

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6224073号
(P6224073)

(45) 発行日 平成29年11月1日(2017.11.1)

(24) 登録日 平成29年10月13日(2017.10.13)

(51) Int.Cl. F I
 HO 1 P 1/32 (2006.01) HO 1 P 1/32
 HO 1 Q 13/20 (2006.01) HO 1 Q 13/20

請求項の数 7 (全 34 頁)

(21) 出願番号	特願2015-504253 (P2015-504253)	(73) 特許権者	503360115
(86) (22) 出願日	平成26年2月25日 (2014. 2. 25)		国立研究開発法人科学技術振興機構
(86) 国際出願番号	PCT/JP2014/054552		埼玉県川口市本町四丁目1番8号
(87) 国際公開番号	W02014/136621	(74) 代理人	100101454
(87) 国際公開日	平成26年9月12日 (2014. 9. 12)		弁理士 山田 卓二
審査請求日	平成28年9月12日 (2016. 9. 12)	(74) 代理人	100081422
(31) 優先権主張番号	特願2013-42156 (P2013-42156)		弁理士 田中 光雄
(32) 優先日	平成25年3月4日 (2013. 3. 4)	(74) 代理人	100125874
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		弁理士 川端 純市
		(72) 発明者	上田 哲也
			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
		(72) 発明者	アンドレイ・ポロフニユク
			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
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 非相反伝送線路装置

(57) 【特許請求の範囲】

【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第1及び第2の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、

上記各単位セルの伝送線路部分は、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、

上記第1の並列枝の回路は、第1の電気長を有する第1のスタブ導体であり、

上記第2の並列枝の回路は、第1の電気長より短い第2の電気長を有する第2のスタブ導体であり、

上記順方向で伝搬する第1のモードの位相定数を β_p とし、上記逆方向で伝搬する第2のモードの位相定数を β_m としたとき、上記第1の電気長及び上記第2の電気長は、位相定数 β_p と動作角周波数との関係を示す分散曲線と、位相定数 β_m と動作角周波数との関係を示す分散曲線との交点の近傍において、動作角周波数に対する非相反移相量 $N_{RZ} = (\beta_p - \beta_m) / 2$ の関数が、上記非相反伝送線路装置から放射される電磁波の放射方向が周波数に応じて変化する現象であるビームスクイントが発生しないときの、動作角周波数に対する非相反移相量 N_{RZ} の関数に近接するように設定されたことを特徴とする非

相反伝送線路装置。

【請求項 2】

上記関数は、動作角周波数に比例する関数である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】

上記第 1 のスタブ導体は第 1 のアドミタンスを有し、

上記第 2 のスタブ導体は第 2 のアドミタンスを有し、

上記第 1 及び第 2 の電気長は、

(a) 上記交点における動作角周波数より低い所定の動作角周波数において、上記第 1 のアドミタンスが上記第 2 のアドミタンスに実質的に一致し、かつ

(b) 上記所定の動作角周波数において、上記第 1 及び第 2 のアドミタンスの各虚部が負であることを特徴とする請求項 2 記載の非相反伝送線路装置。

10

【請求項 4】

上記第 1 のスタブ導体は短絡スタブでありかつ上記第 1 の電気長は管内波長の $1/2$ より長いように設定され、

上記第 2 のスタブ導体は短絡スタブでありかつ上記第 2 の電気長は上記管内波長の $1/4$ より短いように設定されたことを特徴とする請求項 3 記載の非相反伝送線路装置。

【請求項 5】

上記第 1 のスタブ導体は開放スタブでありかつ上記第 1 の電気長は管内波長の $1/4$ より長いように設定され、

上記第 2 のスタブ導体は短絡スタブでありかつ上記第 2 の電気長は上記管内波長の $1/4$ より短いように設定されたことを特徴とする請求項 3 記載の非相反伝送線路装置。

20

【請求項 6】

上記各第 1 のスタブ導体の間に設けられ、上記各第 1 のスタブ導体間を遮蔽する接地導体をさらに備えたことを特徴とする請求項 1 ~ 5 のうちのいずれか 1 つに記載の非相反伝送線路装置。

【請求項 7】

請求項 1 乃至 6 のうちのいずれか 1 つに記載の非相反伝送線路装置を備えたことを特徴とするアンテナ装置。

【発明の詳細な説明】

30

【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、シャント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。

40

【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定めることができる。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

50

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数十年、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、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。

10

【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決まる。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。

【0006】

20

例えば、非特許文献1において、非相反伝送線路装置を備えた擬似進行波共振器をビーム走査アンテナに応用することが提案されている。擬似進行波共振器を備えたビーム走査アンテナは、動作帯域が狭いという欠点を有するものの、従来の漏れ波アンテナに比べて非常に高い放射効率を有する。さらに、伝搬信号の周波数変化に伴って放射ビーム方向が変化する現象であるビームスクイントが発生するという問題も大幅に軽減される。

【0007】

ビームスクイントは、従来のフェーズドアレイアンテナにおいては良く知られた現象であり、ビームの放射角が周波数により変動する現象のことである。これによって動作帯域幅が抑制されてしまう（例えば、非特許文献6参照。）。通常のアレイアンテナでは、ビームスクイントの主な原因は、遅延素子の分散性にあり、これを解消する方法の一つとしては、非特許文献8記載のアクティブなCRLH遅延素子のように、チューナブルな時間遅延素子を用いることが挙げられる。CRLHメタマテリアルの場合、このような補償回路は意味を成さず、ビームスクイントを低減することは、直列枝の直列共振周波数とシャント枝の並列共振周波数の双方の上側帯域においてのみ可能であった（例えば、非特許文献7参照。）。

30

【先行技術文献】

【特許文献】

【0008】

【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

40

【特許文献3】国際公開第2012/115245号パンフレット

【非特許文献】

【0009】

【非特許文献1】T. Ueda et al., "Pseudo-traveling-wave resonator with magnetically tunable phase gradient of fields and its applications to beam steering antennas", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 60, no. 10, pp. 3043-3054, October 2012.

【非特許文献2】M.E. Hines, "Reciprocal and nonreciprocal modes of propagation in ferrite stripline and microstrip devices", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-19, no.5, pp. 442-451, May 1971.

50

【非特許文献3】A. Porokhnyuk et al., "Mode analysis of nonreciprocal metamaterials using a combination of field theory and transmission line model", 2012 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, WE4J-5, pp. 1-3, June 2012.

【非特許文献4】T. Ueda et al., "Nonreciprocal phase-shift CRLH transmission lines using geometrical asymmetry with periodically inserted double shunt stubs", Proceedings of the 42nd European Microwave Conference, pp. 570-573, October 2012.

【非特許文献5】A. Mahmoud et al., "Design and analysis of tunable left handed zeroth-order resonator on ferrite substrate", IEEE Transactions on magnetics, vol. 44, no. 11, pp. 3095-3098, November 2008.

【非特許文献6】S. K. Garakoui et al., "Phased-array antenna beam squinting related to frequency dependency of delay circuits", Proceedings of the 41st European Microwave Conference, pp. 1304-1307, October 2011.

【非特許文献7】M. A. Antoniades et al., "A CPS leaky-wave antenna with reduced beam squinting using NRI-TL metamaterials", IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 56, no. 3, March 2008.

【非特許文献8】H. V. Nguyen et al., "Analog dispersive time delayer for beam-scanning phased-array without beam-squinting", 2008 IEEE AP-S International Symposium, Digital Object Identifier:10.1109/APS.2008.4619097, 2008.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

可逆な0次共振の漏れ波アンテナにおいては、ビームスクイントの問題は生じない。なぜなら、一方向に伝搬する進行波の分散特性は、反対方向に伝搬する反射波の分散特性により完全に打ち消されるからである。しかしながら、非相反CRLH伝送線路からなる共振タイプの漏れ波アンテナでは、放射角を制御することはできるようになったが、共振器内を伝搬する進行波と反射波との間で位相定数が異なるという結果をもたらした。その結果、前進する場合の位相定数と後退する場合の位相定数の平均値から求められる非相反移相量の周波数分散性がビームスクイントを引き起こす。これまで、ビームスクイントを実質的に発生させないための方法は提案されておらず、有効な手段も見当たらない。

【0011】

本発明の目的は以上の問題点を解決し、動作帯域の中心周波数近傍でビームスクイントを実質的に発生させない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】

【0012】

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第1及び第2のシャント枝(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、

上記各単位セルの伝送線路部分は、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、

上記第1の並列枝の回路は、第1の電気長を有する第1のスタブ導体であり、

上記第2の並列枝の回路は、第1の電気長より短い第2の電気長を有する第2のスタブ導体であり、

上記順方向で伝搬する第1のモードの位相定数を β_p とし、上記逆方向で伝搬する第2のモードの位相定数を β_m としたとき、上記第1の電気長及び上記第2の電気長は、位相定数 β_p と動作角周波数との関係を示す分散曲線と、位相定数 β_m と動作角周波数との関係を示す分散曲線との交点の近傍において、動作角周波数に対する非相反移相量 $N_R =$

10

20

30

40

50

$(\beta_p - \beta_m) / 2$ の関数が、上記非相反伝送線路装置から放射される電磁波の放射方向が周波数に応じて変化する現象であるビームスクイントが発生しないときの、動作角周波数に対する非相反移相量 N_R の関数に近接するように設定されたことを特徴とする。

【0013】

上記第1の発明に係る非相反伝送線路装置において、上記関数は、動作角周波数に比例する関数であることを特徴とする。

【0014】

また、上記第1の発明に係る非相反伝送線路装置において、上記第1のスタブ導体は第1のアドミタンスを有し、上記第2のスタブ導体は第2のアドミタンスを有し、

上記第1及び第2の電気長は、

(a) 上記交点における動作角周波数より低い所定の動作角周波数において、上記第1のアドミタンスが上記第2のアドミタンスに実質的に一致し、かつ

(b) 上記所定の動作角周波数において、上記第1及び第2のアドミタンスの各虚部が負であることを特徴とする。

【0015】

さらに、上記第1の発明に係る非相反伝送線路装置において、上記第1のスタブ導体は短絡スタブでありかつ上記第1の電気長は管内波長の $1/2$ より長いように設定され、上記第2のスタブ導体は短絡スタブでありかつ上記第2の電気長は上記管内波長の $1/4$ より短いように設定されたことを特徴とする。

【0016】

またさらに、上記第1の発明に係る非相反伝送線路装置において、上記第1のスタブ導体は開放スタブでありかつ上記第1の電気長は管内波長の $1/4$ より長いように設定され、上記第2のスタブ導体は短絡スタブでありかつ上記第2の電気長は上記管内波長の $1/4$ より短いように設定されたことを特徴とする。

【0017】

またさらに、上記第1の発明に係る非相反伝送線路装置は、上記各第1のスタブ導体の間に設けられ、上記各第1のスタブ導体間を遮蔽する接地導体をさらに備えたことを特徴とする。

【0018】

第2の発明に係るアンテナ装置は、上記第1の発明に係る非相反伝送線路装置を備えたことを特徴とする。

【発明の効果】

【0019】

本発明に係る非相反伝送線路装置及びアンテナ装置によれば、動作角周波数に対する非相反移相量 $N_R = (\beta_p - \beta_m) / 2$ の関数が、上記非相反伝送線路装置から放射される電磁波の放射方向が周波数に応じて変化する現象であるビームスクイントが発生しないときの、動作角周波数に対する非相反移相量 N_R の関数に近接するように構成されたので、動作帯域の中心周波数近傍でビームスクイントが実質的に発生しない。

【図面の簡単な説明】

【0020】

【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。

10

20

30

40

50

【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 6 0 A を縦続接続して構成された非相反伝送線路装置 7 0 A の構成を示すブロック図である。

【図 1 0】図 2 の単位セル 6 0 B を縦続接続して構成された非相反伝送線路装置 7 0 B の構成を示すブロック図である。

【図 1 1】図 3 の単位セル 6 0 C を縦続接続して構成された非相反伝送線路装置 7 0 C の構成を示すブロック図である。

【図 1 2】図 4 の単位セル 6 0 D を縦続接続して構成された非相反伝送線路装置 7 0 D の構成を示すブロック図である。

【図 1 3 A】本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置 7 0 E の構成を示す斜視図である。

