

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第5877193号
(P5877193)

(45) 発行日 平成28年3月2日 (2016.3.2)

(24) 登録日 平成28年1月29日 (2016.1.29)

(51) Int. Cl.

F I

HO 1 P 3/08 (2006.01)

HO 1 Q 3/26 (2006.01)

HO 1 P 1/203 (2006.01)

HO 1 P 3/08 I O I

HO 1 Q 3/26 Z

HO 1 P 1/203

請求項の数 37 (全 94 頁)

(21) 出願番号	特願2013-501149 (P2013-501149)	(73) 特許権者	503360115
(86) (22) 出願日	平成24年2月24日 (2012.2.24)		国立研究開発法人科学技術振興機構
(86) 国際出願番号	PCT/JP2012/054632		埼玉県川口市本町四丁目1番8号
(87) 国際公開番号	W02012/115245	(74) 代理人	100101454
(87) 国際公開日	平成24年8月30日 (2012.8.30)		弁理士 山田 卓二
審査請求日	平成26年12月22日 (2014.12.22)	(74) 代理人	100081422
(31) 優先権主張番号	特願2011-40383 (P2011-40383)		弁理士 田中 光雄
(32) 優先日	平成23年2月25日 (2011.2.25)	(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	岸本 紘幸
			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】 非可逆伝送線路装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

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可逆伝送線路装置であって、
上記非可逆伝送線路装置は、マイクロ波信号の伝送線路部分と、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及び第2のポート間で縦続接続して構成され、

上記少なくとも1つの単位セルのそれぞれは、上記伝送線路部分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か又は外部磁界により磁化され、

上記少なくとも1つの単位セルのそれぞれにおいて、上記第1の並列枝の回路は、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一方の側に形成され、上記第2の並列枝の回路は、上記面に対して他方の側に形成され、上記伝送線路部分から見た上記第1の並列枝の回路のインピーダンスは、上記伝送線路部分から見た上記第2の並列枝の回路のインピーダンスとは異なることを特徴とする非可逆伝送線路装置。

【請求項2】

上記少なくとも1つの単位セルのそれぞれは、上記伝送線路部分に直列に挿入されかつ容量性素子を等価的に含む直列枝の回路をさらに備えることを特徴とする請求項1記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項3】

上記少なくとも 1 つの単位セルのそれぞれは、
接地導体と、

上記伝送線路部分と上記接地導体との間に設けられた棒状の磁性体とを含むことを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 4】

上記少なくとも 1 つの単位セルのそれぞれは、

第 1 及び第 2 の面を有する磁性体基板と、

上記磁性体基板の第 1 の面に設けられた接地導体とを含み、

上記伝送線路部分、及び上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路は、上記磁性体基板の第 2 の面に設けられたことを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の非可逆伝送線路装置。

10

【請求項 5】

上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路はそれぞれ、互いに異なる電気長を有するスタブ導体であることを特徴とする請求項 1 ~ 4 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 6】

上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路のそれぞれは、移相器を含むスタブ導体であり、上記移相器に印加する電圧を制御することにより上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路のインピーダンスを変化させることを特徴とする請求項 1 ~ 4 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 7】

20

上記少なくとも 1 つの単位セルのそれぞれは、

上記第 1 の並列枝の回路と上記接地導体との間に設けられた第 1 の誘電体基板と、

上記第 1 の誘電体基板の上記接地導体と対向する面に設けられた第 1 の電極と、

上記第 2 の並列枝の回路と上記接地導体との間に設けられた第 2 の誘電体基板と、

上記第 2 の誘電体基板の上記接地導体と対向する面に設けられた第 2 の電極とをさらに含み、

上記第 1 の電極と上記接地導体との間に印加する第 1 の電圧と、上記第 2 の電極と上記接地導体との間に印加する第 2 の電圧とを制御することにより、上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路のインピーダンスを変化させることを特徴とする請求項 3 記載の非可逆伝送線路装置。

30

【請求項 8】

上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路は短絡スタブであることを特徴とする請求項 1 ~ 7 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 9】

上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路は開放スタブであることを特徴とする請求項 1 ~ 7 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 10】

上記各単位セルの上記伝送線路部分はマイクロストリップ線路であることを特徴とする請求項 1 ~ 9 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 11】

40

所定の動作周波数において、上記順方向では右手系伝送で電力伝送されかつ上記逆方向では左手系伝送で電力伝送されるように、伝搬定数と動作周波数との関係を示す分散曲線において所定の伝搬定数及び動作周波数を設定したことを特徴とする請求項 1 ~ 10 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 12】

所定の動作周波数において、上記順方向では左手系伝送もしくは右手系伝送で電力伝送されかつ上記逆方向では伝搬定数がゼロで管内波長が無限大となるように電力伝送されるように、伝搬定数と動作周波数との関係を示す分散曲線において所定の伝搬定数及び動作周波数を設定したことを特徴とする請求項 1 ~ 10 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

50

【請求項 1 3】

上記非可逆伝送線路装置は、伝搬定数と動作周波数との関係を示す分散曲線において所定の伝搬定数及び動作周波数を設定することにより構成され、所定の移相量だけ移相するマイクロ波移相器であることを特徴とする請求項 1 ~ 1 2 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 1 4】

上記非可逆伝送線路装置は、上記順方向で伝搬する第 1 のモードの伝搬定数を β_+ とし、上記逆方向で伝搬する第 2 のモードの伝搬定数を β_- としたとき、 $\beta_+ = -\beta_- \neq 0$ を満たすように構成されたマイクロ波共振器であることを特徴とする請求項 1 1 記載の非可逆伝送線路装置。

10

【請求項 1 5】

上記非可逆伝送線路装置と結合するように設けられた結合用伝送線路を備え、マイクロ波フィルタを構成したことを特徴とする請求項 1 4 記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 1 6】

上記非可逆伝送線路装置と結合するように設けられた負性抵抗素子を備え、マイクロ波発振器を構成したことを特徴とする請求項 1 4 記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 1 7】

上記非可逆伝送線路装置と結合するように設けられた給電用伝送線路を備え、マイクロ波アンテナ装置を構成したことを特徴とする請求項 1 4 記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 1 8】

上記非可逆伝送線路装置と結合するように設けられた給電用伝送線路と、上記非可逆伝送線路装置と結合するように設けられた複数の分岐用伝送線路とを備え、マイクロ波電力分配器を構成したことを特徴とする請求項 1 4 記載の非可逆伝送線路装置。

20

【請求項 1 9】

上記非可逆伝送線路装置において、上記容量性素子は当該伝送線路を伝搬する電磁波モードの実効透磁率が負であるマイクロ波素子であり、上記誘導性素子は当該伝送線路を伝搬する電磁波モードの実効誘電率が負であるマイクロ波素子であることを特徴とする請求項 1 ~ 1 8 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 2 0】

請求項 1 0 記載の非可逆伝送線路装置を用いて構成されたアンテナ装置であって、

30

上記非可逆伝送線路装置は、所定の動作周波数において高周波信号が上記非可逆伝送線路装置を所定の伝搬方向で伝搬するとき、上記伝搬方向と実質的に同じ方向で漏れ波の主ビームを有する放射パターンの電磁波を放射するとともに、上記伝搬方向と実質的に逆の方向又は上記伝搬方向と実質的に垂直な方向で漏れ波の主ビームを有する放射パターンの電磁波を放射し、

上記アンテナ装置はさらに、

上記非可逆伝送線路装置の第 1 のポート及び第 2 のポートのうちの少なくとも一方に高周波信号を入力し、所定の動作周波数において、上記非可逆伝送線路装置を前進波伝送線路又は後退波伝送線路として動作させ、上記非可逆伝送線路装置の非可逆性を利用して、上記入力する高周波信号の振幅と位相の少なくとも一方を制御することにより、上記非可逆伝送線路装置から漏洩する漏洩波を放射波とする主ビームを形成するように制御する制御手段を備えたことを特徴とするアンテナ装置。

40

【請求項 2 1】

上記制御手段は、上記非可逆伝送線路装置の第 1 のポート及び第 2 のポートにそれぞれ上記高周波信号を入力し、上記入力する各高周波信号の振幅と位相の少なくとも一方を制御することにより、放射波の主ビームを形成することを特徴とする請求項 2 0 記載のアンテナ装置。

【請求項 2 2】

上記制御手段は、上記第 1 のポートに上記高周波信号を入力し、上記入力する高周波信号の振幅と位相の少なくとも一方を制御することにより、上記第 2 のポートにおいて前進

50

波を反射して、放射波の主ビームを形成することを特徴とする請求項 20 記載のアンテナ装置。

【請求項 23】

上記制御手段は、上記第 2 のポートに上記高周波信号を入力し、上記入力する高周波信号の振幅と位相の少なくとも一方を制御することにより、上記第 1 のポートにおいて後退波を反射して、放射波の主ビームを形成することを特徴とする請求項 20 記載のアンテナ装置。

【請求項 24】

上記制御手段は、上記非可逆伝送線路装置の第 1 のポート及び第 2 のポートにそれぞれ上記高周波信号を選択的に入力し、上記入力する高周波信号の振幅と位相の少なくとも一方を制御することにより、放射波の主ビームを形成することを特徴とする請求項 20 記載のアンテナ装置。

10

【請求項 25】

上記非可逆伝送線路装置はマイクロ波共振器として動作し、

上記非可逆伝送線路装置の各单位セルは、上記非可逆伝送線路装置に入力されるマイクロ波信号の動作周波数と上記非可逆伝送線路装置の位相定数との関係を示す分散曲線において上記非可逆伝送線路装置が所定の位相定数を有するように回路構成され、

上記非可逆伝送線路装置は、

上記第 1 のポートに接続され、所定の動作周波数において上記第 1 のポートから見たインピーダンスが第 1 のインピーダンスとなるように動作する第 1 の反射用インピーダンス回路と、

20

上記第 2 のポートに接続され、上記動作周波数において上記第 2 のポートから見たインピーダンスが第 2 のインピーダンスとなるように動作する第 2 の反射用インピーダンス回路とを備え、

上記第 1 のインピーダンスは実質的に実部を持たない所定の複素数であり、

上記第 2 のインピーダンスは、上記第 1 のインピーダンスと実質的に共役である実質的に実部を持たない複素数であることを特徴とする請求項 1 ~ 10 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 26】

上記非可逆伝送線路装置の各单位セルは、上記動作周波数において、上記順方向では右手系伝送で電力伝送されかつ上記逆方向では左手系伝送で電力伝送されるように、上記分散曲線において上記非可逆伝送線路装置が所定の伝搬定数を有するように回路構成されたことを特徴とする請求項 25 記載の非可逆伝送線路装置。

30

【請求項 27】

上記非可逆伝送線路装置の各单位セルは、上記動作周波数において、上記順方向では左手系伝送で電力伝送されかつ上記逆方向では右手系伝送で電力伝送されるように、上記分散曲線において上記非可逆伝送線路装置が所定の伝搬定数を有するように回路構成されたことを特徴とする請求項 25 記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 28】

上記非可逆伝送線路装置の各单位セルは、上記動作周波数において、上記順方向及び上記逆方向の両方で上記マイクロ波信号がその位相定数がゼロの状態電力伝送されるように、上記分散曲線において上記非可逆伝送線路装置が所定の伝搬定数を有するように回路構成されたことを特徴とする請求項 25 記載の非可逆伝送線路装置。

40

【請求項 29】

上記非可逆伝送線路装置において、上記容量性素子は当該伝送線路を伝搬する電磁波モードの実効透磁率が負であるマイクロ波素子であり、上記誘導性素子は当該伝送線路を伝搬する電磁波モードの実効誘電率が負であるマイクロ波素子であることを特徴とする請求項 25 ~ 28 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置。

