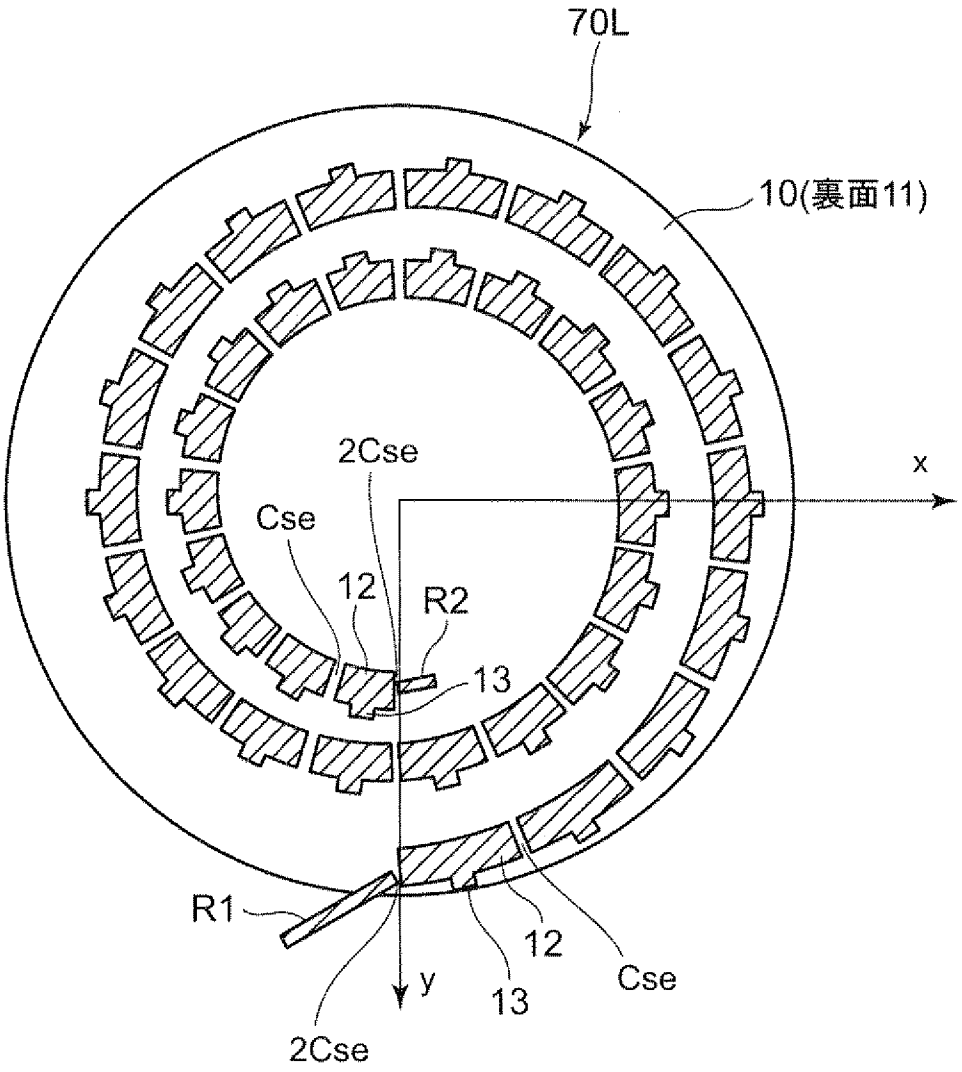
[図32]