【図 1 3 B】本発明の実施形態の変形例に係る非相反伝送線路装置 7 0 E の構成を示す斜視図である。

【図 1 4】図 1 3 A の非可逆な線路部分 N R S におけるフェライト角棒 1 5 A の縦断面図である。

【図 1 5】比較例に係る非相反伝送線路装置 7 0 G の構成を示す斜視図である。

【図 1 6】図 1 5 の非相反伝送線路装置 7 0 G の分散曲線及び非相反移相量 N_R の周波数特性のシミュレーション計算値を示すグラフである。

【図 1 7】図 1 3 A の非相反伝送線路装置 7 0 E の分散曲線及び非相反移相量 N_R の周波数特性のシミュレーション計算値を示すグラフである。

【図 1 8】図 1 3 A の非相反伝送線路装置 7 0 E の具体的な構成を示す平面図である。

【図 1 9】図 1 3 A の非相反伝送線路装置 7 0 E の分散曲線及び非相反移相量 N_R の周波数特性のシミュレーション計算値及び図 1 3 A の非相反伝送線路装置 7 0 E を図 1 8 のように形成したときの実験値を示すグラフである。

【図 2 0 A】本発明の実施形態の変形例に係る非相反伝送線路装置 7 0 F の構成を示す斜視図である。

【図 2 0 B】図 2 0 A の非相反伝送線路装置 7 0 F の変形例の構成を示す斜視図である。

【図 2 1】図 2 0 A の非相反伝送線路装置 7 0 F の分散曲線及び非相反移相量 N_R の周波数特性のシミュレーション計算値を示すグラフである。

【図 2 2】図 2 1 の拡大図である。

【図 2 3】図 2 0 A のスタブ導体 1 3 A が開放スタブであるときの非相反伝送線路装置 7 0 F の構成を模式的に示す平面図である。

【図 2 4】図 2 3 の非相反伝送線路装置 7 0 F におけるアドミタンス Y_1 及び Y_2 の動作角周波数依存性ならびに非可逆移相量 N_R の周波数依存性を示すグラフである。

【図 2 5】図 2 0 A の非相反伝送線路装置 7 0 F のシミュレーションに用いた具体的な構成を示す平面図である。

【図 2 6】図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F の斜視図である。

【図 2 7】図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F の分散曲線及び非相反移相量 N_R の周波数特性のシミュレーション計算値を示すグラフである。

【図 2 8】図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F の放射特性を示すグラフである。

【図 2 9】図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F の放射角 の周波数特性を示すグラフである。

【図 3 0】図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F の放射利得の周波数特性を示すグラフである。

【図 3 1 A】図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F を用いた擬似進行波共振アンテナ装置の

10

20

30

40

50

構成を示す斜視図である。

【図3 1 B】図3 1 Aの擬似進行波共振アンテナ装置の数値計算結果であって、給電線Fから擬似進行波共振アンテナ装置を見たときの反射係数 S_{11} の周波数特性を示すグラフである。

【図3 1 C】図3 1 Aの擬似進行波共振アンテナ装置の数値計算結果であって、非相反伝送線路装置7 0 Fの長手方向に沿う磁界分布及び電界分布の正規化振幅を示すグラフである。

【図3 1 D】図3 1 Aの擬似進行波共振アンテナ装置の数値計算結果であって、非相反伝送線路装置7 0 Fの長手方向に沿う磁界分布の位相勾配を示すグラフである。

【図3 1 E】図3 1 Aの擬似進行波共振アンテナ装置の数値計算結果であって、当該擬似進行波共振アンテナ装置のブロードサイド方向の放射ビーム角の周波数特性を示すグラフである。

【図3 1 F】図3 1 Aの擬似進行波共振アンテナ装置の数値計算結果であって、当該擬似進行波共振アンテナ装置の長手方向と基板の法線を含む面上における放射パターンを示すグラフである。

【図3 2 A】図3 1 Aの擬似進行波共振アンテナ装置の試作例を示す写真である。

【図3 2 B】図3 2 Aの試作例に係る擬似進行波共振アンテナ装置の実験結果であって、当該擬似進行波共振アンテナ装置のブロードサイド方向の放射ビーム角の周波数特性を示すグラフである。

【図3 2 C】図3 2 Aの試作例に係る擬似進行波共振アンテナ装置の実験結果であって、当該擬似進行波共振アンテナ装置の長手方向と基板の法線を含む面上における放射パターンを示すグラフである。

【発明を実施するための形態】

【0 0 2 1】

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、以下の各実施形態において、同様の構成要素については同一の符号を付している。

【0 0 2 2】

まず始めに、本発明に係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。

【0 0 2 3】

本発明の各実施形態に係る非相反伝送線路装置7 0 A～7 0 F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6 0 A～6 0 D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。

【0 0 2 4】

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

10

20

30

40

50

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。

【 0 0 2 5 】

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氣的共振器を少なくとも1つ含む空間的配置、あるいは磁氣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基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。

【 0 0 2 6 】

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、金属球などの電氣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氣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。

【 0 0 2 7 】

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。

【 0 0 2 8 】

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。

【 0 0 2 9 】

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型構造及び対称型構造をそれぞれ有する場合を示している。以

10

20

30

40

50

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 $p = p_1 + p_2$ ）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、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。

【0030】

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 p_1 , p_2 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 C_1 , C_2 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 L_1 , L_2 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 P_{11} からポート P_{12} 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 N_{p1} 及び Z_{p1} と表し、逆方向（ポート P_{12} からポート P_{11} に向う方向をいう。）のそれらをそれぞれ、 N_{m1} 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 N_{p2} 及び Z_{p2} と表し、逆方向のそれらをそれぞれ、 N_{m2} 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、 $p_1 = p_2 = p/2$, $N_{p1} = N_{p2} = N_p$, $N_{m1} = N_{m2} = N_m$, $Z_{p1} = Z_{p2} = Z_p$, $Z_{m1} = Z_{m2} = Z_m$ を満たし、さらに、T型構造の場合は $C_1 = C_2 = 2C$ であり、型構造の場合は $L_1 = L_2 = 2L$ 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。

【0031】

【数1】

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

【0032】

ここで、及び

【数2】

$\bar{\beta}$

は次式で表される。

【0033】

【数3】

$$\Delta\beta = \beta N_p - \beta N_m$$

【数4】

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

【0034】

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。

【0035】

式(1)において、相反性($N_p = N_m$ かつ $Z_p = Z_m$)を仮定すると、従来技術 10 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。

【0036】

【数5】

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

【0037】

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、 $Y = 1 / j \omega L$ 20、 $Z = 1 / j \omega C$ と仮定している。

【0038】

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 $\beta \cdot p / \beta_{Np} \cdot p$ 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 $\beta = 0$ 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。 30

【0039】

【数6】

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

【数7】

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

40

【0040】

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。

【0041】

【数 8】

$$Z_p = \sqrt{\frac{\mu_p}{\epsilon_p}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5)$$

【0042】

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 (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。

10

【0043】

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 $= 0$ の直線(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 $= 0$ の直線よりも に関して

【数 9】

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

20

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、 N_R 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。

【0044】

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。

【0045】

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、分散曲線の対称軸が 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 $= \beta_p$ と逆方向の位相定数 $= \beta_m$ 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 N_R 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

30

【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。

【0046】

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

40

【0047】

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。

【0048】

50

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 $\beta = \beta_{NR} / 2 = \beta_{NR}$ において、式(1)は角周波数 ω^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。

【0049】

【数11】

$$Z_p = \sqrt{\frac{\mu_p}{\epsilon_p}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

10

もしくは

【数12】

$$Z_m = \sqrt{\frac{\mu_m}{\epsilon_m}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (7)$$

【0050】

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。

20

【0051】

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 $\beta \cdot p / \pi$ 上で次式的位置に修正される。

30

【0052】

【数13】

$$\frac{\beta \cdot p}{\pi} = \frac{(\beta_{Np1} - \beta_{Nm1}) \cdot P1}{2\pi} + \frac{(\beta_{Np2} - \beta_{Nm2}) \cdot P2}{2\pi}$$

【0053】

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】

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

40

であり、図2の場合、

【数15】

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

である。

【0054】

50

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ることで縦続接続してもよい。

10

【0055】

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～70F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_c 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。

20

【0056】

非相反伝送線路装置70A～70Fを誘電体基板上に形成した場合、非相反伝送線路装置70A～70Fを備えた擬似進行波共振器アンテナ装置のビームの方向と、誘電体基板に垂直な方向との間の角度 θ (以下、放射角 θ という。)の、動作角周波数 ω_c についての導関数は、中心角周波数 ω_c の近傍において、次式で表される(非特許文献1参照)。

30

【0057】

【数16】

$$\frac{d\theta}{d\omega} \cong \frac{1}{\sqrt{\beta_0^2 - \beta_{NRC}^2}} \left(\left. \frac{d\beta_{NR}}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} - \frac{\beta_{NRC}}{\omega_c} \right) \quad (8)$$

【0058】

ここで、 β_0 は真空中における電磁波の位相定数である。従って、非相反伝送線路装置70A～70Fを備えた擬似進行波共振器アンテナ装置において、中心角周波数 ω_c の近傍において、非相反伝送線路装置70A～70Bから放射される電波の放射角 θ が動作角周波数に応じて変化する現象であるビームスクイントを発生させないためには、次式が成り立てばよい。

40

【0059】

【数17】

$$\beta_{NRC} = \frac{d\beta_{NR}}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_c} \times \omega_c \quad (9)$$

【0060】

すなわち、中心角周波数 ω_c の近傍において、非相反移相量 β_{NR} が動作角周波数 ω_c に

50

比例すればよい。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 ~ 70F は式 (9) を満たすように構成され、これによりビームスクイントの発生を防止できる。

【0061】

図 13A は、本発明の実施形態に係る非相反伝送線路装置 70E の構成を示す斜視図である。説明のために、図 13A に示す XYZ 座標を参照する。図 13A において、非可逆伝送線路装置 70E は、XY 面に平行に設けられた接地導体 11 と、接地導体 11 上において Y 軸に沿って延在するフェライト角棒 (フェライトロッド) 15A と、接地導体 11 上においてフェライト角棒 15A の +X 側及び -X 側の両方に設けられた誘電体基板 10 と、ストリップ導体 12 と、スタブ導体 13A と、スタブ導体 13B と、キャパシタ C_se とを備えて構成される。また、フェライト角棒 15A と、ストリップ導体 12 と、スタブ導体 13A と、スタブ導体 13B と、キャパシタ C_se とは、Y 軸に沿ってポート P1, P2 間にわたって延在するマイクロストリップ線路 12E を構成する。マイクロ波信号は、ポート P1 又は P2 から供給される。

10

【0062】

フェライト角棒 15A は、電磁波の伝搬方向とは異なる磁化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。図 22 では、フェライト角棒 15A の飽和磁化 M_s 及び内部磁界 H₀ を矢印により示す。ここで、磁化方向は、好ましくは電磁波の伝搬方向 (Y 軸に沿った方向) と直交する方向 (例えば、+Z 方向) である。なお、自発磁化を有するフェライト角棒 15A に代えて、自発磁化を持たないフェライト角棒を用い、図 13B の外部磁界発生器 80 によって磁界が印加されてもよい。

20

【0063】

図 13A において、マイクロストリップ線路 12E は、周期長さ p を有する伝送線路の単位セル 60E を縦続接続して構成される。単位セル 60E のうちの 1 つについて説明する。各単位セル 60E は、フェライト角棒 15A 上において Y 軸に沿って延在するストリップ導体 12 と、キャパシタ C_se と、スタブ導体 13A 及び 13B とを備えて構成される。キャパシタ C_se はストリップ導体 12 の +Y 側の端部に接続され、キャパシタ C_se はさらに、単位セル 60A の +Y 側に隣接した単位セル 60E のストリップ導体 12 に接続される。従って、各キャパシタ C_se は、マイクロストリップ線路 12E に直列に挿入されている。なお、図 13A において、マイクロストリップ線路 12E の両端には、ストリップ導体 12 間のキャパシタ C_se の 2 倍の容量 2C_se を有するキャパシタが挿入されている。

30

【0064】

スタブ導体 13A は電気長 L_a を有し、ストリップ導体 12 の -X 側に延在する。一方、スタブ導体 13B は、電気長 L_a より短い電気長 L_b を有し、ストリップ導体 12 の +X 側に延在する。スタブ導体 13A, 13B は、ストリップ導体 12 からそれぞれ分岐し、図 1 のインダクタ L (並列枝の回路) に対応する 2 つの並列枝の回路として設けられる。詳しくは、スタブ導体 13A は誘電体基板 10 上を X 軸に沿って -X 方向に延在し、その一端はストリップ導体 12 に接続され、その他端は誘電体基板 10 の -X 側の端部において、接地導体 17A を介して接地導体 11 に短絡される (短絡スタブ)。同様に、スタブ導体 13B は誘電体基板 10 上を X 軸に沿って +X 方向に延在し、その一端はストリップ導体 12 に接続され、その他端は誘電体基板 10 の +X 側の端部において接地導体 17B を介して接地導体 11 に短絡される。