【請求項 30】

請求項 25 ~ 29 のうちのいずれか 1 つに記載の非可逆伝送線路装置を用いて構成され

50

たアンテナ装置であって、

上記第１の反射用インピーダンス回路又は上記第２の反射用インピーダンス回路に接続され、マイクロ波信号を上記非可逆伝送線路装置に給電する給電回路をさらに備えたことを特徴とするアンテナ装置。

【請求項３１】

請求項２５～２９のうちのいずれか１つに記載の非可逆伝送線路装置を用いて構成されたアンテナ装置であって、

上記第１の反射用インピーダンス回路又は上記第２の反射用インピーダンス回路に接続され、上記非可逆伝送線路装置によって受信されたマイクロ波信号を出力する給電回路をさらに備えたことを特徴とするアンテナ装置。

【請求項３２】

上記第１の反射用インピーダンス回路は、上記第１のインピーダンスを変化させる第１のインピーダンス変化手段を備え、

上記第２の反射用インピーダンス回路は、上記第２のインピーダンスを変化させる第２のインピーダンス変化手段を備え、

上記アンテナ装置は、

上記出力されたマイクロ波信号の受信電力を検出する受信電力検出手段と、

上記検出された受信電力に基づいて、上記受信電力が最大になるように上記第１及び第２のインピーダンス変化手段をそれぞれ制御する制御手段とをさらに備え、

上記第１及び第２のインピーダンスが変化することにより、上記アンテナ装置の偏波面が変化することを特徴とする請求項３１記載のアンテナ装置。

【請求項３３】

上記第１及び第２のインピーダンスは離散的に変化することを特徴とする請求項３２記載のアンテナ装置。

【請求項３４】

上記第１及び第２のインピーダンスは連続的に変化することを特徴とする請求項３２記載のアンテナ装置。

【請求項３５】

上記第１及び第２の反射用インピーダンス回路のそれぞれは、可変容量ダイオード及びインダクタを含むことを特徴とする請求項３４記載のアンテナ装置。

【請求項３６】

上記第１及び第２の反射用インピーダンス回路のそれぞれは、移相器及び伝送線路を含むことを特徴とする請求項３４記載のアンテナ装置。

【請求項３７】

上記第１及び第２の並列枝の回路はそれぞれ移相器を含み、上記移相器に印加する電圧を制御することにより上記第１及び第２の並列枝の回路のインピーダンスを変化させ、

上記第１及び第２の並列枝の回路のインピーダンスが変化することにより、上記アンテナ装置の放射方向が変化することを特徴とする請求項３１～３６のうちのいずれか１つに記載のアンテナ装置。

【発明の詳細な説明】

【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可逆伝送線路装置に関し、また、そのような非可逆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】

最近、右手／左手系複合伝送線路装置（composite right/left-handed transmission line：CRLH伝送線路装置）に関する研究が行われている。従来の右手／左手系複合伝送線路装置においては、電磁波の伝送電力の向きと位相流れの向きが同じである前進波（右手系モード）伝搬と、伝送電力と位相流れの向きが互いに反対方向を向く後退波（左手

10

20

30

40

50

系モード)伝搬を兼ね備えているが、これら伝搬特性の切り換えは、動作帯域の違いにより実現されていた。これに対して、本願発明者のうちの1人は、特許文献1及び非特許文献1～3などにおいて、単一の動作帯域で、順方向に右手系モードが伝搬し、それと同時に逆方向には左手系モードが伝搬可能な、非可逆伝送線路装置を提案した。

【0003】

図117は、特許文献1に記載の、従来技術に係る非可逆伝送線路装置の構成を示す斜視図である。図117の非可逆伝送線路装置は、

(a)基板表面に対して垂直な方向の自発磁化もしくは外部磁界により生じた磁化 M_s を有するフェライト基板10Fと、例えばガラスエポキシ樹脂などの誘電体基板10とをそれらの側面同士で境界部分にて合体してなり、裏面に接地導体11を有する基板と、

(b)上記基板の境界部分上に形成されたマイクロストリップ線路12Aと、

(c)マイクロストリップ線路12Aを形成する複数のストリップ導体12のうちの互いに隣接する各ストリップ導体12をそれぞれ接続する複数のキャパシタCと、

(d)上記各ストリップ導体12を接地導体11にそれぞれ接続する複数の短絡スタブ導体13と

を備えて構成される。このように、図117の非可逆伝送線路装置は、伝送線路の単位セルをポートP1、P2間で縦続接続して構成され、これらの単位セルは、容量性素子を等価的に含む直列枝の回路と、誘導性素子を等価的に含む並列枝の回路とを備え、マイクロ波の伝搬方向に対して異なる磁化方向に磁化されてジャイロ異方性を有し、伝搬方向と磁化方向とにより形成される面に対して非対称な構造を有し、かつ、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可逆位相特性を有するように、伝搬定数と動作周波数との関係を示す分散曲線において所定の伝搬定数及び動作周波数を設定してなる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0004】

【特許文献1】国際出願の国際公開WO2008/111460。

【非特許文献】

【0005】

【非特許文献1】T. Ueda, K. Horikawa, M. Akiyama, M. Tsutsumi, "Nonreciprocal phase-shift composite right/left handed transmission lines and their application to leaky wave antennas," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 57, No. 7, pp. 1995-2005, July 2009.

【非特許文献2】T. Ueda, M. Akiyama, "Nonreciprocal phase-shift composite right/left handed microstrip lines using ferrite-rod-embedded substrate," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 45, No. 10, pp. 4203-4206, October 2009.

【非特許文献3】K. Horikawa, T. Ueda, M. Akiyama, "Influence of reflected waves at a terminal of nonreciprocal phase-shift CRLH transmission lines on the leaky wave radiation," Proceedings of the 2009 Asia-Pacific Microwave Conference, TU3C-5, pp. 1-4, Singapore, December 7-10, 2009.

【非特許文献4】A. Sanada et al., "Novel zeroth-order resonance in composite right/left-

10

20

30

40

50

handed transmission line resonators", in Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference 2003, pp.1588-1591, November 2003.

【非特許文献5】上田哲也,「非可逆右手/左手系伝送線路を用いた伝送線路型共振器」,電子情報通信学会総合大会講演論文集,エレクトロニクス,C-2-79,2008年3月。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

10

非可逆伝送線路装置を実現するためには、ジャイロ回転異方性を示す材料及び構造物と、線路構造の非対称性とを組み合わせる。これまで提案した非可逆伝送線路装置においては、線路構造の非対称性を実現するために、主として基板の材料の相違に依存し(マイクロストリップ線路12Aよりも+X側ではフェライト基板10Fを用い、-X側では誘電体基板10を用いている。)、非可逆伝送線路装置の各構成要素に係る他のパラメータを考慮したものではなかった。従って、線路構造の非対称性を実現するための新規な原理を提供することが望ましい。

【0007】

また、これまで提案した非可逆伝送線路装置においては、ジャイロ回転異方性を有す材料として、軟磁性体であるフェライトを用いることを想定し、非可逆性の大きさを制御するために、フェライトに印加する外部直流磁界の強さを変えていた。外部直流磁界の強さ及び向きを制御するためには、永久磁石を機械的に移動させるか、電磁石に流れる電流の大きさを制御する方法が取られていた。しかしながら、機械的な移動手段は、動作速度が遅く、デバイスサイズが大きくなるという問題があり、その一方、電磁石は、電流で制御されるので消費電力が大きくなるという問題があった。従って、消費電力が比較的小さい電圧制御による非可逆性の制御方法を提供することが望ましい。

20

【0008】

本発明の目的は、以上の問題点を解決し、新規な原理により線路構造の非対称性を実現し、小さな消費電力で非可逆性を制御できる非可逆伝送線路装置を提供し、また、そのような非可逆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。

30

【課題を解決するための手段】

【0009】

本発明の第1の態様に係る非可逆伝送線路装置によれば、

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可逆伝送線路装置であって、

上記非可逆伝送線路装置は、マイクロ波信号の伝送線路部分と、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及び第2のポート間で縦続接続して構成され、

上記少なくとも1つの単位セルのそれぞれは、上記伝送線路部分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か又は外部磁界により磁化され、

40

上記少なくとも1つの単位セルのそれぞれにおいて、上記第1の並列枝の回路は、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一方の側に形成され、上記第2の並列枝の回路は、上記面に対して他方の側に形成され、上記伝送線路部分から見た上記第1の並列枝の回路のインピーダンスは、上記伝送線路部分から見た上記第2の並列枝の回路のインピーダンスとは異なることを特徴とする。

【0010】

上記非可逆伝送線路装置において、上記少なくとも1つの単位セルのそれぞれは、上記伝送線路部分に直列に挿入されかつ容量性素子を等価的に含む直列枝の回路をさらに備えることを特徴とする。

50

【 0 0 1 1 】

上記非可逆伝送線路装置において、
上記少なくとも 1 つの単位セルのそれぞれは、
接地導体と、
上記伝送線路部分と上記接地導体との間に設けられた棒状の磁性体とを含むことを特徴とする。

【 0 0 1 2 】

上記非可逆伝送線路装置において、
上記少なくとも 1 つの単位セルのそれぞれは、
第 1 及び第 2 の面を有する磁性体基板と、
上記磁性体基板の第 1 の面に設けられた接地導体とを含み、
上記伝送線路部分、及び上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路は、上記磁性体基板の第 2 の面に設けられたことを特徴とする。

10

【 0 0 1 3 】

上記非可逆伝送線路装置において、上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路はそれぞれ、互いに異なる電気長を有するスタブ導体であることを特徴とする。

【 0 0 1 4 】

上記非可逆伝送線路装置において、上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路のそれぞれは、移相器を含むスタブ導体であり、上記移相器に印加する電圧を制御することにより上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路のインピーダンスを変化させることを特徴とする。

20

【 0 0 1 5 】

上記非可逆伝送線路装置において、上記少なくとも 1 つの単位セルのそれぞれは、
上記第 1 の並列枝の回路と上記接地導体との間に設けられた第 1 の誘電体基板と、
上記第 1 の誘電体基板の上記接地導体と対向する面に設けられた第 1 の電極と、
上記第 2 の並列枝の回路と上記接地導体との間に設けられた第 2 の誘電体基板と、
上記第 2 の誘電体基板の上記接地導体と対向する面に設けられた第 2 の電極とをさらに含み、

上記第 1 の電極と上記接地導体との間に印加する第 1 の電圧と、上記第 2 の電極と上記接地導体との間に印加する第 2 の電圧とを制御することにより、上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路のインピーダンスを変化させることを特徴とする。

30

【 0 0 1 6 】

上記非可逆伝送線路装置において、上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路は短絡スタブであることを特徴とする。

【 0 0 1 7 】

上記非可逆伝送線路装置において、上記第 1 及び第 2 の並列枝の回路は開放スタブであることを特徴とする。

【 0 0 1 8 】

上記非可逆伝送線路装置において、上記各単位セルの上記伝送線路部分はマイクロストリップ線路であることを特徴とする。

【 0 0 1 9 】

上記非可逆伝送線路装置において、所定の動作周波数において、上記順方向では右手系伝送で電力伝送されかつ上記逆方向では左手系伝送で電力伝送されるように、伝搬定数と動作周波数との関係を示す分散曲線において所定の伝搬定数及び動作周波数を設定したことを特徴とする。