S2
70J
10(裏面11)
S1
S1
15
12
12
13
R1
S2
R2
F

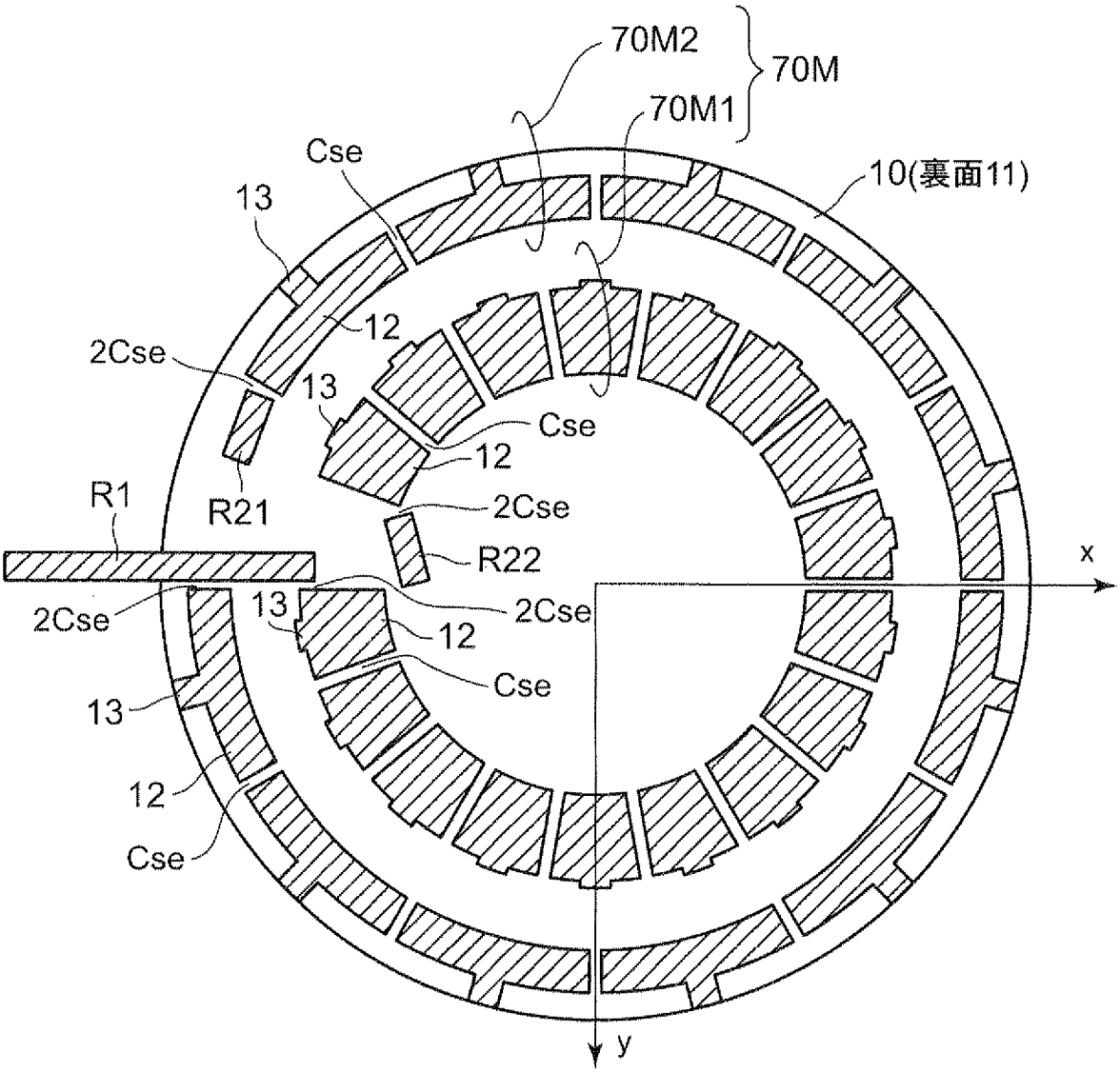
[図33]