40

【0065】

このように、スタブ導体 13A, 13B は、マイクロストリップ線路 12E の伝搬方向 (例えば +Y 方向又は -Y 方向: 図 13A ではマイクロストリップ線路 12E 上の矢印により示す) と磁化方向 (例えば +Z 方向) とにより形成される面 (YZ 面) に対して、互いに異なる側に形成される。スタブ導体 13A, 13B は、誘導性素子としてそれぞれ機能する。以上説明したように構成された単位セル 60E の等価回路は、図 1 の単位セル 60A の等価回路と同様である。

50

【 0 0 6 6 】

図 1 3 A の非相反伝送線路装置 7 0 E は、共振タイプの漏れ波アンテナを実現するために利用される。上述したように、非相反伝送線路装置 7 0 E は、ポート P 1 と P 2 との間に設けられかつフェライト角棒 1 5 A が埋め込まれたマイクロストリップ線路 1 2 E からなる。さらに、マイクロストリップ線路 1 2 E に、ストリップ導体であるスタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B ならびにキャパシタ C s e が周期長さ p で周期的に挿入されている。非相反伝送線路装置 7 0 E の主モードはエッジガイドモードであり、スタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B が線路に対して非対称に挿入されているので、非相反伝送線路装置 7 0 E は非相反伝送特性を示す。

【 0 0 6 7 】

具体的には、各スタブ導体 1 3 A , 1 3 B のインピーダンス（すなわち電気長）を互いに相違させたとき、非可逆伝送線路装置 7 0 E の構造は、マイクロストリップ線路 1 2 E の伝搬方向と磁化方向とにより形成される面（Y Z 面）に対して非対称になる。この結果、順方向（ポート P 1 から P 2 への向き）の伝搬定数と逆方向（ポート P 2 から P 1 への向き）の伝搬定数とが互いに相違し、順方向に右手系モードが伝搬し、逆方向に左手系モードが伝搬する状態を実現することができる。この構成によれば、各スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の電気長 L a , L b を調節することにより、非可逆性の大きさを変化させることができる。詳細は後述するように、各スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の電気長 L a , L b は、非相反伝送線路装置 7 0 E を用いたアンテナ装置においてビームスクイントが実質的に発生しないように、設定される。

【 0 0 6 8 】

フェライト角棒 1 5 A の埋め込まれたマイクロストリップ線路 1 2 E に沿って伝搬する T E モードの伝搬特性は、マイクロストリップ線路 1 2 E 両側の各側面の境界条件により変化する。本願の発明者らは、非相反伝送線路装置 7 0 E の一般的な非可逆分散特性を解析した。共振タイプの非相反 C R L H 漏れ波アンテナにおいて、放射角 θ は、 $\sin \theta = \beta_{NR} / \beta_0$ の式から評価できる（例えば、非特許文献 1 参照。）。ここで、 β_0 は真空中の位相定数を表す。また、非相反移相量 β_{NR} は、式（6）のように、電力の流れうる 2 つの伝搬方向に対する位相定数 β_p と β_m の平均値であり、位相定数 β_0 の非可逆性の大きさを表している。ここで、動作角周波数 ω が中心角周波数 ω_c から $\Delta\omega$ だけ変化したことによる放射角 θ の変化量 $\Delta\theta$ は、非特許文献 1 において次式のように近似的に与えられている。

【 数 1 8 】

$$\Delta\theta(\Delta\omega) \cong \frac{\Delta\omega}{\sqrt{\beta_0^2 - \beta_{NRC}^2}} \left(\left. \frac{d\beta_{NR}}{d\omega} \right|_{\omega=\omega_c} - \frac{\beta_{NRC}}{\omega_c} \right) \quad (10)$$

【 0 0 6 9 】

従って、非相反伝送線路装置 7 0 E を備えた共振タイプの非相反 C R L H 漏れ波アンテナにおいて、中心角周波数 ω_c の近傍においてビームスクイントを発生させないためには、中心角周波数 ω_c の近傍において、非相反移相量 β_{NR} が動作角周波数 ω に関して厳密に比例していればよい。

【 0 0 7 0 】

次に、図 1 3 A の非相反伝送線路装置 7 0 E の構成における非相反移相量 β_{NR} の近似式を導出し、非相反伝送線路装置 7 0 E を用いた共振タイプの漏れ波アンテナにおいて、ビームスクイントを実質的に発生させないためのスタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B の条件を、固有モード解析により導出する。

【 0 0 7 1 】

本実施形態では、電磁界解析と伝送線路モデルの組み合わせにより、非相反伝送線路装置 7 0 E を解析する。図 1 3 A において、非相反伝送線路装置 7 0 E を、非特許文献 3 と同様に、電磁波の伝搬方向（Y 軸に沿った方向）に沿って、Y 軸方向の電気長 L_{NR} を有

10

20

30

40

50

する非可逆な線路部分 (nonreciprocal section: NRS) と、可逆な線路部分 (reciprocal section: RS) とに分けて取り扱う。図 13A に示すように、1組の線路部分 NR 及び NRS は、周期長さ p の T 型の単位セル 60E となる。さらに、縦続接続された単位セル 60E の両側の直列枝には、キャパシタンス $2C_s$ を有する集中定数容量がそれぞれ挿入されている。

【0072】

図 14 は、図 13A の非可逆な線路部分 NRS におけるフェライト角棒 15A の縦断面図である。図 14 において、非可逆な線路部分 NRS では、ポート P1 と P2 との間のマイクロストリップ線路 12E に対してスタブ導体 13A 及び 13B が設けられているので、マイクロストリップ線路 12E の -X 側及び +X 側の各境界における境界条件は、互いに異なる等価アドミタンス Y_1 及び Y_2 を用いて表される。ここで、アドミタンス Y_1 及び Y_2 は、短絡終端あるいは開放終端の有限長マイクロストリップ線路からなるスタブ導体 13A 及び 13B によりそれぞれ与えられる。一方、可逆な線路部分 RS では、フェライト角棒 15A が埋め込まれたマイクロストリップ線路 12E に対して、-X 方向及び +X 方向のいずれにもスタブ導体が設けられていない。このため、マイクロストリップ線路 12E の -X 側及び +X 側の各境界における境界条件は、いずれも磁気壁 (インピーダンスが無限大である。) になる。

10

【0073】

可逆な線路部分 RS において、磁気壁タイプの境界条件を適用すると、非特許文献 2 に記載されているエッジガイドモードのシンプルな分散関係になる。

20

【0074】

一方、非特許文献 3 において提案された固有モード解析により、非可逆な線路部分 NRS に対する分散関係は次式のように与えられる。

【0075】

【数 19】

$$j \cot(\omega k_x) = \frac{\frac{\gamma^2}{(\omega/c) + \mu \left(\tilde{Y}_1 \tilde{Y}_2 \frac{\mu^2 - \mu_a^2}{\mu} + \epsilon_r \right) \left(\frac{\omega}{c} \right)}{\mu k_x (\tilde{Y}_1 + \tilde{Y}_2)} + \frac{\gamma \mu_a (\tilde{Y}_1 - \tilde{Y}_2)}{\mu k_x (\tilde{Y}_1 + \tilde{Y}_2)} \quad (11)$$

30

【0076】

ただし、 ω は動作角周波数を表し、 w はフェライト角棒 15A の幅であり、 c は真空中の光速であり、 ϵ_r はフェライト角棒 15A の比誘電率であり、物理量 μ 及 μ_a は Z 軸正方向に磁化されたフェライト角棒 15A のポルダ (Polder) 比透磁率テンソル

【数 20】

$$\hat{\mu}_r = \begin{bmatrix} \mu & j\mu_a & 0 \\ -j\mu_a & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

の対角成分及び非対角成分を表す。

40

【0077】

また、

【数 21】

$$\tilde{Y}_1 = Y_1 \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}, \quad \tilde{Y}_2 = Y_2 \sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}$$

である。

【0078】

ここで、 μ_0 は真空の透磁率であり、 ϵ_0 は真空の誘電率である。さらに、式 (11) において、横方向の波数を意味する k_x は次式で与えられる。

【0079】

50

【数 2 2】

$$\mathbf{k}_x^2 = \gamma^2 + (\mu^2 - \mu_a^2) \epsilon_r \omega^2 / (\mu c^2)$$

【0080】

また、複素伝搬定数 β は、減衰定数 α 及び位相定数 β を用いて $\beta = \alpha + j\beta$ と書くことができる。

【0081】

可逆な線路部分 R S 及び非可逆な線路部分 N R S の巨視的な特性に関して、特性インピーダンスは、断面におけるポインティングベクトルの積分値と、マイクロストリップ線路 1 2 E に沿った表面電流との比として、電磁界分布から見積もられる。電磁波の電界成分 E_z と、磁界成分 H_x 及び H_y との関係は、マックスウェル方程式から得られる。伝送損失がなければ、特性インピーダンスは可逆である。

10

【0082】

次に、非相反伝送線路装置 7 0 E に沿って伝搬する固有モードの解析を行う。非相反伝送線路装置 7 0 E の構造の特徴は、単位セル 6 0 E に対する A B C D 行列 F_{UC} により、求めることができる。なお、単位セル 6 0 E に対する A B C D 行列 F_{UC} は、可逆な線路部分 R S に対する行列 F_{RS} と、非可逆な線路部分 N R S に対する行列 F_{NRS} と、キャパシタンス $2 C_{se}$ のキャパシタに対する行列 F_{2C} の積として、 $F_{UC} = F_{2C} F_{RS} F_{NRS} F_{RS} F_{2C}$ と表される。ここで、行列 F_{UC} に対して、進行方向に周期的境界条件を適用すると、分散関係は次式で求められる。

20

【0083】

【数 2 3】

$$\det[F_{UC} - \hat{I} \exp(\gamma M M P)] = 0$$

但し、 $M M$ は周期構造に沿って伝搬するモードの複素伝搬定数を表す。

【0084】

この式は、非可逆な線路部分 N R S における非相反移相量 β_{NR} の大きさを用いて、定式化できる。具体的には、非可逆な線路部分 N R S における非相反移相量は、 μ_a が小さい値を持つという仮定の下で、摂動法により近似的に表すことができる。非相反 C R L H メタ材料の分散関係に摂動法を適用することにより、非相反移相量 β_{NR} の大きさは、次式により与えられる。

30

【0085】

【数 2 4】

$$\beta_{NR} = \frac{(\omega_M / c)(\tilde{Y}_2 - \tilde{Y}_1) L_{NR}}{w \left(\frac{\omega}{c} \right) \frac{(\tilde{Y}_2 + \tilde{Y}_1)}{2} - 2j} P \quad (12)$$

【0086】

ただし、 M は $(|g| \mu_0 M_S)$ であり、 g はジャイロ磁気比である。式 (12) からわかるように、非相反伝送線路装置 7 0 E の構造の非相反性は、

40

【数 2 5】

$$(\tilde{Y}_2 - \tilde{Y}_1)$$

で表される構造の非対称性と、フェライト角棒 1 5 A の磁化の大きさを意味する $M = |g| \mu_0 M_S$ により引き起こされる。一方、式 (12) において、

【数 2 6】

$$(\tilde{Y}_1 + \tilde{Y}_2)$$

の項は、2つのスタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B のアドミタンス Y_1 と Y_2 との総和を表す (非特許文献 4 参照)。負の誘電率を有する誘導性スタブの総和アドミタンスの虚部は、

50

負の値を取る。無損失の場合、非相反性は、例えば、非特許文献3において指摘されたように、位相定数にのみ現れる。

【0087】

図15は、比較例に係る非相反伝送線路装置70Gの構成を示す斜視図である。図15の非相反伝送線路装置70Gは、本実施形態に係る非相反伝送線路装置70Eと比較して、単位セル60Eに代えて単位セル60Gを備えた点異なる。ここで、単位セル60Gは、単位セル60Eと比較して、スタブ導体13Aを備えず、ストリップ導体12の+X側のみにスタブ導体13Bを備えた点異なる。この結果、マイクロストリップ線路12Eの+X側のみにスタブ導体13Bが周期的に挿入され、誘電率が負となる伝搬特性が得られる。非特許文献3において、誘電率が負となる伝搬特性を与える単純な場合において、非相反伝送線路装置70Gの特性が解析されている。