40

【 0 0 2 0 】

上記非可逆伝送線路装置において、所定の動作周波数において、上記順方向では左手系伝送もしくは右手系伝送で電力伝送されかつ上記逆方向では伝搬定数がゼロで管内波長が無大となるように電力伝送されるように、伝搬定数と動作周波数との関係を示す分散曲線において所定の伝搬定数及び動作周波数を設定したことを特徴とする。

【 0 0 2 1 】

50

上記非可逆伝送線路装置において、上記非可逆伝送線路装置は、伝搬定数と動作周波数との関係を示す分散曲線において所定の伝搬定数及び動作周波数を設定することにより構成され、所定の移相量だけ移相するマイクロ波移相器であることを特徴とする。

【0022】

上記非可逆伝送線路装置において、上記非可逆伝送線路装置は、上記順方向で伝搬する第1のモードの伝搬定数を β_+ とし、上記逆方向で伝搬する第2のモードの伝搬定数を β_- としたとき、 $\beta_+ = -\beta_- \neq 0$ を満たすように構成されたマイクロ波共振器であることを特徴とする。

【0023】

上記非可逆伝送線路装置において、上記非可逆伝送線路装置と結合するように設けられた結合用伝送線路を備え、マイクロ波フィルタを構成したことを特徴とする。

10

【0024】

上記非可逆伝送線路装置において、上記非可逆伝送線路装置と結合するように設けられた負性抵抗素子を備え、マイクロ波発振器を構成したことを特徴とする。

【0025】

上記非可逆伝送線路装置において、上記非可逆伝送線路装置と結合するように設けられた給電用伝送線路を備え、マイクロ波アンテナ装置を構成したことを特徴とする。

【0026】

上記非可逆伝送線路装置において、上記非可逆伝送線路装置と結合するように設けられた給電用伝送線路と、上記非可逆伝送線路装置と結合するように設けられた複数の分岐用伝送線路とを備え、マイクロ波電力分配器を構成したことを特徴とする。

20

【0027】

上記非可逆伝送線路装置において、上記非可逆伝送線路装置において、上記容量性素子は当該伝送線路を伝搬する電磁波モードの実効透磁率が負であるマイクロ波素子であり、上記誘導性素子は当該伝送線路を伝搬する電磁波モードの実効誘電率が負であるマイクロ波素子であることを特徴とする。

【0028】

本発明の第2の態様に係るアンテナ装置によれば、

上記非可逆伝送線路装置を用いて構成されたアンテナ装置であって、

上記非可逆伝送線路装置は、所定の動作周波数において高周波信号が上記非可逆伝送線路装置を所定の伝搬方向で伝搬するとき、上記伝搬方向と実質的に同じ方向で漏れ波の主ビームを有する放射パターンの電磁波を放射するとともに、上記伝搬方向と実質的に逆の方向又は上記伝搬方向と実質的に垂直な方向で漏れ波の主ビームを有する放射パターンの電磁波を放射し、

30

上記アンテナ装置はさらに、

上記非可逆伝送線路装置の第1のポート及び第2のポートのうちの少なくとも一方に高周波信号を入力し、所定の動作周波数において、上記非可逆伝送線路装置を前進波伝送線路又は後退波伝送線路として動作させ、上記非可逆伝送線路装置の非可逆性を利用して、上記入力する高周波信号の振幅と位相の少なくとも一方を制御することにより、上記非可逆伝送線路装置から漏洩する漏洩波を放射波とする主ビームを形成するように制御する制御手段を備えたことを特徴とする。

40

【0029】

上記アンテナ装置において、上記制御手段は、上記非可逆伝送線路装置の第1のポート及び第2のポートにそれぞれ上記高周波信号を入力し、上記入力する各高周波信号の振幅と位相の少なくとも一方を制御することにより、放射波の主ビームを形成することを特徴とする。

【0030】

上記アンテナ装置において、上記制御手段は、上記第1のポートに上記高周波信号を入力し、上記入力する高周波信号の振幅と位相の少なくとも一方を制御することにより、上記第2のポートにおいて前進波を反射して、放射波の主ビームを形成することを特徴とす

50

る。

【 0 0 3 1 】

上記アンテナ装置において、上記制御手段は、上記第 2 のポートに上記高周波信号を入力し、上記入力する高周波信号の振幅と位相の少なくとも一方を制御することにより、上記第 1 のポートにおいて後退波を反射して、放射波の主ビームを形成することの特徴とする。

【 0 0 3 2 】

上記アンテナ装置において、上記制御手段は、上記非可逆伝送線路装置の第 1 のポート及び第 2 のポートにそれぞれ上記高周波信号を選択的に入力し、上記入力する高周波信号の振幅と位相の少なくとも一方を制御することにより、放射波の主ビームを形成すること

10

【 0 0 3 3 】

本発明の第 3 の態様に係る非可逆伝送線路装置によれば、

上記非可逆伝送線路装置はマイクロ波共振器として動作し、

上記非可逆伝送線路装置の各単位セルは、上記非可逆伝送線路装置に入力されるマイクロ波信号の動作周波数と上記非可逆伝送線路装置の位相定数との関係を示す分散曲線において上記非可逆伝送線路装置が所定の位相定数を有するように回路構成され、

上記非可逆伝送線路装置は、

上記第 1 のポートに接続され、所定の動作周波数において上記第 1 のポートから見たインピーダンスが第 1 のインピーダンスとなるように動作する第 1 の反射用インピーダンス回路と、

20

上記第 2 のポートに接続され、上記動作周波数において上記第 1 のポートから見たインピーダンスが第 2 のインピーダンスとなるように動作する第 2 の反射用インピーダンス回路とを備え、

上記第 1 のインピーダンスは実質的に実部を持たない所定の複素数であり、

上記第 2 のインピーダンスは、上記第 1 のインピーダンスと実質的に共役である実質的に実部を持たない複素数であることを特徴とする。

【 0 0 3 4 】

上記非可逆伝送線路装置の各単位セルは、上記動作周波数において、上記順方向では右手系伝送で電力伝送されかつ上記逆方向では左手系伝送で電力伝送されるように、上記分散曲線において上記非可逆伝送線路装置が所定の伝搬定数を有するように回路構成されたことを特徴とする。

30

【 0 0 3 5 】

上記非可逆伝送線路装置の各単位セルは、上記動作周波数において、上記順方向では左手系伝送で電力伝送されかつ上記逆方向では右手系伝送で電力伝送されるように、上記分散曲線において上記非可逆伝送線路装置が所定の伝搬定数を有するように回路構成されたことを特徴とする請求項 2 3 記載の非可逆伝送線路装置。

【 0 0 3 6 】

上記非可逆伝送線路装置の各単位セルは、上記動作周波数において、上記順方向及び上記逆方向の両方で上記マイクロ波信号がその位相定数がゼロの状態電力伝送されるように、上記分散曲線において上記非可逆伝送線路装置が所定の伝搬定数を有するように回路構成されたことを特徴とする。

40

【 0 0 3 7 】

上記非可逆伝送線路装置において、上記容量性素子は当該伝送線路を伝搬する電磁波モードの実効透磁率が負であるマイクロ波素子であり、上記誘導性素子は当該伝送線路を伝搬する電磁波モードの実効誘電率が負であるマイクロ波素子であることを特徴とする。

【 0 0 3 8 】

本発明の第 4 の態様に係るアンテナ装置によれば、本発明の第 3 の態様に係る非可逆伝送線路装置を用いて構成されたアンテナ装置であって、

上記第 1 の反射用インピーダンス回路又は上記第 2 の反射用インピーダンス回路に接続

50

され、マイクロ波信号を上記非可逆伝送線路装置に給電する給電回路をさらに備えたことを特徴とする。

【0039】

本発明の第5の態様に係るアンテナ装置によれば、本発明の第3の態様に係る非可逆伝送線路装置を用いて構成されたアンテナ装置であって、

上記第1の反射用インピーダンス回路又は上記第2の反射用インピーダンス回路に接続され、上記非可逆伝送線路装置によって受信されたマイクロ波信号を出力する給電回路をさらに備えたことを特徴とする。

【0040】

上記アンテナ装置において、

上記第1の反射用インピーダンス回路は、上記第1のインピーダンスを変化させる第1のインピーダンス変化手段を備え、

上記第2の反射用インピーダンス回路は、上記第2のインピーダンスを変化させる第2のインピーダンス変化手段を備え、

上記アンテナ装置は、

上記出力されたマイクロ波信号の受信電力を検出する受信電力検出手段と、

上記検出された受信電力に基づいて、上記受信電力が最大になるように上記第1及び第2のインピーダンス変化手段をそれぞれ制御する制御手段とをさらに備え、

上記第1及び第2のインピーダンスが変化することにより、上記アンテナ装置の偏波面が変化することを特徴とする。

【0041】

上記アンテナ装置において、上記第1及び第2のインピーダンスは離散的に変化することを特徴とする。

【0042】

上記アンテナ装置において、上記第1及び第2のインピーダンスは連続的に変化することを特徴とする。

【0043】

上記アンテナ装置において、上記第1及び第2の反射用インピーダンス回路のそれぞれは、可変容量ダイオード及びインダクタを含むことを特徴とする。

【0044】

上記アンテナ装置において、上記第1及び第2の反射用インピーダンス回路のそれぞれは、移相器及び伝送線路を含むことを特徴とする。

【0045】

上記アンテナ装置において、

上記第1及び第2の並列枝の回路はそれぞれ移相器を含み、上記移相器に印加する電圧を制御することにより上記第1及び第2の並列枝の回路のインピーダンスを変化させ、

上記第1及び第2の並列枝の回路のインピーダンスが変化することにより、上記アンテナ装置の放射方向が変化することを特徴とする。

【発明の効果】

【0046】

本発明の非可逆伝送線路装置によれば、新規な原理により線路構造の非対称性を実現し、小さな消費電力で非可逆性を制御することができる。また、本発明によれば、そのような非可逆伝送線路装置を備えたアンテナ装置を提供することができる。

【0047】

また、本発明によれば、非可逆伝送線路装置の移相器に印加する印加電圧を変化させることにより、非可逆伝送線路装置の非可逆性を変化させることができ、これにより、放射角を変化させて走査することができるアンテナ装置を提供することができる。

【0048】

また、本発明によれば、直列共振状態及び並列共振状態に加えて、両者が混在する状態を実現できる新規な零次の進行波共振器として動作する伝送線路型共振器を提供できる。

10

20

30

40

50

【図面の簡単な説明】

【 0 0 4 9 】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態に係る非可逆伝送線路装置における第 1 の例の伝送線路の単位セル 6 0 A の等価回路図である。

【図 2】本発明の第 1 の実施形態に係る非可逆伝送線路装置における第 2 の例の伝送線路の単位セル 6 0 B の等価回路図である。

【図 3】本発明の第 1 の実施形態に係る非可逆伝送線路装置における第 3 の例の伝送線路の単位セル 6 0 C の等価回路図である。

【図 4】本発明の第 1 の実施形態に係る非可逆伝送線路装置における第 4 の例の伝送線路の単位セル 6 0 D の等価回路図である。

【図 5】従来技術に係る可逆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】従来技術に係る可逆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】第 1 の実施形態に係る非可逆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】第 1 の実施形態に係る非可逆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可逆伝送線路装置 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可逆伝送線路装置 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可逆伝送線路装置 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可逆伝送線路装置 7 0 D の構成を示すブロック図である。