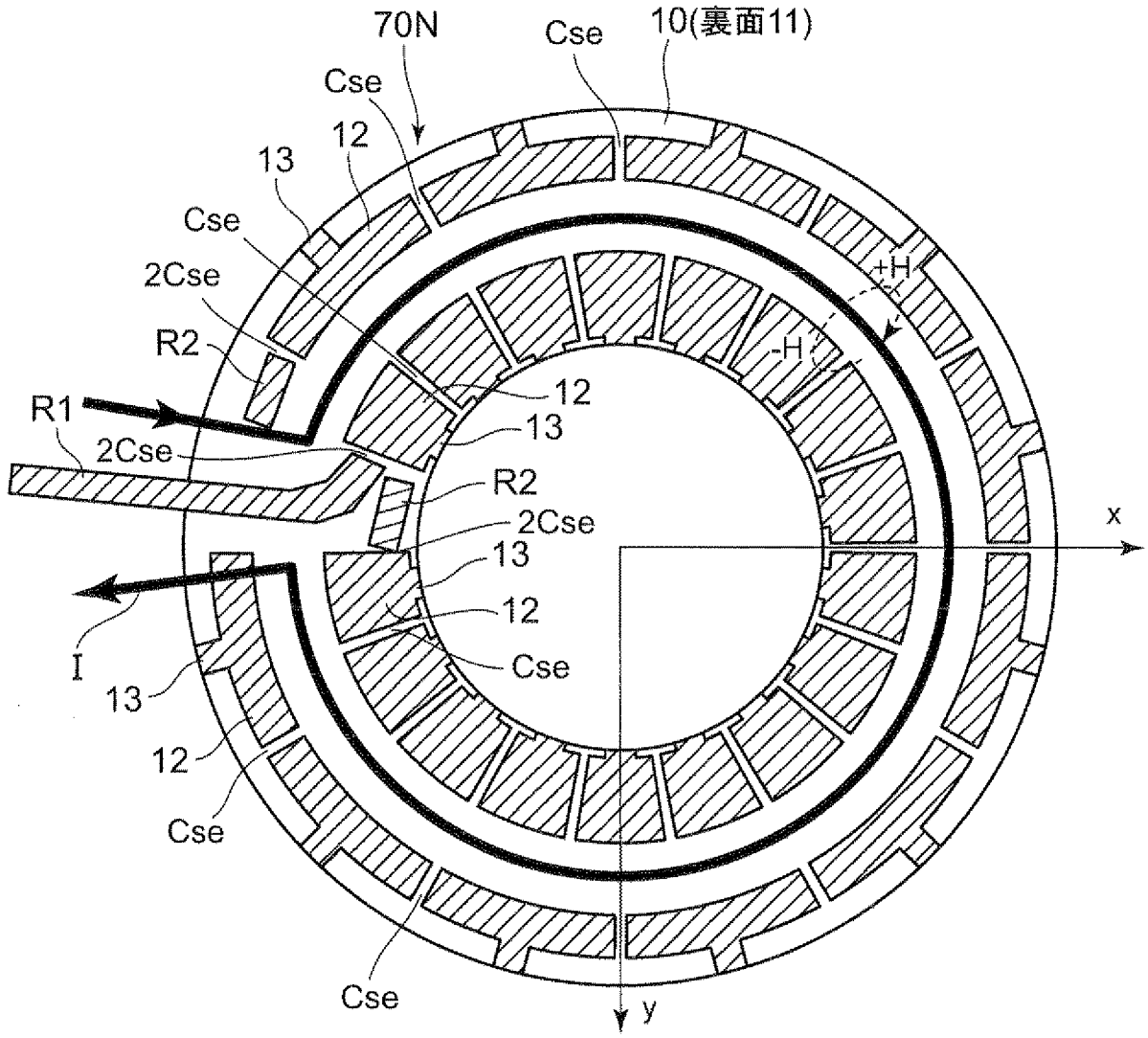
[図34]



[図35]


70M2
70M
70M1
10(裏面11)
Cse
13
12
2Cse
13
Cse
12
R1
R21
2Cse
R22
x
2Cse
13
2Cse
12
Cse
13
12
Cse
y

[図36]


70N
Cse
10(裏面11)
Cse
12
13
Cse
2Cse
R2
R1
2Cse
12
13
R2
2Cse
13
12
Cse
I
13
12
Cse
Cse
+H
-H
x
y

[図37]