10

【0088】

図16は、図15の非相反伝送線路装置70Gの分散曲線及び非相反移相量 N_R の周波数特性のシミュレーション計算値を示すグラフである。また、図17は、図13Aの非相反伝送線路装置70Eの分散曲線及び非相反移相量 N_R の周波数特性のシミュレーション計算値を示すグラフである。上述した式(12)は、マイクロストリップ線路12Eの片側にのみスタブ導体が挿入された図15の非相反伝送線路装置70Gでは、非相反移相量 N_R が動作角周波数 ω に近似的に反比例することを示している(図16参照)。一方、図13Aの本実施形態に係る非相反伝送線路装置70Eのように、マイクロストリップ線路12Eの両側にスタブ導体13A及び13Bが挿入されると、非相反移相量 N_R は動作角周波数 ω に反比例しなくなる(図17参照)。

20

【0089】

また、図16に示すように、マイクロストリップ線路12Eの片側のみにスタブ導体13Bを挿入した図15の非相反伝送線路装置70Gにおいて、非相反移相量 N_R の動作角周波数 ω に関する第1次導関数 $dN_R(\omega)/d\omega$ は、 $dN_R(\omega)/d\omega < 0$ となる(非特許文献1、3及び4参照)。

【0090】

一方、図17に示すように、マイクロストリップ線路12Eの両側にスタブ導体13A及び13Bを挿入した図13Aの非相反伝送線路装置70Eでは、中心角周波数 ω_c より低い所定の動作角周波数 ω_z において非相反移相量 N_R がゼロになるとき、非相反移相量 N_R の動作角周波数 ω に関する第1次導関数 $dN_R(\omega)/d\omega$ の符号は逆転して、 $dN_R(\omega)/d\omega > 0$ となる。その結果、中心角周波数 ω_c の近傍において非相反移相量 N_R が動作角周波数 ω に実質的に比例するので、ビームスクイントが実質的に発生しないように非相反伝送線路装置70Eを設計できることがわかる。

30

【0091】

非相反伝送線路装置70Eを用いた共振タイプの漏れ波アンテナにおいて、ビーム角が動作周波数に応じて変化するビームスクイントが起こらないようにするために、本実施形態では、アドミタンス Y_1 と Y_2 が周波数に関して変化することを利用する。一般に、アドミタンス $Y_1(\omega)$ と $Y_2(\omega)$ とは、終端に負荷インピーダンスが接続された有限長マイクロストリップ線路において、入力インピーダンスの関係式を用いて表すことができる。一般に、終端が短絡され又は開放されているとき、入力アドミタンスは、 \cot 関数又は \tan 関数を含むので、所定の周波数で特異点を有し、不連続性を示す。

40

【0092】

式(12)を参照すると、

【数27】

$$\tilde{Y}_2 - \tilde{Y}_1 = 0$$

であるとき、すなわち、 $Y_1 = Y_2$ であるとき、非相反移相量 N_R は0となるが、別の動作角周波数 ω では、かなり大きな非相反移相特性も得られる。挿入したスタブ導体13A及び13Bのアドミタンス Y_1 及び Y_2 が有する三角関数の性質から、

50

【数 28】

$\tilde{Y}_1(\omega)$ あるいは $\tilde{Y}_2(\omega)$

が不連続になる 2 つの特異点 (周波数) の間において、上述したビームスクイントが 0 となるアドミタンス Y_1 及び Y_2 の条件、すなわち、電気長 L_a 及び L_b の条件を見つけることができる。

【0093】

図 19 は、図 13 A の非相反伝送線路装置 70 E の分散曲線及び非相反移相量 N_R の周波数特性のシミュレーション計算値及び図 13 A の非相反伝送線路装置 70 E を図 18 (後述する) のように形成したときの実験値を示すグラフである。図 19 において、伝送電力が順方向 (正の方向) であるときの位相定数 β と、逆方向 (負の方向) であるときの位相定数 $-\beta_m$ と、位相定数 β 及び $-\beta_m$ に基づいて算出される非相反移相量 N_R との各シミュレーション計算値を示す。シミュレーションには、有限要素法を用いた。さらに、ビームスクイントが全く発生しないときの非相反移相量 N_{RZ} の理論値と、真空中の位相定数 β_0 とを併せて示す。非相反伝送線路装置 70 E を用いたアンテナの中心角周波数 ω_c は、左手系モードと右手系モードの 2 つの分散曲線の交点の動作角周波数により定義され、図 19 においては、6.8 GHz となっていることが確認できる。また、中心角周波数 ω_c の近傍において、非相反移相量 N_R はビームスクイントが全く発生しない理想の場合の非相反移相量 N_{RZ} に近接しており、実質的にビームスクイントが起きないことがわかる。

【0094】

図 18 は、図 13 A の非相反伝送線路装置 70 E の具体的な構成を示す平面図である。図 19 に示すように、非相反伝送線路装置 70 E の実験モデルを試作した。図 19 の非相反伝送線路装置 70 E では、マイクロストリップ線路 12 E の下に、断面寸法 0.8 mm × 0.8 mm を有するイットリウム鉄ガーネット (YIG) 製のフェライト角棒 15 A が埋め込まれている。また、Rexolite (登録商標) 2200 の誘電体基板 10 上に、スタブ導体 13 A 及び 13 B を形成した。さらに、スタブ導体 13 A の電気長 L_a を 2.5 mm に設定し、スタブ導体 13 B の電気長 L_b を 2.5 mm に設定し、スタブ導体 13 A 及び 13 B の幅を 1 mm に設定し、単位セル 60 E の周期長さ p を 3 mm に設定した。右手系モードと左手系モードの間にバンドギャップがない分散特性となるように、キャパシタ C_{se} のキャパシタンスを 0.5 pF に設定した。また、図 18 に示すように、隣接するスタブ導体 13 A 間の容量結合を抑制するために、スタブ導体 13 A の幅より細い幅を有する接地導体 18 を、隣接するスタブ 13 A 間に形成した。

【0095】

図 13 A の非相反伝送線路装置 70 E を図 18 のように試作したときの位相定数 β 及び $-\beta_m$ と、非相反移相量 N_R とを図 19 に示す。図 19 に示すように、各実験値は、シミュレーション計算値に良く一致している。特に、5.3 GHz から 7.7 GHz の帯域において、非相反移相量 N_R の分散特性は、擬似進行波共振器アンテナにおいてビームスクイントが発生しない理想的な場合における非相反移相量 N_{RZ} と良く一致している。すなわち、本実施の形態に係る非相反伝送線路装置 70 E によれば、動作帯域の中心角周波数 ω_c 近傍でビームスクイントが実質的に発生しない共振タイプのアンテナ装置を実現できる。

【0096】

以上説明したように、非相反伝送線路装置 70 E における位相定数 β 及び $-\beta_m$ の大きさを解析することにより、非相反伝送線路装置 70 E を用いたアンテナ装置においてビームスクイントを実質的に発生させないことが可能となることを示した。また、非相反伝送線路装置 70 E を試作し、伝送特性を測定したところ、実験値はシミュレーション計算値と良く一致することが確かめられた。従って、非相反伝送線路装置 70 E を共振タイプの漏れ波アンテナに適用すれば、ビームスクイントが実質的に発生しないビーム走査アンテナ装置を実現できる。

10

20

30

40

50

【 0 0 9 7 】

実施形態の変形例。

図 2 0 A は、本発明の実施形態の変形例に係る非相反伝送線路装置 7 0 F の構成を示す斜視図である。図 2 0 A において、非相反伝送線路装置 7 0 F は、実施形態に係る非相反伝送線路装置 7 0 E に比較して、単位セル 6 0 E に代えて単位セル 6 0 F を備えた点異なる。また、単位セル 6 0 F は、単位セル 6 0 E に比較して、チップキャパシタであるキャパシタ C_{sh} をさらに備えた点のみ異なる。以下、実施形態との間の相違点のみを説明する。図 2 0 A において、キャパシタ C_{sh} の一方の電極は、スタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B のうちの長い方のスタブ導体 1 3 A の所定の接続点に接続される一方、キャパシタ C_{sh} の他方の電極は、ビア導体 1 9 を介して接地導体 1 1 に接続される。

10

【 0 0 9 8 】

実施形態において説明したように、スタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B の各アドミタンス Y_1 及び Y_2 は、マイクロストリップ線路 1 2 E の - X 側の側面及び + X 側の側面の境界条件に対して周波数依存性を与える。ここで、マイクロストリップ線路 1 2 E の両側に挿入される互いに異なるアドミタンス Y_1 及び Y_2 をそれぞれ有するスタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B を用いて、中心角周波数 ω_c より低い所定の動作角周波数 ω_z において $N_R = 0$ とすることが可能である一方で、中心角周波数 ω_c より高い周波数において非可逆性を大きく確保し、さらに非相反移相量 $N_R(\omega)$ を増加関数にすることが可能である (図 1 7 参照。)。

【 0 0 9 9 】

図 2 0 A において、接地された長い方のスタブ導体 1 3 A の等価アドミタンス Y_1 は、スタブ導体 1 3 A を含むマイクロストリップ線路の特性インピーダンス Z_{st} と、実効誘電率 ϵ_{st} と、スタブ導体 1 3 A の電気長 L_a とを用いて、次式で表される。

20

【 0 1 0 0 】

【数 2 9】

$$Y_1 = -Z_{st}^{-1} \cot(L_a \sqrt{\epsilon_{st}} \omega / c)$$

【 0 1 0 1 】

接地されたスタブ導体 1 3 A と、接地されたスタブ導体 1 3 B とを組み合わせることにより、中心角周波数 ω_c より低い所定の動作角周波数 ω_z において、近似的に $N_R = 0$ の条件を満たすことができる。ここで、角周波数 $\omega = \omega_c / L_a$ (ω_{st}) からそれほど離れていない角周波数において、上記条件が満たされることが、スタブ導体 1 3 A のアドミタンス Y_1 の関数形から類推できる。

30

【 0 1 0 2 】

ここで、非相反移相量 $N_R(\omega)$ が動作角周波数 ω_z の増加関数であることは、ビームスクイントを容易に消失させることができることを意味しているわけではなく、実施形態で述べたように、最大放射ビーム角を劣化させることもある。本変形例では、追加のキャパシタ C_{sh} を設けることにより、長い方のスタブ導体 1 3 A のアドミタンス Y_1 を調整する。これにより、実施形態に比較して、非相反移相量 $N_R(\omega)$ の制御性を良くすることができる。これにより、非相反移相量 $N_R(\omega)$ の値がより大きいときに、中心角周波数 ω_c の近傍で実質的に $N_R(\omega)$ となるように非相反伝送線路装置 7 0 F を設計できる。このため、実施形態に比較して、容易にビームスクイントの発生を抑制できる。

40

【 0 1 0 3 】

なお、自発磁化を有するフェライト角棒 1 5 A に代えて、自発磁化を持たないフェライト角棒を用い、図 2 0 B の外部磁界発生器 8 0 によって磁界が印加されてもよい。

【 0 1 0 4 】

図 2 1 は、図 2 0 A の非相反伝送線路装置 7 0 F の分散曲線及び非相反移相量 N_R の周波数特性のシミュレーション計算値を示すグラフであり、図 2 2 は図 2 1 の拡大図である。シミュレーションには、有限要素法を用いた。マイクロストリップ線路 1 2 E の下に

50

、断面寸法 $0.8\text{ mm} \times 0.8\text{ mm}$ を有するイットリウム鉄ガーネット (YIG) 製のフェライト角棒 15A を埋め込んだ。また、中心角周波数 ω_c に対応する周波数より低い 5 GHz で非相反移相量 β_{NR} がゼロになるように、スタブ導体 13A の電気長 L_a を 25.5 mm に設定し、スタブ導体 13B の電気長 L_b を 1.3 mm に設定し、スタブ導体 13A 及び 13B の幅を 1 mm に設定した。さらに、ビームスクイントが実質的に発生しないように、キャパシタ C_{sh} のキャパシタンスを 0.4 pF に設定し、右手系モードと左手系モードの間にバンドギャップがない分散特性となるように、キャパシタ C_{se} のキャパシタンスを 0.65 pF に設定した。さらに、誘電体基板 10 の比誘電率を 2.6 に設定した。

【0105】

10

上述したように、スタブ導体 13A 及び 13B の各電気長 L_a 及び L_b は 25.5 mm 及び 1.3 mm にそれぞれ設定され、非相反伝送線路装置 70F は、マイクロストリップ線路 12E に対して非対称性の強い構造を有する。図 21 及び図 22 に示すように、2本の分散曲線の交点における動作周波数 $\omega_c / (2\pi)$ は、 6.0 GHz となった。また、非相反移相量 β_{NR} は、動作周波数 $\omega_c / (2\pi)$ の近傍において周波数に比例し、完全にビームスクイントが発生しないときの非相反移相量 β_{NRZ} に近接している。さらに、得られた非相反移相量 β_{NRZ} の大きさを、この構造に基づいて設計されたアンテナ装置の放射ビーム角に換算すると、最大 28 度までビーム走査可能であることが確認された。