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

【図 1 4】図 1 3 の非可逆伝送線路装置 7 0 A における伝送線路の単位セル 6 0 A の詳細構成を示す斜視図である。

【図 1 5】図 1 4 の A - A ' 線における断面図である。

【図 1 6】比較例の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 1 7】図 1 3 の非可逆伝送線路装置 7 0 A 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 1 8】図 1 3 の非可逆伝送線路装置 7 0 A における平衡状態の場合の分散曲線を示すもう 1 つのグラフである。

【図 1 9】本発明の第 1 の実施形態の第 1 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 7 0 A a の構成を示す斜視図である。

【図 2 0】本発明の第 1 の実施形態の第 2 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 7 0 A b の構成を示す斜視図である。

【図 2 1】図 2 0 の非可逆伝送線路装置 7 0 A b における伝送線路の単位セル 6 0 A b の詳細構成を示す斜視図である。

【図 2 2】図 2 1 の A 1 - A 1 ' 線における断面図である。

【図 2 3】本発明の第 1 の実施形態の第 3 の変形例に係る非可逆伝送線路装置における伝送線路の単位セル 6 0 A c の詳細構成を示す斜視図である。

【図 2 4】本発明の第 1 の実施形態の第 4 の変形例に係る非可逆伝送線路装置における伝送線路の単位セル 6 0 A d の詳細構成を示す斜視図である。

【図 2 5】本発明の第 1 の実施形態の第 5 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 7 0 A e の構成を示す斜視図である。

10

20

30

40

50

【図 2 6】図 2 5 の非可逆伝送線路装置 7 0 A e における伝送線路の単位セル 6 0 A e の詳細構成を示す斜視図である。

【図 2 7】図 2 6 の A 2 - A 2 ' 線における断面図である。

【図 2 8】本発明の第 1 の実施形態の第 6 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 7 0 A f の構成を示す斜視図である。

【図 2 9】図 2 8 の非可逆伝送線路装置 7 0 A f における伝送線路の単位セル 6 0 A f の詳細構成を示す斜視図である。

【図 3 0】図 2 9 の A 3 - A 3 ' 線における断面図である。

【図 3 1】本発明の第 1 の実施形態の第 7 の変形例に係る非可逆伝送線路装置における伝送線路の単位セル 6 0 A g の詳細構成を示す斜視図である。

10

【図 3 2】本発明の第 1 の実施形態の第 8 の変形例に係る非可逆伝送線路装置における伝送線路の単位セル 6 0 A h の詳細構成を示す斜視図である。

【図 3 3】本発明の第 1 の実施形態の第 9 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 7 0 A i の分解構成を示す斜視図である。

【図 3 4】図 3 3 の非可逆伝送線路装置 7 0 A i の断面図である。

【図 3 5】本発明の第 2 の実施形態に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。

【図 3 6】図 3 5 の伝送線路型共振器の第 1 の動作状態を示すブロック図である。

【図 3 7】図 3 5 の伝送線路型共振器の第 2 の動作状態を示すブロック図である。

【図 3 8】図 3 5 の伝送線路型共振器の第 3 の動作状態を示すブロック図である。

20

【図 3 9】図 3 5 の伝送線路型共振器の第 4 の動作状態を示すブロック図である。

【図 4 0】本発明の第 3 の実施形態に係る帯域阻止フィルタ 9 0 の構成を示す斜視図である。

【図 4 1】本発明の第 3 の実施形態の第 1 の変形例に係る帯域阻止フィルタ 9 0 の構成を示す斜視図である。

【図 4 2】図 4 1 の帯域阻止フィルタ 9 0 の断面図である。

【図 4 3】本発明の第 3 の実施形態の第 2 の変形例に係る帯域通過フィルタの構成を示すブロック図である。

【図 4 4】本発明の第 4 の実施形態に係る等電力分配器の構成を示すブロック図である。

【図 4 5】本発明の第 5 の実施形態に係る直列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。

30

【図 4 6】本発明の第 5 の実施形態の第 1 の変形例に係る直列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。

【図 4 7】本発明の第 5 の実施形態の第 2 の変形例に係る並列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。

【図 4 8】本発明の第 6 の実施形態に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 4 9】本発明の第 6 の実施形態の第 1 の変形例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 5 0】本発明の第 6 の実施形態の第 2 の変形例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

40

【図 5 1】本発明の第 7 の実施形態に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 5 2】本発明の第 7 の実施形態の第 1 の変形例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 5 3】本発明の第 7 の実施形態の第 2 の変形例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 5 4】本発明の第 7 の実施形態の第 3 の変形例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 5 5】図 5 1 ~ 図 5 4 のアンテナ装置のポート P 1 に高周波信号を入力したときの右手系伝送線路における前進波の位相の流れと電力の流れを示す模式図である。

【図 5 6】図 5 1 ~ 図 5 4 のアンテナ装置のポート P 2 に高周波信号を入力したときの左

50

手系伝送線路における後退波の位相の流れと電力の流れを示す模式図である。

【図 5 7】本発明の第 8 の実施形態に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。

【図 5 8】本発明の第 8 の実施形態の第 1 の変形例に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。

【図 5 9】本発明の第 8 の実施形態の第 2 の変形例に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。

【図 6 0】本発明の第 8 の実施形態の第 3 の変形例に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。

【図 6 1】本発明の第 8 の実施形態に係る伝送線路型共振器を備えたアンテナ装置の構成を示すブロック図である。 10

【図 6 2】本発明の第 8 の実施形態に係る伝送線路型共振器を備えたアンテナ装置の第 1 の変形例の構成を示すブロック図である。

【図 6 3】本発明の第 8 の実施形態に係る伝送線路型共振器を備えたアンテナ装置の第 2 の変形例の構成を示すブロック図である。

【図 6 4】本発明の第 8 の実施形態に係る伝送線路型共振器を備えたアンテナ装置の第 3 の変形例の構成を示すブロック図である。

【図 6 5】本発明の第 8 の実施形態の第 1 の実施例に係る伝送線路型共振器の構成を示す斜視図である。

【図 6 6】本発明の第 8 の実施形態の第 2 の実施例に係る伝送線路型共振器の構成を示す斜視図である。 20

【図 6 7】本発明の第 8 の実施形態の第 3 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示す斜視図である。

【図 6 8】本発明の第 8 の実施形態の第 4 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示す斜視図である。

【図 6 9】本発明の第 8 の実施形態の第 5 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示す斜視図である。

【図 7 0】本発明の第 8 の実施形態の第 6 の実施例に係る伝送線路型共振器の構成を示す斜視図である。

【図 7 1】基本的な右手 / 左手系複合伝送線路 1 0 0 を用いた従来技術に係る伝送線路型共振器の等価回路モデルを示す回路図である。 30

【図 7 2】図 7 1 の単位セル UC_n ($n = 1, 2, \dots, N$) を簡略化して表した、従来技術に係る伝送線路型共振器の等価回路モデルを示す回路図である。

【図 7 3】対称 T 型構造を有する図 7 1 の単位セル UC_n の一例を示す回路図である。

【図 7 4】対称 π 構造を有する図 7 1 の単位セル UC_n の一例を示す回路図である。

【図 7 5】本発明の第 9 の実施形態に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。

【図 7 6】図 7 5 の非可逆伝送線路装置 7 0 A のポート P 1 を、インピーダンス jB を有する反射素子 1 5 1 R で終端したときの、単位セル UC_1 のポート P 1 2 から見た入力インピーダンス $Z_{in,1}$ を示すブロック図である。 40

【図 7 7】図 7 5 の非可逆伝送線路装置 7 0 A のポート P 1 を、インピーダンス jB を有する反射素子 1 5 1 R で終端したときの、単位セル UC_n のポート P 1 2 から見た入力インピーダンス $Z_{in,1}$ を示すブロック図である。

【図 7 8】図 7 5 の反射素子 1 5 1 R 及び 1 5 2 R を備えた集中定数回路の閉ループ回路を示すブロック図である。

【図 7 9】本発明の第 9 の実施形態の第 1 の実施例に係る伝送線路型共振器の構成を示す上面図である。

【図 8 0】図 7 9 の A 1 1 - A 1 1 ' 線における断面図である。

【図 8 1】図 7 9 の A 1 2 - A 1 2 ' 線における断面図である。

【図 8 2】図 7 9 の伝送線路型共振器を示す斜視図である。 50

【図 8 3】本発明の第 9 の実施形態の第 2 の実施例に係る伝送線路型共振器の構成を示す上面図である。

【図 8 4】本発明の第 9 の実施形態の第 3 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 8 5】本発明の第 9 の実施形態の第 4 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 8 6】本発明の第 9 の実施形態の第 5 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 8 7】図 8 6 のアンテナ装置の構成を示す上面図である。

【図 8 8】本発明の第 9 の実施形態の第 5 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示す上面図である。

10

【図 8 9】本発明の第 10 の実施形態に係る非可逆伝送線路装置 70 E の構成を示す斜視図である。

【図 9 0】図 8 9 の非可逆伝送線路装置 70 E における伝送線路の単位セル 60 E の詳細構成を示す斜視図である。

【図 9 1】図 9 0 の A 6 - A 6 ' 線における断面図である。

【図 9 2】本発明の第 1 の実施形態の第 10 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 70 A 1 の構成を示す斜視図である。

【図 9 3】図 9 2 の非可逆伝送線路装置 70 A 1 における伝送線路の単位セル 60 A 1 の詳細構成を示す斜視図である。

20

【図 9 4】図 9 3 の A 7 - A 7 ' 線における断面図である。

【図 9 5】図 8 9 の非可逆伝送線路装置 70 E (キャパシタなし) 及び図 9 2 の非可逆伝送線路装置 70 A 1 (キャパシタあり) における分散曲線を示すグラフである。

【図 9 6】図 8 9 の非可逆伝送線路装置 70 E における S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図 9 7】図 8 9 の非可逆伝送線路装置 70 E における分散曲線を示すグラフである。

【図 9 8】図 8 9 の非可逆伝送線路装置 70 E における分散曲線について、シミュレーション及び測定により得た正規化位相定数の平均値を示すグラフである。

【図 9 9】図 8 9 の非可逆伝送線路装置 70 E におけるスタブ導体 13 A , 13 B の長さに対するインダクタンスのシミュレーション結果を示すグラフである。

30

【図 100】図 8 9 の非可逆伝送線路装置 70 E におけるスタブ導体 13 A , 13 B の長さに対するインダクタンスの測定結果を示すグラフである。

【図 101】図 9 1 の非可逆伝送線路装置 70 E におけるフェライト角棒 15 の境界条件を説明するための図である。

【図 102】図 101 の非可逆伝送線路装置に係る定式化されたモデルにより得た分散曲線、及び位相定数の平均値を示すグラフである。

【図 103】図 101 の非可逆伝送線路装置におけるインピーダンス Z_B に対する周波数の特性を示すグラフである。

【図 104】本発明の第 10 の実施形態の第 1 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 70 F の構成を示す斜視図である。

40

【図 105】図 104 の非可逆伝送線路装置 70 F における伝送線路の単位セル 60 F の詳細構成を示す斜視図である。

【図 106】図 104 の非可逆伝送線路装置 70 F における伝送線路の単位セル 60 F の等価回路を示す図である。

【図 107】図 104 の非可逆伝送線路装置 70 F における分散曲線を示すグラフである。

【図 108】図 104 の非可逆伝送線路装置 70 F における S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図 109】本発明の第 10 の実施形態の第 2 の変形例に係る非可逆伝送線路装置の構成を示す断面図である。

50

【図 1 1 0】図 1 0 9 の非可逆伝送線路装置における減衰定数を示すグラフである。

【図 1 1 1】図 1 0 9 の非可逆伝送線路装置における位相定数を示すグラフである。

【図 1 1 2】図 1 0 9 の非可逆伝送線路装置におけるブロッホインピーダンスの周波数特性を示すグラフである。

【図 1 1 3】図 1 0 9 の非可逆伝送線路装置における S パラメータの周波数特性を示すグラフである。

【図 1 1 4】本発明の第 1 1 の実施形態に係る非可逆伝送線路装置 7 0 A m の構成を示す斜視図である。

【図 1 1 5】図 1 1 4 の非可逆伝送線路装置 7 0 A m における伝送線路の単位セル 6 0 A m の詳細構成を示す斜視図である。

【図 1 1 6】図 1 1 5 の A 8 - A 8 ' 線における断面図である。

【図 1 1 7】従来技術に係る非可逆伝送線路装置の構成を示す斜視図である。

【発明を実施するための形態】

【0050】

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。

【0051】

第 1 の実施形態 .