反射器長(mm)	0次共振周波数(GHz)	利得(dBi)	軸比	放射効率
0.5	5.21	2.763	1.788	0.701
1.5	5.20	2.788	1.686	0.710
2.5	5.18	2.793	1.621	0.717
3.5	5.16	2.542	1.547	0.721
4.5	5.14	2.287	1.541	0.723
5.5	5.11	1.928	1.593	0.721
6.5	5.08	1.532	1.793	0.713
7.5	5.06	0.896	2.132	0.702

[図38]

反射器長(mm)	0次共振周波数(GHz)	利得(dBi)	軸比	放射効率
0.5	6.23	3.958	2.533	0.710
1.5	6.2	3.475	2.195	0.715
2.5	6.18	3.445	1.966	0.730
3.5	6.16	3.016	1.862	0.732
4.5	6.13	3.213	1.715	0.746
5.5	6.09	3.005	1.650	0.754
6.5	6.05	2.690	1.562	0.760
7.5	6.04	2.901	1.398	0.772
8.5	6.02	2.546	1.297	0.774
9.5	5.96	2.535	1.227	0.766
10.5	5.94	2.396	1.247	0.764
11.5	5.88	2.293	1.332	0.759
12.5	5.82	2.228	1.213	0.743
13.5	5.75	1.827	1.112	0.716
14.5	5.70	1.703	1.267	0.703

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2015/055434

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H01P1/17(2006.01)i, *H01P1/32*(2006.01)i, *H01P3/16*(2006.01)i, *H01Q11/04*(2006.01)i, *H01Q13/24*(2006.01)i, *H01Q13/28*(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)
H01P1/17, H01P1/32, H01P3/16, H01Q11/04, H01Q13/24, H01Q13/28

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 1996-2015
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2015 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2015

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

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	WO 2011/024575 A1 (National University Corporation Kyoto Institute of Technology), 03 March 2011 (03.03.2011), paragraphs [0046] to [0091], [0177] to [0188]; fig. 1 to 4, 7 to 12, 58 to 68 & JP 5655256 B	1-4,8,9 5-7
Y A	JP 2007-325118 A (Toyota Motor Corp.), 13 December 2007 (13.12.2007), paragraphs [0036] to [0052]; fig. 6 to 8 (Family: none)	1-4,8,9 5-7
Y A	JP 2013-089992 A (Yagi Antenna Inc.), 13 May 2013 (13.05.2013), paragraphs [0017] to [0023]; fig. 1 to 3 (Family: none)	1-4,8,9 5-7

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

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"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)
"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
"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
"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
"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
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
22 April 2015 (22.04.15)	12 May 2015 (12.05.15)
Name and mailing address of the ISA/ Japan Patent Office 3-4-3,Kasumigaseki,Chiyoda-ku, Tokyo 100-8915,Japan	Authorized officer Telephone No.

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２０１５／０５５４３４

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H01P1/17(2006.01)i, H01P1/32(2006.01)i, H01P3/16(2006.01)i, H01Q11/04(2006.01)i, H01Q13/24(2006.01)i, H01Q13/28(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.　H01P1/17, H01P1/32, H01P3/16, H01Q11/04, H01Q13/24, H01Q13/28

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	１９７１－２０１５年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２０１５年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２０１５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）

IEEE Xplore

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
Y A	WO 2011/024575 A1 (国立大学法人京都工芸繊維大学) 2011.03.03, 段落[0046]-[0091], [0177]-[0188], 図 1-4, 7-12, 58-68 & JP 5655256 B	1-4, 8, 9 5-7
Y A	JP 2007-325118 A (トヨタ自動車株式会社) 2007.12.13, 段落[0036]-[0052], 図 6-8 (ファミリーなし)	1-4, 8, 9 5-7
Y A	JP 2013-089992 A (八木アンテナ株式会社) 2013.05.13, 段落[0017]-[0023], 図 1-3 (ファミリーなし)	1-4, 8, 9 5-7

☐　Ｃ欄の続きにも文献が列挙されている。

☐　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の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	国際調査報告の発送日
２２．０４．２０１５	１２．０５．２０１５

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ）
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）　５Ｋ　５２９０
岩井　一央
電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３５５６