【0106】

20

以上詳述したように、非相反伝送線路装置 70E 及び 70F は、ポート P1 と P2 との間で、単位セル 60E 又は 60F を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。ここで、各単位セル 60E 及び各単位セル 60F 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であるキャパシタ C_{se} と、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第 1 及び第 2 の並列枝の回路とを有する。また、伝送線路部分は、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自発磁化を有するか又は外部磁化により磁化される。さらに、第 1 の並列枝の回路は、電気長 L_a を有するスタブ導体 13A であり、第 2 の並列枝の回路は、電気長 L_a より短い電気長 L_b を有するスタブ導体 13B である。

【0107】

30

さらに、順方向で伝搬する第 1 のモードの位相定数を β_p とし、逆方向で伝搬する第 2 のモードの位相定数を β_m としたとき、電気長 L_a 及び L_b は、位相定数 β_p と動作角周波数との関係を示す分散曲線と、位相定数 β_m と動作角周波数との関係を示す分散曲線との交点の近傍において、動作角周波数に対する非相反移相量 $\beta_{NR} = (\beta_p - \beta_m) / 2$ の関数が、非相反伝送線路装置から放射される電磁波の放射方向が周波数に応じて変化する現象であるビームスクイントが発生しないときの、動作角周波数に対する非相反移相量 β_{NR} の関数 β_{NRZ} に近接するように、設定されたことを特徴としている。

【0108】

40

より具体的には、非相反伝送線路装置 70E 又は 70F を備えたアンテナ装置において、上述した 2 つの分散曲線の交点の動作角周波数である中心角周波数 ω_c の近傍においてビームスクイントを実質的に発生させないためには、中心角周波数 ω_c の近傍において、非相反移相量 β_{NR} は動作角周波数 ω_c に比例する必要がある。すなわち、中心角周波数 ω_c の近傍において、次式が実質的に成立する必要がある。

【数 30】

$$\frac{\beta_{NR}}{\beta_0} = \text{定数}$$

【0109】

また、この式を成立させるために、スタブ導体 13A の電気長 L_a と、スタブ導体 13B の電気長 L_b とは、スタブ導体 13A のアドミタンス Y_1 及びスタブ導体 13B のアド

50

ミタンス Y_2 が以下の第 1 及び第 2 の条件を満たすように設定される。

【 0 1 1 0 】

第 1 の条件：非相反伝送線路装置 7 0 F を備えたアンテナ装置の中心角周波数 ω_c の近傍かつ中心角周波数 ω_c より低い所定の動作角周波数 ω_z において、非相反移相量 N_R が 0 の値を取る。すなわち、動作角周波数 ω_z において、マイクロストリップ線路 1 2 E の両側に挿入されたスタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B の持つアドミタンス Y_1 及び Y_2 が、 $Y_1 = Y_2$ を満たす（式 (1 2) 参照。）。

第 2 の条件：上述した動作角周波数 ω_z において、アドミタンス Y_1 及び Y_2 はともに誘導的（インダクタンス）でなければならない。すなわち、動作角周波数 ω_z において、スタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B は負の誘電率を有する誘導性スタブでなければならないので、 $Im(Y_1) = Im(Y_2) < 0$ である。

10

【 0 1 1 1 】

非相反伝送線路装置 7 0 E 及び 7 0 F において、スタブ導体 1 3 A の一端は接地されているが、開放されていてもよい。本願の発明者らは、スタブ導体 1 3 A の一端が接地されているか（短絡スタブ）又は開放されているか（開放スタブ）に応じて、電気長 L_a と L_b ($L_a > L_b$) とが以下の追加の第 3 及び第 4 の条件を満たすように設定されるべきであることを見いだした。なお、以下の各条件において、 λ は管内波長である。

【 0 1 1 2 】

第 1 の場合（スタブ導体 1 3 A が短絡スタブである場合）：

第 3 の条件：スタブ導体 1 3 A は、 $L_a > \lambda / 2$ を満たす短絡スタブである。

20

第 4 の条件：スタブ導体 1 3 B は、 $L_b < \lambda / 4$ を満たす短絡スタブである。

【 0 1 1 3 】

第 2 の場合（スタブ導体 1 3 A が開放スタブである場合）：

第 3 の条件：スタブ導体 1 3 A は、 $L_a > \lambda / 4$ を満たす開放スタブである。

第 4 の条件：スタブ導体 1 3 B は、 $L_b < \lambda / 4$ を満たす短絡スタブである。

【 0 1 1 4 】

なお、上述したように、第 1 及び第 2 の場合において、スタブ導体 1 3 A の所定の接続点に、チップコンデンサ等の集中定数の容量を追加で接続することにより、非相反移相量 N_R を大きくできる。従って、放射ビーム角 θ が大きくなってもビームスクイントの発生を実質的に抑制できる。

30

【 0 1 1 5 】

次に、上述した第 2 の場合におけるアドミタンス Y_1 及び Y_2 を考察する。図 2 3 は、図 2 0 A のスタブ導体 1 3 A が開放スタブであるときの非相反伝送線路装置 7 0 F の構成を模式的に示す平面図である。また、図 2 4 は、図 2 3 の非相反伝送線路装置 7 0 F におけるアドミタンス Y_1 及び Y_2 の動作角周波数依存性ならびに非可逆移相量 N_R の周波数依存性を示すグラフである。

【 0 1 1 6 】

図 2 3 において、スタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B は、いずれも誘導性スタブ導体として動作する。また、上述したように、電気長 L_a は $L_a > \lambda / 4$ を満たすように設定され、電気長 L_b は $L_b < \lambda / 4$ を満たすように設定される。図 2 4 に示すように、スタブ導体 1 3 A が開放スタブであるとき、アドミタンス Y_1 は動作角周波数 ω に関する正接関数 (\tan) になる。また、スタブ導体 1 3 B が短絡スタブであるとき、アドミタンス Y_2 は動作角周波数 ω に関する余接関数 (\cot) になる。図 2 4 において、中心角周波数 ω_c の近傍かつ中心角周波数 ω_c より低い動作角周波数 ω_z において、非相反移相量 N_R はゼロになる。上述したように、この動作角周波数 ω_z において、アドミタンス Y_1 及び Y_2 は誘導的（インダクタンス）であり、アドミタンス Y_1 及び Y_2 の各虚部は負の値を取る。

40

【 0 1 1 7 】

上述した式 (1 2) に示したように、非相反移相量 N_R は $(Y_2 - Y_1)$ に比例する因子を持っているが、これは、非相反移相量 N_R の周波数依存性が $(Y_2 - Y_1)$ の周

50

波数依存性に影響を受けていることを意味している。図 2 4 において、アドミタンス Y_2 は動作角周波数に対して非常に緩やかに変化し特異点を有していない。一方、アドミタンス Y_1 は動作角周波数に対してアドミタンス Y_2 より急激に変化し、複数の周期的な特異点を有する。従って、非相反移相量 N_R がゼロになる動作角周波数 Z は、アドミタンス Y_1 の特異点に対応する動作角周波数により実質的に決定される。また、アドミタンス Y_2 は、アドミタンス Y_1 より緩やかに変化するので、非相反移相量 N_R の計算（すなわち、 $(Y_2 - Y_1)$ の計算）においては、非相反移相量 N_R の値を増加させて図 2 において右側にシフトするように作用しているだけである。

【 0 1 1 8 】

図 2 4 において、動作角周波数に関する非相反移相量 N_R の勾配 d_{N_R} / d は $(Y_2 - Y_1)$ の動作角周波数依存性により決まるが、この非相反移相量 N_R の周波数依存性により、最大放射ビーム角も決まる。具体的には、 d_{N_R} / d の値が大きいほど、最大放射ビーム角も大きくなる。非相反伝送線路装置 7 0 E は、図 2 3 に示すように、長い方のスタブ導体 1 3 A の所定の接続点に、キャパシタ C_{sh} を接続した。これにより、図 2 4 において $(Y_2 - Y_1)$ の動作角周波数に関する勾配が大きくなり、その結果、 d_{N_R} / d を大きくすることができる。従って、キャパシタ C_{sh} を設けない非相反伝送線路装置 7 0 E に比較して、ビームスクイント実質的に発生しない状態を維持しながら、最大放射ビーム角を大きく改善できる。

【 0 1 1 9 】

上述した第 2 の場合における非相反伝送線路装置 7 0 E を用いた擬似進行波共振器アンテナの動作を確認するために、高周波 3 次元電磁界解析ソフトウェアである ANSYS HFSS ver 13 を用いてシミュレーションを行った。

【 0 1 2 0 】

図 2 5 は、図 2 3 の非相反伝送線路装置 7 0 F のシミュレーションに用いた具体的な構成を示す平面図であり、図 2 6 は、図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F の斜視図である。図 2 5 において、ストリップ導体 1 2 の幅を 0.8 mm に設定し、スタブ導体 1 3 A の電気長 L_a を 1.4 mm に設定し、スタブ導体 1 3 B の電気長 L_b を 1.7 mm に設定し、スタブ導体 1 3 A 及び 1 3 B の各幅を 1 mm に設定し、ストリップ導体 1 2 とキャパシタ C_{sh} との間の距離を 2.65 mm に設定した。また、周期長さ p を 3 mm に設定し、周期数を 15 に設定し、キャパシタ C_{se} のキャパシタンスを 0.4 pF に設定し、キャパシタ C_{sh} のキャパシタンスを 0.1 pF に設定した。なお、図 2 6 に示すように、スタブ導体 1 3 A は開放スタブであり、スタブ導体 1 3 B は短絡スタブである。

【 0 1 2 1 】

さらに、図 2 5 において、ポート P 1 に反射器 R 1 を接続し、ポート P 2 に反射器 R 2 を接続し、給電線 F を反射器 R 1 に接続した。ここで、反射器 R 1 及び R 2 の X 軸方向の幅を 4.5 mm にそれぞれ設定した。また、反射器 R 1 の Y 軸方向の幅を、管内波長の約 3/4 である 19.2 mm に設定し、反射器 R 2 の Y 軸方向の幅を、管内波長の約 1/4 である 6.25 mm に設定した。さらに、フェライト角棒 1 5 A の断面寸法を 0.8 mm × 0.8 mm に設定した。なお、飽和磁化は $\mu_0 M_s = 160 \text{ mT}$ とした。また、隣接するスタブ導体 1 3 A 間の容量結合を抑制するために、スタブ導体 1 3 A の幅より細い幅を有する接地導体 5 0 を、隣接するスタブ導体 1 3 A 間に形成した。

【 0 1 2 2 】

図 2 7 は、図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F の分散曲線及び非相反移相量 N_R の周波数特性のシミュレーション計算値を示すグラフである。図 2 7 に示すように、非相反移相量 N_R のシミュレーション計算値は、ビームスクイントが全く発生しない理想的な場合の非相反移相量 N_{RZ} に良く一致していることがわかる。

【 0 1 2 3 】

図 2 8 は、図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F の放射特性を示すグラフである。図 2 8 において、動作周波数が 7.35 GHz の場合を示す。図 2 8 から、主ビームの放射角は、0 度から傾いて 19 度となっていることが確認できる。

10

20

30

40

50

【 0 1 2 4 】

図 2 9 は、図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F の放射角 の周波数特性を示すグラフであり、図 3 0 は、図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F の放射利得の周波数特性を示すグラフである。図 2 9 から、放射角 は 7 . 2 0 G H z から 7 . 5 5 G H z に亘りほぼ一定となっていることが確認できる。従って、ビームスクイントが実質的に発生しない 4 % 以上の動作比帯域を実現していることがわかる。すなわち、本実施形態によれば、ビームスクイントが実質的に発生しない動作比帯域を、マイクロストリップ線路 1 2 E のストリップ導体の片側のみにスタブ導体を設けた場合の動作比帯域 2 % (非特許文献 1 参照) に比べて大幅に改善できた。

【 0 1 2 5 】

図 3 1 A は図 2 5 の非相反伝送線路装置 7 0 F を用いた擬似進行波共振アンテナ装置の構成を示す斜視図である。図 3 1 A の擬似進行波共振アンテナ装置において、2 つの反射器 R 1 , R 2 は非相反伝送線路装置 7 0 F から見てそれぞれポート P 1 , P 2 において短絡となるように長さが調整されている。このうち給電線 F に接続された側の反射器 R 2 は、非接続側の反射器 R 2 に比べて、給電線 F の接続部分を確保するために半波長だけ長い構造となっており、その結果不要な放射を引き起こす。この不要放射抑制のため、その反射器 R 2 には金属遮蔽板 9 0 による遮蔽構造が採用されている。