まず、本発明に係る非可逆伝送線路装置の基本構成及び動作原理について、図 1 ~ 図 1 2 を参照して説明する。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。

【0052】

本発明の実施形態に係る、非可逆伝送線路装置は、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、本発明の第 1 の実施形態に係る非可逆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可逆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可逆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。非可逆伝送線路装置による伝送する電磁波は、例えば U H F (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。

【0053】

非可逆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いて構成される。非可逆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、同等の非可逆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 5 4 】

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。

10

【 0 0 5 5 】

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。

20

【 0 0 5 6 】

非可逆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、非可逆位相推移部分と直列容量素子部分の両方を含む。

30

【 0 0 5 7 】

非可逆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、非可逆位相推移部分と並列誘導素子部分の両方を含む。

【 0 0 5 8 】

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 $d = d_1 + d_2$ ）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、 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。

40

【 0 0 5 9 】

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 d_1 、 d_2 であり、図3及び図4では線路長 $d/2$ である。）をそれぞれ有する2本の伝送線路部

50

分 6 1 , 6 2 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 6 1 , 6 2 はそれぞれ、その順方向と逆方向の伝搬定数が異なる非可逆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 6 1 の非可逆性を表すパラメータとして、順方向（ポート P 1 1 からポート P 1 2 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_{p1} 及び Z_{p1} と表し、逆方向（ポート P 1 2 からポート P 1 1 に向う方向をいう。）のそれらをそれぞれ、 β_{m1} 及び Z_{m1} と表す。同様に、伝送線路部分 6 2 の非可逆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_{p2} 及び Z_{p2} と表し、逆方向のそれらをそれぞれ、 β_{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 6 1 , 6 2 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 6 1 , 6 2 が対称であり、 $d1 = d2 = d/2$, $\beta_{p1} = \beta_{p2} = \beta_p$, $\beta_{m1} = \beta_{m2} = \beta_m$, $Z_{p1} = Z_{p2} = Z_p$, $Z_{m1} = Z_{m2} = Z_m$ を満たし、さらに、T 型構造の場合は $C1 = C2 = 2C$ 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 6 0 A ~ 6 0 D の両端に周期的境界条件を課すと、次式を得る。

【 0 0 6 0 】

【数 1】

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

【 0 0 6 1 】

ここで、 $\Delta\beta$ 及び

【数 2】

$\bar{\beta}$

は次式で表される。

【 0 0 6 2 】

【数 3】

$$\Delta\beta = \beta_p - \beta_m$$

【数 4】

$$\bar{\beta} = \frac{\beta_p + \beta_m}{2}$$

【 0 0 6 3 】

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 ($\omega - \beta$ ダイアグラム) となる。

【 0 0 6 4 】

式(1)において、可逆性($\beta_p = \beta_m$ かつ $Z_p = Z_m$)を仮定すると、従来技術に係る可逆伝送線路装置と同じになり、式(1)は次式に簡単化される。

【0065】

【数5】

$$\cos(\beta \cdot d)$$

$$= \cos(\beta_p \cdot d) - \frac{1}{2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C} \cdot \cos^2 \frac{\beta_p \cdot d}{2} + \frac{j}{2} \cdot \left(\frac{Y}{Y_p} + \frac{Z}{Z_p} \right) \cdot \sin(\beta_p \cdot d)$$

10

(2)

【0066】

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

【0067】

図5は、従来技術に係る可逆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、従来技術に係る可逆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 $\beta \cdot d / \pi$ 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可逆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。

20

【0068】

【数6】

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot \varepsilon_p \cdot d}}$$

(3)

30

【数7】

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{C \cdot \mu_p \cdot d}}$$

(4)

【0069】

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。

40

【0070】

【数8】

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

(5)

【0071】

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

50

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。

【0072】

式(1)により与えられる非可逆伝送線路装置の場合の分散曲線について説明する。可逆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、非可逆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】

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

(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。従って、図 5 に対応して、図 7 を得る。

【0073】

図 7 は、第 1 の実施形態に係る非可逆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、第 1 の実施形態に係る非可逆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。

【0074】

このように、非可逆伝送線路装置が、可逆伝送線路装置と大きく異なるのは、分散曲線の対称軸が ω 軸から右側又は左側にシフトすることであり、これは、順方向と逆方向の位相定数が $\beta_p \neq \beta_m$ (従って、順方向と逆方向の伝搬定数が互いに異なる)、つまり非可逆位相推移の効果による。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。

【0075】

(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) 順方向が右手系伝送、逆方向が左手系伝送。

(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。

【0076】

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。

【0077】

比較のため、従来技術の可逆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 $\beta = \Delta\beta / 2$ 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。

【0078】

【数10】

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

10

20

30

40

50

もしくは

【数 1 1】

$$Z_m = \sqrt{\frac{\mu_m}{\epsilon_m}} = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

(7)

【 0 0 7 9 】

但し、 ϵ_p 及び μ_p は、単位セル 6 0 A ~ 6 0 D の非可逆伝送線路部分 6 1 , 6 2 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、可逆伝送線路装置の式 (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、可逆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。

10

【 0 0 8 0 】

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 6 1 , 6 2 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 $\beta \cdot d / \pi$ 上で次式的位置に修正される。

【 0 0 8 1 】

20

【数 1 2】

$$\frac{\beta \cdot d}{\pi} = \frac{(\beta_{p1} - \beta_{m1}) \cdot d_1}{2\pi} + \frac{(\beta_{p2} - \beta_{m2}) \cdot d_2}{2\pi}$$

【 0 0 8 2 】

また、2 つの非可逆伝送線路部分 6 1 , 6 2 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 1 3】

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

30

であり、図 2 の場合、

【数 1 4】

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

である。

【 0 0 8 3 】

本発明の実施形態に係る非可逆伝送線路装置の全体は、図 9 ~ 図 1 2 に示すように、図 1 ~ 図 4 の単位セル 6 0 A ~ 6 0 D 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 6 0 A を縦続接続して構成された非可逆伝送線路装置 7 0 A の構成を示すブロック図である。図 9 において、ポート P 1 とポート P 2 との間に、複数個の単位セル 6 0 A が縦続接続されることにより、非可逆伝送線路装置 7 0 A を構成している。図 1 0 は、図 2 の単位セル 6 0 B を縦続接続して構成された非可逆伝送線路装置 7 0 B の構成を示すブロック図である。図 1 0 において、ポート P 1 とポート P 2 との間に、複数個の単位セル 6 0 B が縦続接続されることにより、非可逆伝送線路装置 7 0 B を構成している。図 1 1 は、図 3 の単位セル 6 0 C を縦続接続して構成された非可逆伝送線路装置 7 0 C の構成を示すブロック図である。図 1 1 において、ポート P 1 とポート P 2 との間に、複数個の単位セル 6 0 C が縦続接続されることにより、非可逆伝送線路装置 7

40

50

0 C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可逆伝送線路装置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、非可逆伝送線路装置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で縦続接続してもよい。

【0084】

以下、本発明の新規な特徴を備えた、非可逆伝送線路装置について説明する。

【0085】

図13は、本発明の第1の実施形態に係る非可逆伝送線路装置70Aの構成を示す斜視図である。図14は、図13の非可逆伝送線路装置70Aにおける伝送線路の単位セル60Aの詳細構成を示す斜視図である。図15は、図14のA-A'線における断面図である。説明のために、図面中に示すXYZ座標を参照する。図13を参照すると、非可逆伝送線路装置70A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X軸に沿って延在するフェライト角棒15と、接地導体11上においてフェライト角棒15の+Y側及び-Y側の両方に設けられた誘電体基板10とを備える。非可逆伝送線路装置70Aのフェライト角棒15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。磁化方向は、好ましくは電磁波の伝搬方向(X軸に沿った方向)と直交する方向(+Z方向)である。自発磁化を有するフェライト角棒15に代えて、後述するように、自発磁化を持たないフェライト角棒を用い、外部の磁界発生器によって磁界が印加されてもよい。非可逆伝送線路装置70Aは、図9と同様に、伝送線路の単位セル60Aを縦続接続して構成される。ポートP1、P2のいずれかから、マイクロ波信号が供給される。

【0086】

図14及び図15を参照して、図13の単位セル60Aのうちの1つについて説明する。フェライト角棒15上において、X軸に沿って延在するストリップ導体12が形成される。ストリップ導体12の-X側の端部にキャパシタC1が接続され、キャパシタC1はさらに、図14に示した単位セル60Aの-X側に隣接した単位セル60Aに接続される。同様に、ストリップ導体12の+X側の端部にキャパシタC2が接続され、キャパシタC2はさらに、図14に示した単位セル60Aの+X側に隣接した単位セル60Aに接続される。図14のキャパシタC1、C2は、図1のキャパシタC1、C2に対応する。各単位セル60Aのストリップ導体12及びキャパシタC1、C2は、接地導体11及びフェライト角棒15とともに、X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12Aを形成する。図14のキャパシタC1、C2は、マイクロストリップ線路12Aに直列に挿入されている。

【0087】

単位セル60Aはさらに、ストリップ導体12の+Y側に延在するスタブ導体13Aと、ストリップ導体12の-Y側に延在するスタブ導体13Bとを備える。スタブ導体13A、13Bは、マイクロストリップ線路12A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Y軸に沿って+Y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+Y側の端部において接地導体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Y軸に沿って-Y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-Y側の端部において接地導体11に短絡される。このように、スタブ導体13A、13Bは、マイクロストリップ線路12Aの伝搬方向(例えば+X方向又は-X方向:図14ではストリップ導体12上の矢印により示す)と磁化方向(例えば+Z方向:図14ではフェライト角棒15の飽和磁化 M_s 及び内部磁界 H_0 の矢印により示す)とにより形成される面(XZ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。スタブ導体13A、13Bは、マイクロスト

リップ線路 1 2 A から見たスタブ導体 1 3 A のインピーダンスが、マイクロストリップ線路 1 2 A から見たスタブ導体 1 3 B のインピーダンスとは異なるように構成される。スタブ導体 1 3 A は長さ $d_{12} + d_{17}$ を有し、スタブ導体 1 3 B は長さ $d_{13} + d_{17}$ を有し、従って、スタブ導体 1 3 A , 1 3 B は互いに異なる電気長を有し、これにより、互いに異なるインピーダンスを有する。各スタブ導体 1 3 A , 1 3 B のインピーダンスは、好ましくは実質的に実部を持たない所定の複素数であり、さらに好ましくは純虚数である。なお、図 1 4 では、スタブ導体 1 3 A , 1 3 B が同じ幅 d_{14} を有しているように図示しているが、これらの幅が互いに異なってもよい。

【0088】

このように、マイクロストリップ線路 1 2 A には、単位セル 6 0 A の線路長 $d = d_{15} + d_{14} + d_{16}$ を周期としてキャパシタが周期的に挿入され、また、線路長 d を周期としてスタブ導体が周期的に設けられる。

【0089】

この構成によれば、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 A の構造が、マイクロストリップ線路 1 2 A の伝搬方向と磁化方向とにより形成される面（XZ 面）に対して、非対称になる。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、この結果、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 の長さ $d_{12} + d_{17}$ 、 $d_{13} + d_{17}$ 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。

【0090】

なお、図 1 3 の非可逆伝送線路装置 7 0 A は、5 個の単位セル 6 0 A を含むように図示しているが、この個数に限定するものではない。さらに、キャパシタ C 1 , C 2 は、伝搬する電磁波の周波数に依存して、互いに隣接するストリップ導体 1 2 間に実体のあるキャパシタを接続してもよいし、隣接するストリップ導体 1 2 間の浮遊容量のみで構成してもよく、もしくは、この浮遊容量と並列接続されたキャパシタとからなる直列容量をキャパシタ C としてもよい。また、分布定数素子であるスタブ導体 1 3 A , 1 3 B に代えて、互いに異なる所定のインピーダンスを有する集中定数素子をストリップ導体 1 2 の + Y 側と - Y 側にそれぞれ設けてもよい。

【0091】

次に、図 1 6 ~ 図 1 8 のシミュレーション結果を参照して、図 1 3 の非可逆伝送線路装置 7 0 A の効果について説明する。ここでは、図 1 4 及び図 1 5 中の寸法について、 $d_{11} = 0.8 \text{ mm}$ 、 $d_{14} = d_{15} = d_{16} = 1 \text{ mm}$ 、 $d_{17} = 0.794 \text{ mm}$ を用いた。また、 $C_1 = C_2 = 0.5 \text{ pF}$ を用いた。

【0092】

図 1 6 は、比較例の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り、図 1 7 は、図 1 3 の非可逆伝送線路装置 7 0 A 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 1 6 の伝送線路装置では、図 1 4 のスタブ導体 1 3 A を除去し、スタブ導体 1 3 B のみを誘導性素子として設けた。図 1 6 において、点線は、印加磁界が 0 であり、フェライト角棒 1 5 を誘電体棒と見なすことができる場合（可逆な場合）を示し、実線は、図 1 3 の + Z 方向の飽和磁化 $\mu_0 M_s = 1.75 \text{ mT}$ 及び + Z 方向の内部磁界 $\mu_0 H_0 = 5.0 \text{ mT}$ を有する場合（非可逆な場合）を示す。また、図 1 7 においては、図 1 3 の非可逆伝送線路装置 7 0 A について + Z 方向の飽和磁化 $\mu_0 M_s = 1.75 \text{ mT}$ 及び + Z 方向の内部磁界 $\mu_0 H_0 = 5.0 \text{ mT}$ の条件のもとでシミュレーションを行い、点線は、スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さが互いに等しい場合（ $d_{12} = d_{13} = 4.5 \text{ mm}$ ）を示し、実線は、スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さが互いに異なる場合（ $d_{12} = 7.5 \text{ mm}$ 、 $d_{13} = 2.6 \text{ mm}$ ）を示す。これらの場合のそれぞれについて、ポート P 1 からポート P 2 への順方向の透過係数 S_{21} と、ポート P 2 からポート P 1 への逆方向の透過係数 S_{12} とを示す。図 1 6 の場合、印加磁界が 0 である場合、順方向伝搬と逆方向伝搬と

10

20

30

40

50

の間において可逆な伝搬特性を示すのに対して、+Z方向の飽和磁化 $\mu_0 M_s = 175 \text{ mT}$ 及び+Z方向の内部磁界 $\mu_0 H_0 = 50 \text{ mT}$ を有する場合、分散曲線の縦軸に平行な対称軸が右側に移動し、非可逆な伝搬特性を示していることがわかる。図17においては、スタブ導体13A, 13Bの長さ $d_{12} + d_{17}$ 、 $d_{13} + d_{17}$ が互いに等しい場合、非可逆伝送線路装置70Aの構造がマイクロストリップ線路12Aの伝搬方向と磁化方向とにより形成される面に対して対称性を有することから可逆な伝搬特性を示しているのに対して、両者の長さが互いに異なる場合、非可逆性を示していることがわかる。このように、飽和磁化及び印加磁界を変えなく、線路構造の非対称性を変えることにより、非可逆性の大きさを同程度に変更可能であることを数値計算により確認した。

【0093】

図18は、図13の非可逆伝送線路装置70Aにおける平衡状態の場合の分散曲線を示すもう1つのグラフである。図18においては、図13の非可逆伝送線路装置70Aについて+Z方向の飽和磁化 $\mu_0 M_s = 175 \text{ mT}$ 及び+Z方向の内部磁界 $\mu_0 H_0 = 50 \text{ mT}$ の条件のもとでシミュレーションを行い、点線は、スタブ導体13A, 13Bの長さが互いに等しい場合($d_{12} = d_{13} = 4.5 \text{ mm}$)を示し、鎖線は、スタブ導体13A, 13Bの長さが異なる場合($d_{12} = 6.0 \text{ mm}$ 、 $d_{13} = 3.5 \text{ mm}$)を示し、実線は、スタブ導体13A, 13Bの長さがさらに異なる場合($d_{12} = 7.0 \text{ mm}$ 、 $d_{13} = 3.0 \text{ mm}$)を示す。図18を参照すると、スタブ導体13A, 13Bの長さ $d_{12} + d_{17}$ 、 $d_{13} + d_{17}$ の相違が大きくなるほど、非可逆伝送線路装置70Aの構造の非対称性が大きくなり、これに応じて非可逆性も大きくなることがわかる。

【0094】

非可逆性の大きさを変化させるために、本実施形態のように「非可逆伝送線路装置70Aの構造の非対称性を変える」ことは、従来技術(例えば特許文献1の発明)の「印加磁界を変える」ことに比べて、以下の優位点を持つ。従来技術では、図16に示すように、順方向伝搬モード及び逆方向伝搬モードを表す2本の分散曲線の交点は印加磁界を変えることで移動するが、印加磁界を変えると、交点に対応する動作周波数が大きく変化してしまうという問題があった。一方で、本実施形態の非可逆伝送線路装置70Aによれば、図17及び図18に示すように、2本の分散曲線の交点は非可逆伝送線路装置70Aの構造の非対称性を変えることにより移動するが、その交点に対応する動作周波数はほとんど移動していない。従って、本実施形態の非可逆伝送線路装置70Aでは、従来技術における非可逆性の大きさを変える際に動作周波数も変化してしまう問題は解決されている。

【0095】

ジャイロ異方性を有する材料内の磁化の大きさと向きを変化させることにより、非可逆位相特性を表す $\Delta\beta$ がほぼゼロとなる場合、従来技術である可逆な右手/左手系複合伝送線路と同一の特性を示す。このように、本発明の実施形態に係る右手/左手系複合型の非可逆伝送線路装置は、従来技術である可逆な右手/左手系複合伝送線路の諸特性を包含する、より一般的な伝送線路の動作を提供する。

【0096】

図19は、本発明の第1の実施形態の第1の変形例に係る非可逆伝送線路装置70Aaの構成を示す斜視図である。図13の非可逆伝送線路装置70Aにおける自発磁化を有するフェライト角棒15に代えて、自発磁化を持たないフェライト角棒15Aを用いてもよい。この場合、電磁波の伝搬方向とは異なる磁化方向に磁化するために、+Z方向の磁界を発生する磁界発生器30を用いる。

【0097】

図20は、本発明の第1の実施形態の第2の変形例に係る非可逆伝送線路装置70Abの構成を示す斜視図である。図21は、図20の非可逆伝送線路装置70Abにおける伝送線路の単位セル60Abの詳細構成を示す斜視図である。図22は、図21のA1-A1'線における断面図である。図13~図15の構成では、各スタブ導体13A, 13Bの端部が接地導体11に短絡されていたのに対して、本変形例の構成では、短絡されずに開放端になっている(開放スタブ)。スタブ導体13A, 13Bが開放端を有していても

、各スタブ導体 13A, 13B の長さ d_{12} 、 d_{13} を調節することにより、非可逆伝送線路装置 70Ab の非可逆性の大きさを変化させることができる。

【0098】

図23は、本発明の第1の実施形態の第3の変形例に係る非可逆伝送線路装置における伝送線路の単位セル60Acの詳細構成を示す斜視図である。本変形例の非可逆伝送線路装置は、スタブ導体 13A, 13B のインピーダンスを互いに相違させるために、その長さ $d_{12} + d_{17}$ 、 $d_{13} + d_{17}$ を相違させることに代えて、スタブ導体 13A, 13B のそれぞれに移相器 21A, 21B を設け、その移相量を変化させる。コントローラ 20 が移相器 21A, 21B に印加する電圧を制御することで、移相器 21A, 21B の移相量を変化させ、これによりスタブ導体 13A, 13B のインピーダンスを互いに異なる所定値にそれぞれ設定することができる。他の単位セル60Acの短絡スタブ導体も同様に移相器を備えて構成され、それらの移相量はコントローラ 20 により制御される。本変形例の非可逆伝送線路装置によれば、要求される非可逆性の大きさに応じて、スタブ導体 13A, 13B のインピーダンスを互いに異なる所定値にそれぞれ設定し、このインピーダンスの相違によって、線路構造の非対称性を実現することができる。本変形例の非可逆伝送線路装置では、線路構造の非対称性自体を制御している。この構成によれば、ジャイロ回転異方性の性質を制御するために機械的な移動手段又は電磁石を用いて磁界の強さを制御する場合に比べて、移相器 21A, 21B に印加する電圧を制御するだけですむので、動作速度の高速化、デバイスサイズの削減、消費電力の削減などの効果を有する。なお、図23では、スタブ導体 13A, 13B の長さ $d_{12} + d_{17}$ 、 $d_{12} + d_{17}$ を互いに同じであるように図示しているが、異なってもよい。

【0099】

図24は、本発明の第1の実施形態の第4の変形例に係る非可逆伝送線路装置における伝送線路の単位セル60Adの詳細構成を示す斜視図である。図23の構成では、各スタブ導体 13A, 13B の端部が接地導体 11 に短絡されていたのに対して、本変形例の構成では、短絡されずに開放端になっている。スタブ導体 13A, 13B が開放端を有していても、コントローラ 20 が移相器 21A, 21B に印加する電圧を制御することで、移相器 21A, 21B の移相量を変化させ、これによりスタブ導体 13A, 13B のインピーダンスを互いに異なる所定値にそれぞれ設定することができる。

【0100】

図25は、本発明の第1の実施形態の第5の変形例に係る非可逆伝送線路装置 70Ae の構成を示す斜視図であり、図26は、図25の非可逆伝送線路装置 70Ae における伝送線路の単位セル60Aeの詳細構成を示す斜視図であり、図27は、図26のA2-A2'線における断面図である。本変形例の非可逆伝送線路装置 70Ae は、図13のフェライト角棒 15 及び誘電体基板 10 に代えて、短絡スタブ導体の下まで広がった単一のフェライト基板 16 を備えている。

【0101】

図28は、本発明の第1の実施形態の第6の変形例に係る非可逆伝送線路装置 70Af の構成を示す斜視図である。図29は、図28の非可逆伝送線路装置 70Af における伝送線路の単位セル60Afの詳細構成を示す斜視図である。図30は、図29のA3-A3'線における断面図である。図25～図27の構成では、各スタブ導体 13A, 13B の端部が接地導体 11 に短絡されていたのに対して、本変形例の構成では、短絡されずに開放端になっている。スタブ導体 13A, 13B が開放端を有していても、各スタブ導体 13A, 13B の長さを調節することにより、非可逆伝送線路装置 70Af の非可逆性の大きさを変化させることができる。