【 0 1 2 6 】

図 3 1 B は図 3 1 A の擬似進行波共振アンテナ装置の数値計算結果であって、給電線 F から擬似進行波共振アンテナ装置を見たときの反射係数 S_{11} の周波数特性を示すグラフである。図 3 1 B のグラフは、反射の小さくなる 3 つの周波数で同アンテナ装置が共振していることを意味し、その結果このアンテナ装置から電磁波が放射される。3 つの共振周波数のうち 6 . 5 G H z 及び 7 . 4 G H z 帯での共振では、C R L H 線路内で半波長共振となっている。これに対して、6 . 9 G H z での共振状態は、本実施形態で注目する擬似進行波共振として動作している。

【 0 1 2 7 】

図 3 1 C は図 3 1 A の擬似進行波共振アンテナ装置の数値計算結果であって、非相反伝送線路装置 7 0 F の長手方向に沿う磁界分布及び電界分布の正規化振幅を示すグラフである。図 3 1 C から明らかなように、両端短絡共振器の場合、理想的には磁界が支配的な共振となり、電界成分は小さくなる。

【 0 1 2 8 】

図 3 1 D は図 3 1 A の擬似進行波共振アンテナ装置の数値計算結果であって、非相反伝送線路装置 7 0 F の長手方向に沿う磁界分布の位相勾配を示すグラフである。図 3 1 D から明らかなように、非相反伝送線路装置 7 0 F 部分では、長さ 3 0 m m に対して 7 0 程度の位相変化が確認される。

【 0 1 2 9 】

図 3 1 E は図 3 1 A の擬似進行波共振アンテナ装置の数値計算結果であって、当該擬似進行波共振アンテナ装置のブロードサイド方向の放射ビーム角の周波数特性を示すグラフである。すなわち、図 3 1 E は、擬似進行波共振アンテナ装置からの放射ビーム角を、ブロードサイド方向を基準に取り、動作周波数の関数として示している。磁化が $4 \text{ M} = -1600 \text{ G}$ の場合、6 . 8 5 G H z から 7 . 1 5 G H z までの比帯域 4 % の範囲で、ビーム方向がほぼ一定となり、ビームスクイントが低減していることが確認される。さらに磁化及び内部磁界の大きさを $4 \text{ M} = 0 \text{ G}$ 及び $+1600 \text{ G}$ と変えた場合についても示している。ビームスクイント抑制の効果が少し劣化しているが、同様の傾向が確認されている。

【 0 1 3 0 】

図 3 1 F は図 3 1 A の擬似進行波共振アンテナ装置の数値計算結果であって、当該擬似進行波共振アンテナ装置の長手方向に対して垂直な面における放射パターンを示すグラフである。図 3 1 F から明らかなように、印加磁界 $4 \text{ M} = +1600 \text{ G}$ の場合、動作周波数 7 G H z の入力信号に対して、8 d B i の放射利得を得ている。

【 0 1 3 1 】

10

20

30

40

50

図32Aは図31Aの擬似進行波共振アンテナ装置の試作例を示す写真であり、図32Bは図32Aの試作例に係る擬似進行波共振アンテナ装置の実験結果であって、当該擬似進行波共振アンテナ装置のブロードサイド方向の放射ビーム角の周波数特性を示すグラフである。図32Aから明らかなように、外部印加磁界が $H_{ex} = -1000, 0, +1000$ Oeの3つの場合を示す。放射ビーム角が周波数により変化しないビームスクイントが厳密に0となる帯域は、図31Eに示す数値計算結果に比べて小さいが、過去に試作したビームスクイント抑制機能のない擬似進行波共振構造の場合に比べて、ビームスクイントが低減されている動作帯域が大幅に改善された。

【0132】

図32Cは図32Aの試作例に係る擬似進行波共振アンテナ装置の実験結果であって、当該擬似進行波共振アンテナ装置の長手方向に対して垂直な面における放射パターンを示すグラフである。ここで、動作周波数は6.63GHz、外部印加磁界 $H_{ex} = -1000$ Oeの場合を示している。図32Cから明らかなように、擬似進行波共振アンテナ装置の長手方向の中心からやや後方方向にビームを有していることがわかる。

【0133】

なお、実施形態に係る非相反伝送線路装置70Aにおいて、スタブ導体13A及び13Bの各電気長 L_a 及び L_b を、実施形態及びその変形例で説明したように設定してもよい。

【産業上の利用可能性】

【0134】

以上詳述したように、本発明に係る非相反伝送線路装置及びアンテナ装置によれば、動作角周波数に対する非相反移相量 $N_R = (\theta_p - \theta_m) / 2$ の関数が、上記非相反伝送線路装置から放射される電磁波の放射方向が周波数に応じて変化する現象であるビームスクイントが発生しないときの、動作角周波数に対する非相反移相量 N_R の関数に近接するように構成されたので、動作帯域の中心周波数近傍でビームスクイントが実質的に発生しない。

【0135】

本発明に係る非相反伝送線路装置70A～70Fは、信号伝送用のデバイス及びアンテナ装置として有用である。

【符号の説明】

【0136】

10...誘電体基板、
 11, 18, 22, 23, 50...接地導体、
 12, 21, 24...ストリップ導体、
 12A...コプレーナ線路、
 12E...マイクロストリップ線路、
 13A, 13B...スタブ導体、
 15...フェライト板、
 15A...フェライト角棒、
 17A, 17B...接地導体、
 60A～60F...単位セル、
 61, 62...伝送線路部分、
 70A～60F...非相反伝送線路装置、
 80...外部磁界発生器、
 C, C1, C2, C60, Cse, Csh...キャパシタ、
 P1, P2, P11, P12...ポート。