【0102】

図31は、本発明の第1の実施形態の第7の変形例に係る非可逆伝送線路装置における伝送線路の単位セル60Agの詳細構成を示す斜視図である。本変形例の非可逆伝送線路装置では、図25の非可逆伝送線路装置において、図23の非可逆伝送線路装置と同様にスタブ導体 13A, 13B のそれぞれに移相器 21A, 21B を設け、その移相量を変化

させる。従来技術のようにジャイロ回転異方性の性質を制御するために機械的な移動手段又は電磁石を用いて磁界の強さを制御する場合、磁界の強さに応じてフェライトの実効透磁率が変化するので、フェライト基板 16 上にスタブ導体 13A, 13B を形成していると、スタブ導体 13A, 13B の入力インピーダンスが磁界によって大きく変化してしまうという問題があった。一方、本変形例の非可逆伝送線路装置は、移相器 21A, 21B の印加電圧を制御する構造であるので、印加磁界を変化させる必要がない。このため、図 31 のように、フェライト基板 16 上にスタブ導体 13A, 13B を形成することができ、非可逆伝送線路装置の構造を簡単化することができる。

【0103】

図 32 は、本発明の第 1 の実施形態の第 8 の変形例に係る非可逆伝送線路装置における伝送線路の単位セル 60Ah の詳細構成を示す斜視図である。図 31 の構成では、各スタブ導体 13A, 13B の端部が接地導体 11 に短絡されていたのに対して、本変形例の構成では、短絡されずに開放端になっている。スタブ導体 13A, 13B が開放端を有していても、コントローラ 20 が移相器 21A, 21B に印加する電圧を制御することで、移相器 21A, 21B の移相量を変化させ、これによりスタブ導体 13A, 13B のインピーダンスを互いに異なる所定値にそれぞれ設定することができる。

【0104】

図 33 は、本発明の第 1 の実施形態の第 9 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 70Ai の分解構成を示す斜視図であり、図 34 は、図 33 の非可逆伝送線路装置 70Ai の断面図である。本発明の実施形態の非可逆伝送線路装置は、マイクロストリップ線路に限定されるものではなく、ストリップ線路として構成されてもよい。図 33 は、本変形例の非可逆伝送線路装置 70Ai を 2 つに分離して示し、図 34 は、本変形例の非可逆伝送線路装置 70Ai の使用時の状態（図 33 の上側部分と下側部分とを組み立てた状態）であって、図 15 の断面図と同じ位置（すなわち図 33 の A4 - A4' 線を通る位置）における断面図を示す。図 33 の下側部分において、誘電体基板 10、接地導体 11、フェライト角棒 15、及び短絡スタブ導体は、図 13 の場合と同様に構成される。図 33 の上側部分において、誘電体基板 17 の上面（+Z 側の面）に接地導体 18 が形成され、誘電体基板 17 の下面（-Z 側の面）にストリップ線路 12B が形成される。ストリップ線路 12B は、図 13 のマイクロストリップ線路 12A と同様に、伝送線路の単位セル毎にストリップ導体とキャパシタとを含む。図 34 に示すように、ストリップ線路 12B はスタブ導体 13A, 13B に接続される。

【0105】

本実施形態の非可逆伝送線路装置によれば、新規な原理により線路構造の非対称性を実現し、小さな消費電力で非可逆性を制御することができる。

【0106】

本発明の各実施形態において、図 19 等を示す各変形例の非可逆伝送線路装置は図 9 の非可逆伝送線路装置 70A と同様に構成され、図 19 等を示す各変形例の単位セルは図 1 の単位セル 60A と同様に構成される。また、本発明の各実施形態では、図 9 の非可逆伝送線路装置 70A と同様に、図 10 ~ 図 12 の非可逆伝送線路装置 70B ~ 70D のいずれかを使用してよい。特に言及しない限り、本発明の各実施形態では、図 9 ~ 図 12 の非可逆伝送線路装置 70A ~ 70D のうちの任意のものが使用可能である。

【0107】

第 2 の実施形態

図 35 は、本発明の第 2 の実施形態に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。本実施形態の伝送線路型共振器は、第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置（参照番号 70A により示す）を用いて構成されたことを特徴とする。

【0108】

図 35 は、線路長 l の非可逆伝送線路装置 70A を用いたマイクロ波共振器のモデルを概略的に示す。単位セルの長さを d とし、非可逆伝送線路装置 70A を構成する単位セルの個数を N とするとき、線路長 $l = N \times d$ である。線路端のポート P1 からポート P2 に

10

20

30

40

50

向かって伝搬する主モードの線路長による位相変化を $\Delta\varphi_+$ とし、逆向きのそれを $\Delta\varphi_-$ とし、線路端のポートP1及びP2の終端条件による位相の変化をそれぞれ $\Delta\varphi_1$ 及び $\Delta\varphi_2$ とすると、図35の伝送線路型共振器の共振条件は次式のようなになる。

【0109】

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_+ + \Delta\varphi_- + \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 = 2n\pi \quad (8)$$

【0110】

但し、 n は整数を表す。

【0111】

特に、両線路端のポートP1、P2が共に開放もしくは短絡である場合を考えると、 $\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 = 2\pi$ 又は0であるので、上の条件式は簡単化されて次式で表される。

10

【0112】

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_+ + \Delta\varphi_- = 2n\pi \quad (9)$$

【0113】

さらに、線路端のポートP1からP2に向かって伝搬する主モードの位相定数を β_+ とし、逆方向の位相定数を β_- とする。このとき、式(9)は次式で表される。

【0114】

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_+ + \Delta\varphi_- = -(\beta_+ + \beta_-)l = 2n\pi \quad (10)$$

【0115】

共振条件の式(10)において、

$$\beta_+ + \beta_- = 0 \quad (11)$$

20

の条件が満たされれば、線路長 l に関係なく共振条件を満足し、共振周波数が線路の長さによらないマイクロ波共振器の構成が可能となる。

【0116】

図36～図39は、図35の伝送線路型共振器の異なる動作状態を示すブロック図である。図36は伝搬方向に関係なく波数ベクトルが等しい場合の図35の伝送線路型共振器において両端開放のときの動作を示すブロック図であり、図37は伝搬方向に関係なく波数ベクトルが等しい場合の図35の伝送線路型共振器において両端短絡のときの動作を示すブロック図である。

【0117】

本実施形態では、次式

30

$$\beta_+ = -\beta_- \neq 0 \quad (12)$$

を満たす、非可逆伝送線路装置によるマイクロ波共振器を提案する。式(12)の条件は、伝送線路装置の伝搬特性として、一方の伝搬方向は右手系伝送(前進波)、逆方向の伝搬においては左手系伝送(後退波)となる場合で、かつ伝搬定数の大きさが等しい場合に成立する。これは、第1の実施形態に係る非可逆伝送線路装置70Aにおいて、前述の伝送帯域(C)の場合の動作帯域で、特に順方向及び逆方向の伝搬定数の大きさが等しい場合に実現可能である(図7及び図8参照。)。

【0118】

当該条件を満たす伝送線路型共振器の特長として、以下が挙げられる。

(I) 共振周波数が線路長(セル数)に依存しないだけでなく、

40

(II) 順方向の波と逆方向の波の波数ベクトルが同じ方向を向いているため、両者の重ね合わせによって従来のような節、腹を持つ定在波が立たず、線路長さ方向に対して電磁界分布の大きさが一定となる。

(III) 位相分布について注目すると、波数ベクトルにより定まる位相変化が線路上に現れる。

【0119】

このように、従来技術に係る可逆伝送線路装置による零次共振器と同様に、伝送線路に沿って電磁界分布の大きさは一定となるが、一方で、線路に沿って位相の変化を持たせることが可能という特長を有する。

【0120】

50

図 3 8 は一方向伝搬方向で管内波長が無限大となる場合の図 3 5 の伝送線路型共振器において両端開放のときの動作を示すブロック図であり、図 3 9 は一方向伝搬方向で管内波長が無限大となる場合の図 3 5 の伝送線路型共振器において両端短絡のときの動作を示すブロック図である。

【 0 1 2 1 】

前述の伝送帯域 (B) 及び (D) に示す非可逆伝送線路装置の場合、順方向、逆方向のうち一方の伝搬定数の大きさが零となる。この場合、共振条件の式 (8) 及び式 (1 0) のいずれの場合も、従来技術に係る伝送線路型共振器と同様に、共振周波数が線路長に依存することがわかる。しかしながら、このような場合でも、上述した本実施形態に係る伝送線路型共振器と同様に、以下の特長を持つ伝送線路型共振器の構成が可能である (図 3 8 及び図 3 9 参照。) 。

10

(I) 一方向伝搬に対して、波の位相変化がないことから、順方向、逆方向伝搬の波の重ね合わせによって従来のような節、腹を持つ定在波が立たず、線路長さ方向に対して電磁界分布の大きさが一定となる。

(I I) 位相分布について注目すると、ゼロでない波数ベクトルにより定まる位相変化が線路上に現れる。

【 0 1 2 2 】

以上説明したように、伝送線路型共振器を構成する非可逆伝送線路装置 7 0 A 内において、順方向及び逆方向に伝搬する 2 つのモードの伝搬定数が異なることから、終端以外で電磁界分布のヌル点を消失させることが可能である。例えば、電流波がゼロとなるヌル点あるいは逆に電圧波がヌル点となるような位置が、共振器上に存在することが望ましくない場合、ヌル点を消失させるように構成可能となる。また、特別な場合として以下のような特長を持つ共振器を構成することも可能である。

20

【 0 1 2 3 】

(a) 同一周波数において、順方向が右手系伝送で、逆方向は実効波長が無限大で入出力間に位相変化のない非可逆伝送線路装置を用いた伝送線路型共振器。共振周波数は線路長に依存するが、線路上で振幅が一定となり、一方で位相分布には勾配を与えることができる。

(b) 同一周波数において、順方向が左手系伝送で、逆方向は実効波長が無限大で入出力間に位相変化のない非可逆伝送線路装置を用いた伝送線路型共振器。共振周波数は線路長に依存するが、線路上で振幅が一定となり、一方で位相分布には勾配を与えることができる。

30

(c) 同一周波数において、順方向及び逆方向に伝搬する 2 つのモードの波数ベクトルが互いに等しい右手 / 左手系複合型の非可逆伝送線路装置を用いた伝送線路型共振器。共振周波数は線路長に依存せず、さらに線路上で振幅が一定となり、位相分布には勾配を与えることができる。

(d) 上記 (a) ~ (c) のいずれの場合も、構成パラメータを機械的、電氣的、磁氣的、あるいは光学的に変化させることにより、共振器を構成する線路上の位相勾配を変えることが可能である。

(e) 一般に、構成パラメータを機械的、電氣的、磁氣的、あるいは光学的に変えることにより、共振周波数を変えることが可能である。

40

【 0 1 2 4 】

図 3 8 及び図 3 9 は特に、上記 (a) 及び (b) の場合でかつ両側の終端を共に開放もしくは短絡とした場合の構成及び共振条件を示したものである。図 3 8 及び図 3 9 から明らかなように、共振器を構成する線路上で振幅一定、位相勾配を有するが、共振条件が線路長に依存していることがわかる。一方、図 3 6 及び図 3 7 は上記 (c) の場合で、かつ両側の終端を共に開放もしくは短絡とした場合の共振器の構成を表したものである。この模式図より、伝送方向に関係なく順方向及び逆方向に伝搬するモードの波数ベクトルが等しくなり、線路長に関係なく共振条件を自動的に満たすことがわかる。

【 0 1 2 5 】

50

本実施形態の伝送線路型共振器によれば、共振周波数は非可逆伝送線路装置 70A の線路長 1 に依存せず、単位セルの構造に依存する。さらに、伝送線路型共振器上の電磁界分布は進行波共振器のそれに類似し、すなわち、伝送線路型共振器に沿って電磁界の振幅分布は一樣であり、かつ位相分布は空間的に線形的に変化する。位相分布の空間勾配は、非可逆伝送線路装置 70A の非可逆位相定数によって決定される。

【0126】

第 2 の実施形態に係る伝送線路型共振器では、図 13 ~ 図 34 に示す第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置 70A のうちのいずれを用いてもよい。

【0127】

第 3 の実施形態 .