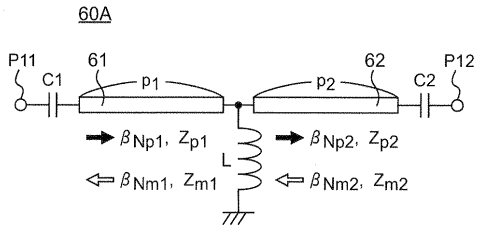
10

20

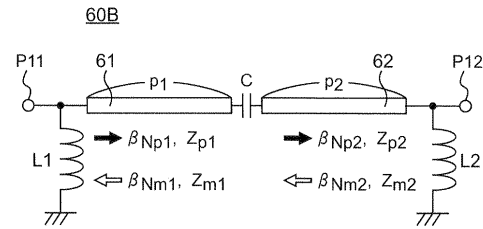
30

40

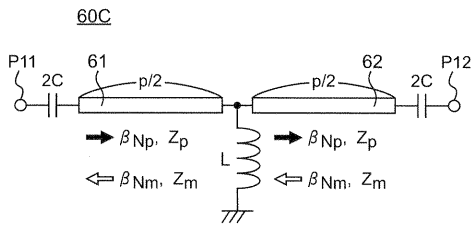
【図1】



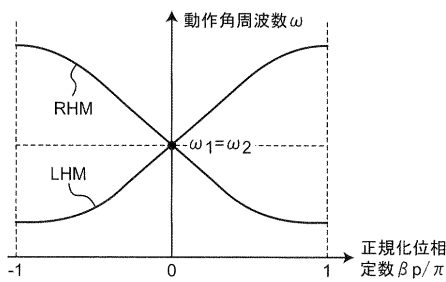
【図2】



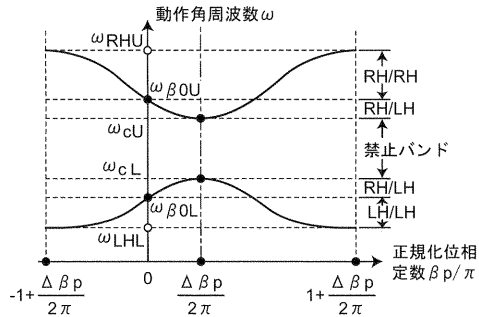
【図3】



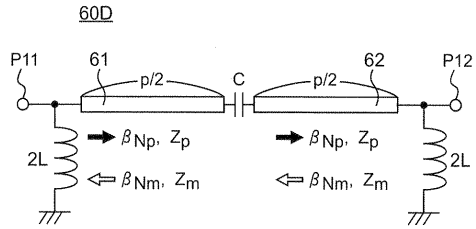
【図6】



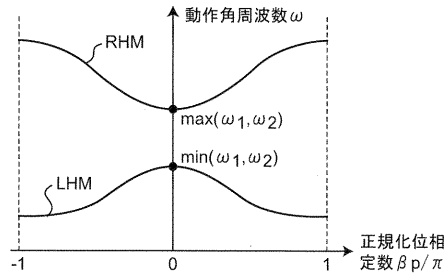
【図7】



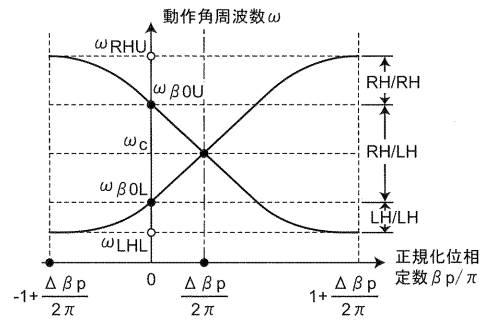
【図4】



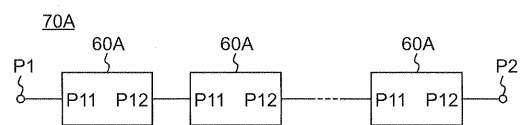
【図5】



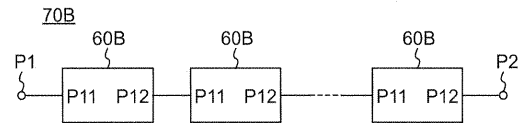
【図8】



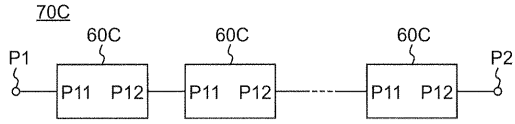
【図9】



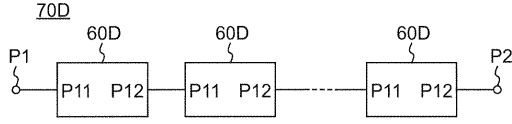
【図10】



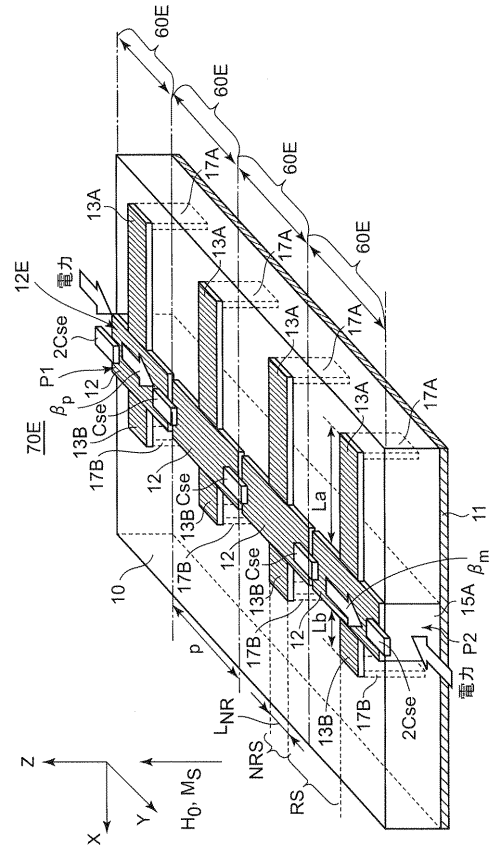
【図 1 1】



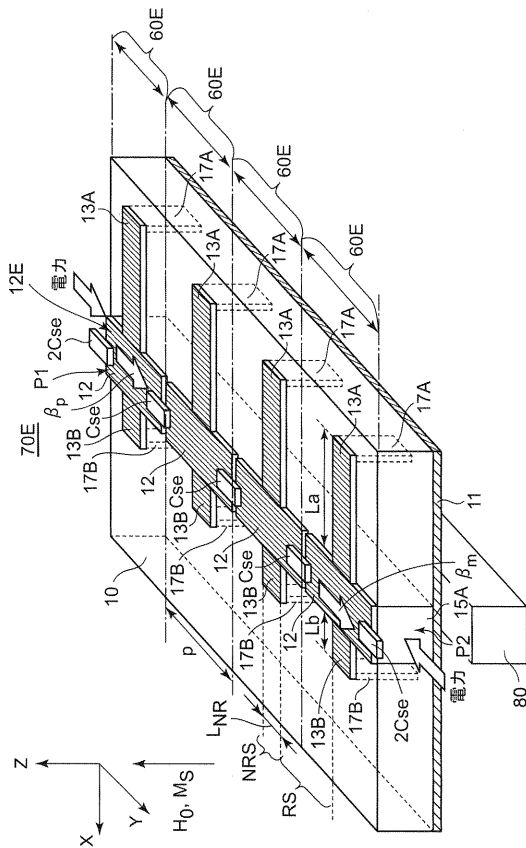
【図 1 2】



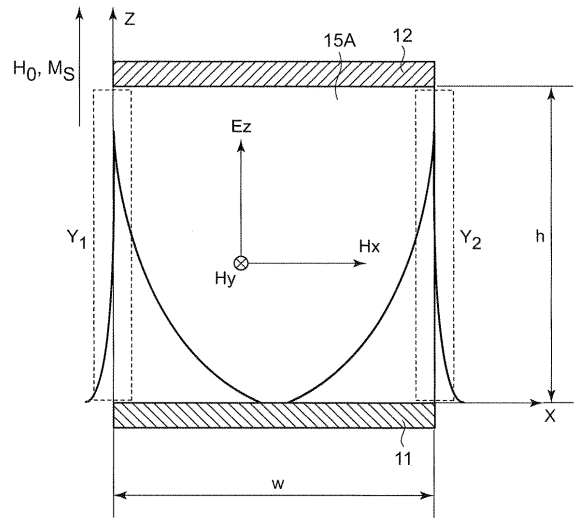
【図 1 3 A】



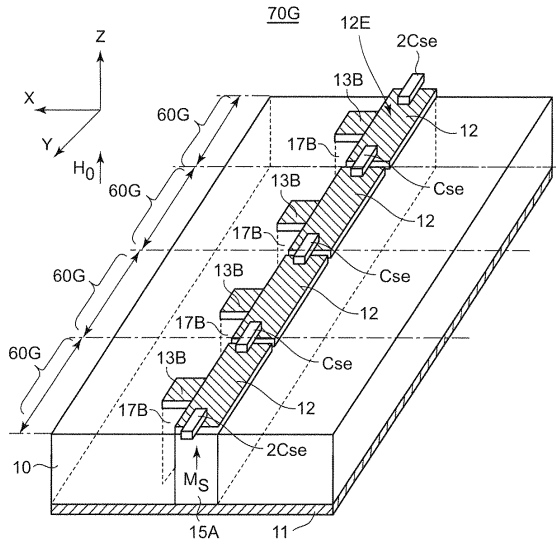
【図 1 3 B】



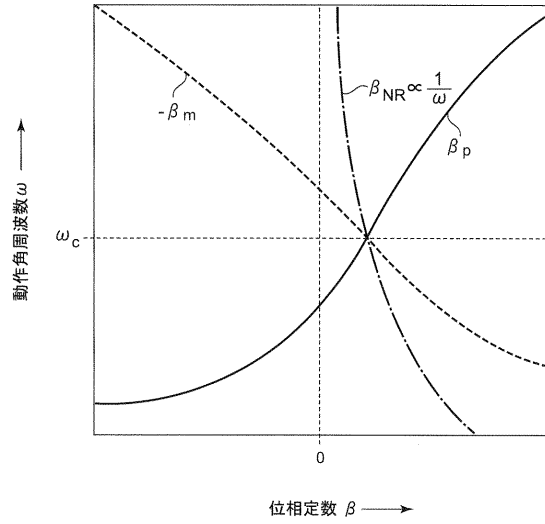
【図 1 4】



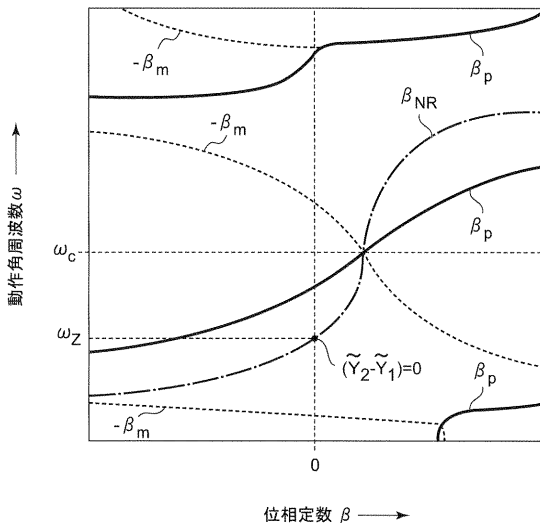
【図15】



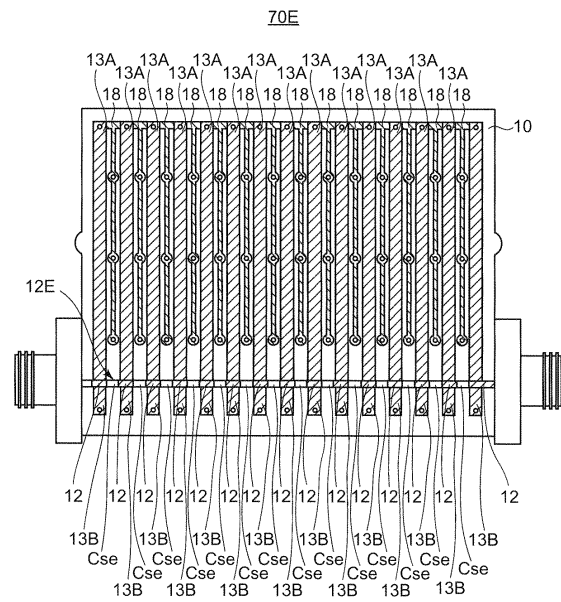
【図16】



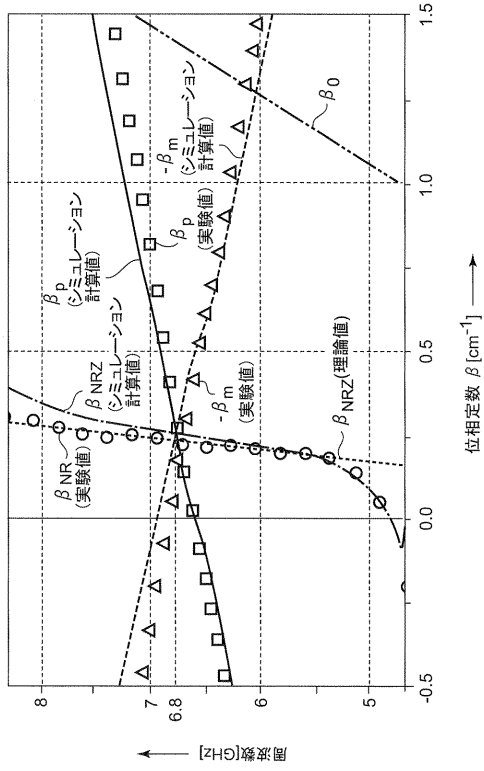
【図17】



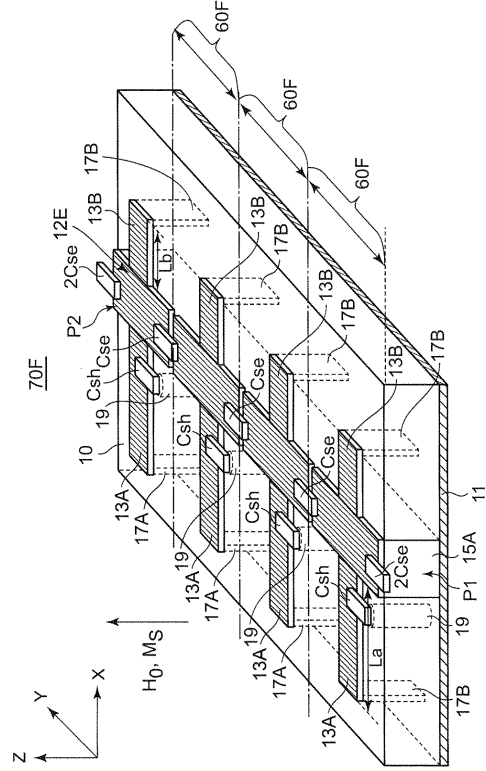
【図18】



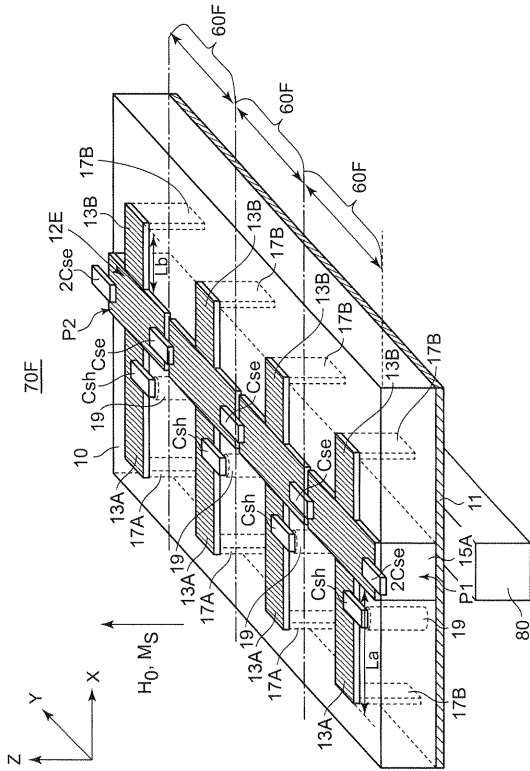
【図19】



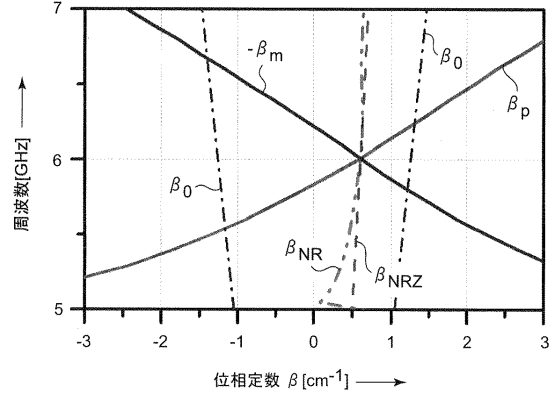
【図20A】



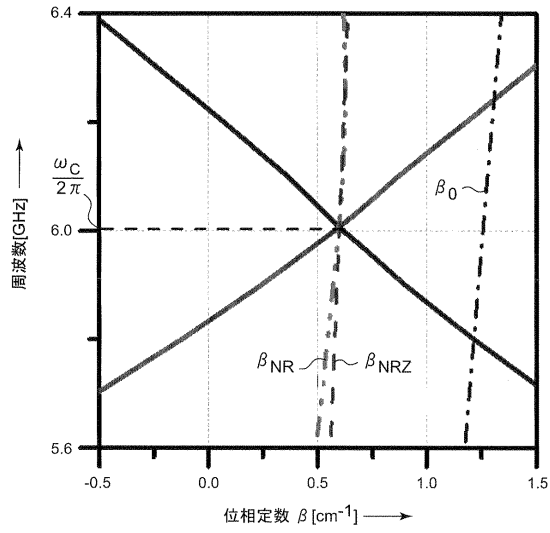
【図20B】



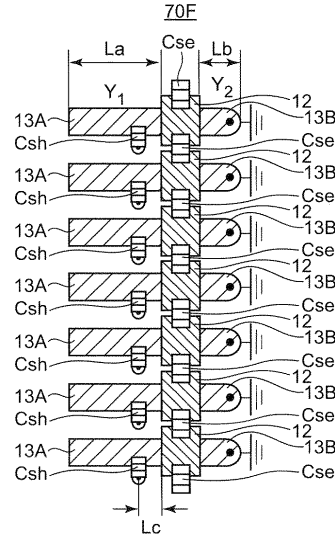
【図21】



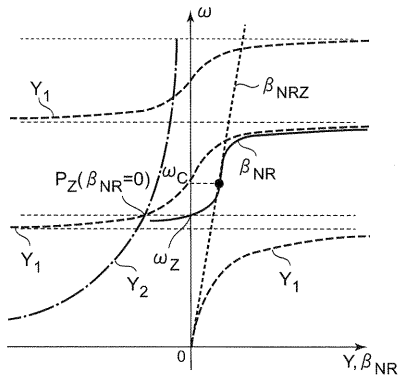
【図 2 2】



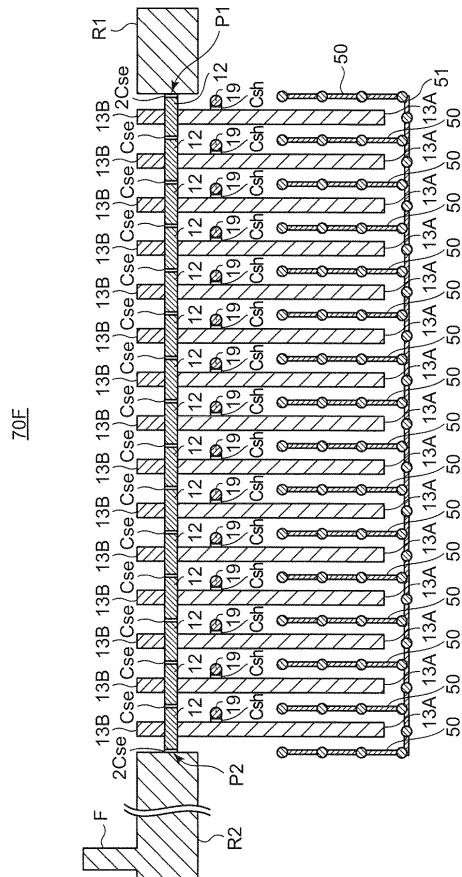
【図 2 3】



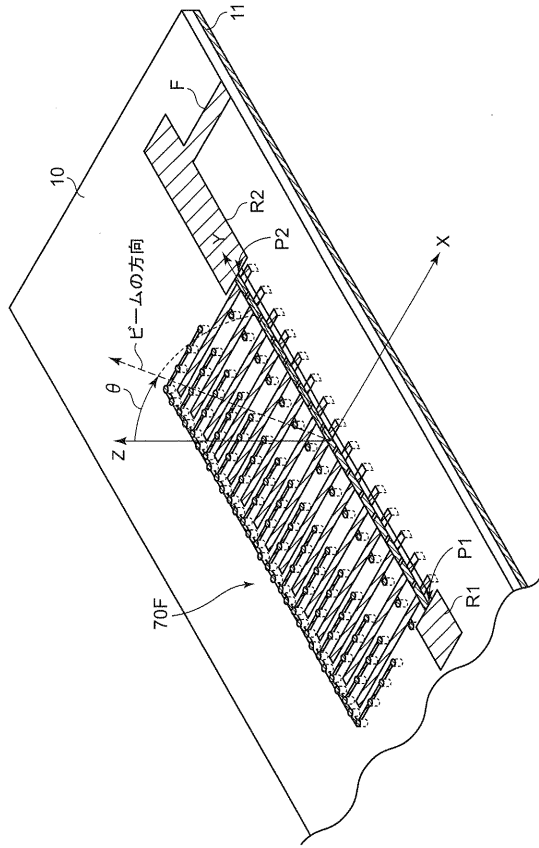
【図 2 4】



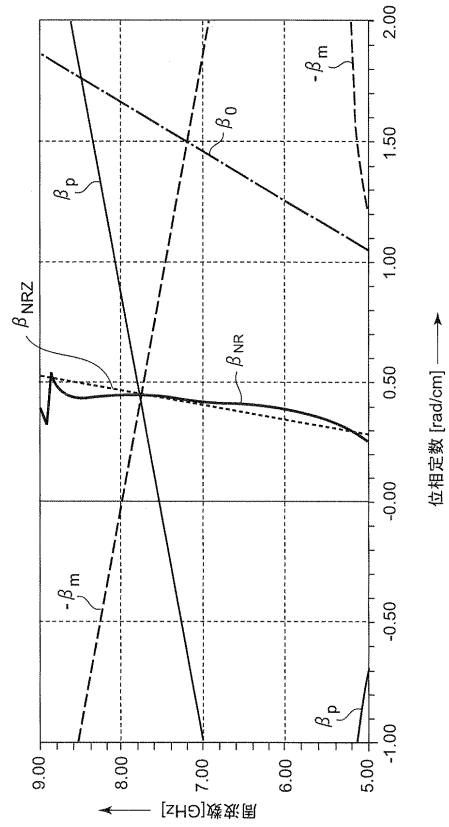
【図 2 5】



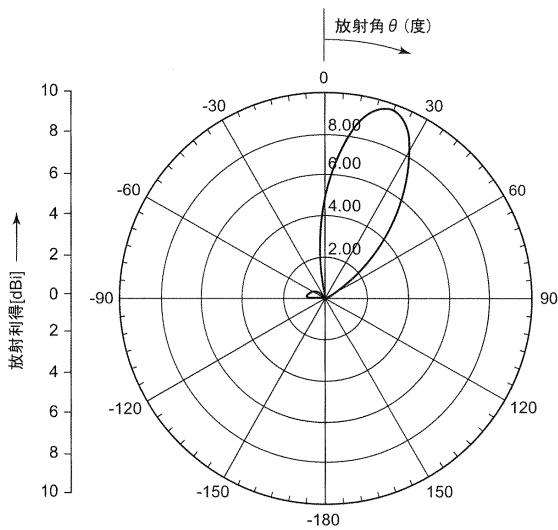
【図 26】



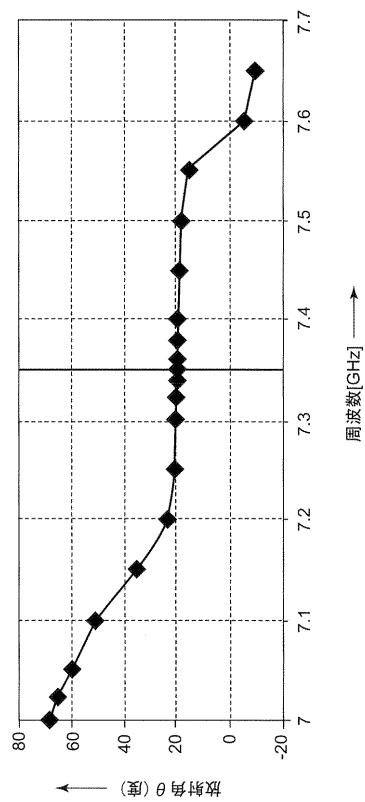
【図 27】



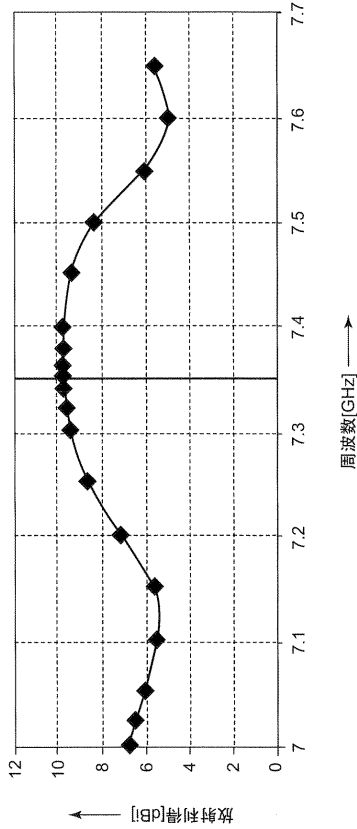
【図 28】



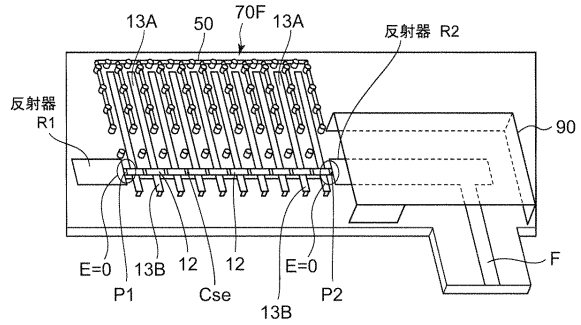
【図 29】



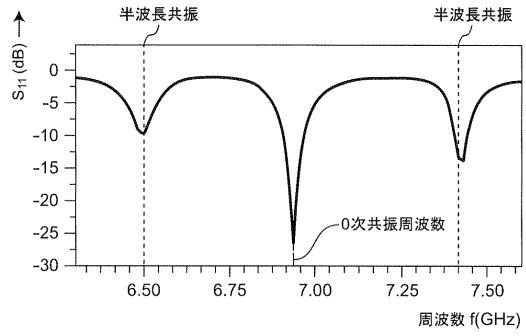
【図30】



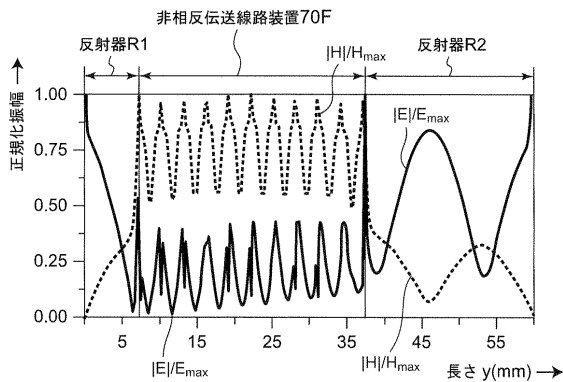
【図31A】



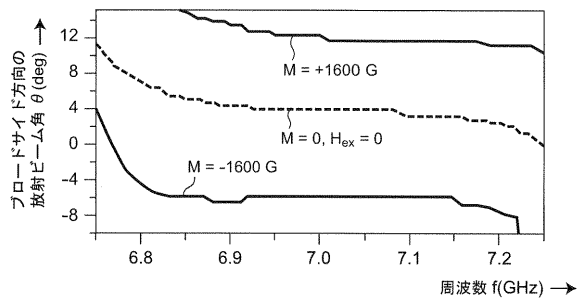
【図31B】



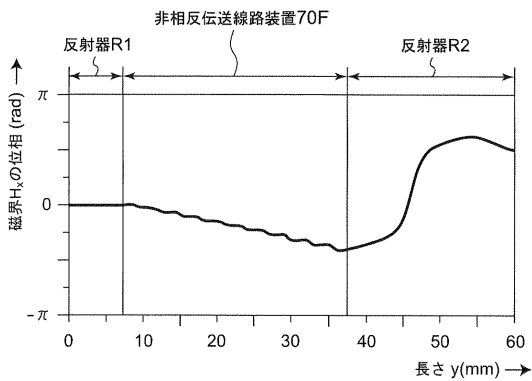
【図31C】



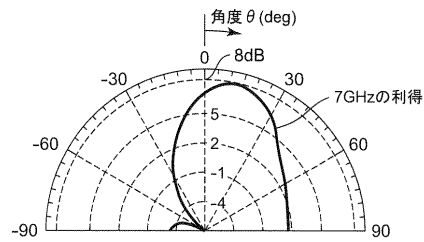
【図31E】



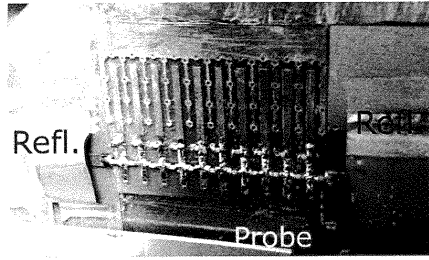
【図31D】



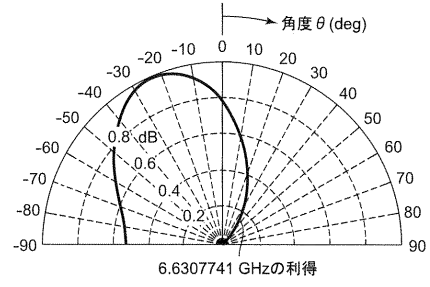
【図31F】



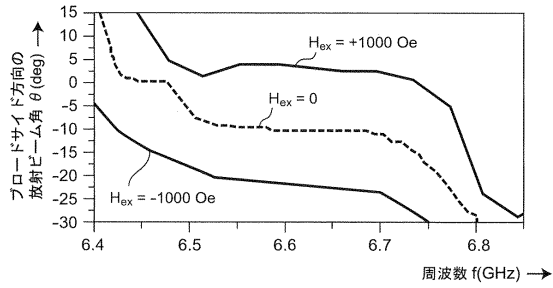
【図 3 2 A】



【図 3 2 C】



【図 3 2 B】



フロントページの続き

審査官 岸田 伸太郎

(56)参考文献 国際公開第2008/111460(WO, A1)

M. Tsutsumi and T. Ueda, Nonreciprocal left-handed microstrip lines using ferrite substrate, 2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 米国, IEEE, 2004年6月, Vol. 1, pp. 249 - 252

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01P 1/32

H01Q 13/20

IEEE Xplore