10

図 40 は、本発明の第 3 の実施形態に係る帯域阻止フィルタ 90 の構成を示す斜視図である。本実施形態の帯域阻止フィルタ 90 は、第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置 70A を用いて構成されたことを特徴とする。

【0128】

給電用伝送線路と、第 1 の実施形態に係る非可逆伝送線路装置 70A を用いて構成された少なくとも 1 つ以上の伝送線路型共振器とを、従来技術に係る可逆伝送線路装置を用いたフィルタと同様にエッジ結合あるいはサイド結合させることにより、以下のフィルタを構成することができる。

(i) 同一周波数において、順方向が右手系伝送で、逆方向は実効波長が無限大で入出力間に位相変化のない非可逆伝送線路装置を用いた伝送線路型共振器を備えたフィルタ。

20

(ii) 同一周波数において、順方向が左手系伝送で、逆方向は実効波長が無限大で入出力間に位相変化のない非可逆伝送線路装置を用いた伝送線路型共振器を備えたフィルタ。

(iii) 同一周波数において、順方向及び逆方向に伝搬する 2 つのモードの波数ベクトルが相等しい右手 / 左手系複合型の非可逆伝送線路装置を用いた伝送線路型共振器を備えたフィルタ。

【0129】

これらのフィルタの場合、フィルタを構成する非可逆伝送線路装置上で振幅が一定となる特長を持つことから、従来技術に係る共振器のように電圧、電流分布に節点と腹を持つ定在波型に比べて、共振器の終端条件によるが、電流のヌル点あるいは電圧のヌル点が存在しないので、より自由度の高い配置が可能となるという特長を有する。

30

【0130】

図 40 は、図 13 と同様の非可逆伝送線路装置と、給電用伝送線路からなる帯域阻止フィルタ 90 の一例を示す。ここで、給電用伝送線路は、誘電体基板 10 と、誘電体基板 10 の下面に形成された接地導体と、誘電体基板 10 の上面に形成されたストリップ導体 12C とからなり、2 つのポート P3, P4 を有するマイクロストリップ線路である。ポート P3, P4 のいずれかに、マイクロ波信号が供給される。給電用伝送線路は、非可逆伝送線路装置と電磁的にサイド結合するように、非可逆伝送線路装置のスタブ導体 13B の側に所定の間隔だけ離隔して配置される。なお、各スタブ導体 13B は誘電体基板 10 を厚さ方向に貫通するスルーホール導体 13C を介して接地導体 11 に接続される。スタブ導体 13A, 13B を開放端にする場合には、スルーホール導体 13C は不要である。以上のように構成することにより、2 つのポート P3, P4 を有する帯域阻止フィルタ 90 を構成することができる。

40

【0131】

図 41 は、本発明の第 3 の実施形態の第 1 の変形例に係る帯域阻止フィルタ 90 の構成を示す斜視図であり、図 42 は、図 41 の帯域阻止フィルタ 90 の断面図である。図 42 は、本変形例の帯域阻止フィルタ 90 の使用時の状態 (図 41 の各部分を組み立てた状態) であって、図 34 の断面図と同じ位置 (すなわち図 41 の A5 - A5' 線を通る位置) における断面図を示す。図 40 のフィルタでは、給電用伝送線路と非可逆伝送線路装置とが電磁的にサイド結合していたが、本変形例では、これらがブロードサイド結合するように構成される。図 41 及び図 42 を参照すると、下側の誘電体基板 10 には、図 13 と同

50

様の非可逆伝送線路装置が形成され、上側の誘電体基板 17 には、誘電体基板 10 の上面に形成された接地導体と、誘電体基板 10 の下面に形成されたストリップ導体 12D とからなり、2つのポート P3, P4 を有するマイクロストリップ線路が形成される。下側の非可逆伝送線路装置と上側のマイクロストリップ線路との間には誘電体層 19 が設けられ、非可逆伝送線路装置とマイクロストリップ線路とは電磁的に結合する。以上のように構成することにより、2つのポート P3, P4 を有する帯域阻止フィルタ 90 を構成することができる。

【0132】

図43は、本発明の第3の実施形態の第2の変形例に係る帯域通過フィルタの構成を示すブロック図である。本変形例の帯域通過フィルタは、第1の実施形態に従って構成された非可逆伝送線路装置 70Aj をエッジ結合して構成される。図43において、非可逆伝送線路装置 70Aj は、伝送線路の単位セル 60A-1 ~ 60A-M をカップリングキャパシタ Cc2 ~ CcM を介して縦続接続して構成され、ポート P5 は、伝送線路 71 と、カップリングキャパシタ Cc1 と、非可逆伝送線路装置 70Aj と、カップリングキャパシタ CcM+1 と、伝送線路 72 とを介してポート P6 に接続され、これにより、帯域通過フィルタを構成する。

【0133】

以上の図40及び図43の実施形態において、直列容量であるカップリングキャパシタを介した結合を用いているが、伝送線路の単位セルがπ型で終端に並列誘導性素子が位置する場合には、磁気的な結合を介したフィルタを構成してもよい。

【0134】

フィルタを構成する非可逆伝送線路装置が上記(iii)のタイプの非可逆伝送線路装置で構成される場合、各非可逆伝送線路装置の線路長(大きさ)を変えても動作周波数はあまり変化しない。一方で、単位セル数すなわち線路長を変えることによりQ値を変えることが可能である。例えば、図43の帯域通過フィルタの場合、直列に挿入されたカップリングキャパシタの容量を電気的に変えることにより、フィルタを構成する非可逆伝送線路装置の終端位置が電気的に変えられることから、フィルタを構成する非可逆伝送線路装置の総数を変えたり、個々の非可逆伝送線路装置を構成する単位セル数を変えたりすることが可能である。それにより、通過帯域や帯域幅を時間的に切り換えることが可能となる。図40に示す帯域阻止フィルタの場合も同様である。動作帯域、帯域幅を時間的に切り換える方法としては、直列容量素子だけでなく、その他の構成パラメータを、上記の電気的な方法以外に、機械的、電気的、磁気的あるいは光学的に、変えることによって可能である。

【0135】

第3の実施形態に係るフィルタでは、図13~図34に示す第1の実施形態の非可逆伝送線路装置 70A のうちのいずれを用いてもよい。

【0136】

第4の実施形態

図44は、本発明の第4の実施形態に係る等電力分配器の構成を示すブロック図である。本実施形態の等電力分配器は、第1の実施形態の非可逆伝送線路装置 70A による伝送線路型共振器を用いた結合器の一種であり、位相勾配を有する。

【0137】

図44において、高周波信号発生器 81 により発生されたマイクロ波信号は伝送線路 71 及びカップリングキャパシタ Cc1 を介して線路長 L の非可逆伝送線路装置 70A に入力される。非可逆伝送線路装置 70A には、伝搬方向に沿って所定の間隔 d21, d22, d23, ... で、カップリングキャパシタ Cc-1 ~ Cc-N を介して、各出力ポート P7-1 ~ P7-N を有する信号分岐のための伝送線路 73-1 ~ 73-N が接続される。以上のように構成された非可逆伝送線路装置 70A を用いた等電力分配器においては、各出力ポート P7-1 ~ P7-N に、所定の位相勾配を有しかつ等しい電力で電力分配することができる。すなわち、本実施形態では、各出力ポート P7-1 ~ P7-N 間に位相変

化を持たせた電力分配器を構成できる。

【0138】

具体的には、第1の実施形態に係る非可逆伝送線路装置を用いた伝送線路型共振器であって、

(i) 同一周波数において、順方向が右手系伝送で、逆方向は実効波長が無限大で入出力間に位相変化のない非可逆伝送線路装置を用いた伝送線路型共振器と、

(ii) 同一周波数において、順方向が左手系伝送で、逆方向は実効波長が無限大で入出力間に位相変化のない非可逆伝送線路装置を用いた伝送線路型共振器と、

(iii) 同一周波数において、順方向及び逆方向に伝搬する2つのモードの波数ベクトルが相等しい右手/左手系複合型の非可逆伝送線路装置を用いた伝送線路型共振器と

のいずれかを用いると、伝送線路上で振幅が一定となることから、非可逆伝送線路装置70Aにおいて信号分岐を設ける場所に関係なく、電磁的結合の大きさが同程度となり、設計が容易となる。

【0139】

また、非可逆伝送線路装置70A上に位相分布が存在することから、非可逆伝送線路装置70Aにおいて信号分岐を設ける場所を変えることにより、出力ポートP7-1~P7-N間に位相変化を与えることが可能となる。また、構成パラメータを、機械的、電氣的、磁氣的あるいは光学的に変えることにより、出力ポートP7-1~P7-N間の位相差を連続的に変えることも可能となる。

【0140】

以上説明した位相傾斜型の等電力分配器の応用の一例としては、以下のようなものが挙げられる。従来技術に係るフェイズドアレイアンテナ装置では、アレイアンテナを構成する各アンテナ素子への供給線路部分において、それぞれ移相器を設置し、個々の移相器の位相を独立に変化させることにより放射ビームを走査する必要があった。本実施形態の等電力分配器の場合、非可逆伝送線路装置による伝送線路型共振器部分の構成パラメータを、機械的、電氣的、磁氣的あるいは光学的な方法で一元的に変えることにより、出力ポート間の位相差を連続的に変えることができるので、アレイアンテナのビーム走査が可能であり、また、構造が従来技術に係る複数の移相器を用いた場合に比べて非常に簡単になるという特有の効果を奏する。

【0141】

第4の実施形態に係る等電力分配器では、図13~図34に示す第1の実施形態の非可逆伝送線路装置70Aのうちのいずれを用いてもよい。

【0142】

第5の実施形態。

図45は、本発明の第5の実施形態に係る直列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。本実施形態の直列帰還型発振器は、第1の実施形態の非可逆伝送線路装置を用いて構成されたことを特徴とする。

【0143】

マイクロ波やミリ波帯域で用いられる発振器の多くは、ノイズ抑制などの理由から、高いQ値の共振器が挿入されている場合が多い。第1の実施形態の非可逆伝送線路装置は、伝送線路型共振器としての機能だけでなく、伝送線路にわたって位相変化を与えることから、正帰還ループ内での位相調整の役割も兼ねて用いることが可能である。また、非可逆伝送線路装置の構成パラメータを、機械的、電氣的、磁氣的あるいは光学的な方法で変えることにより、Q値の微調整、位相シフト量の微調整も可能となる。

【0144】

図45において、能動素子である電界効果トランジスタ(以下、FETという。)Q1のゲートは、伝送線路74及び50Ωの負荷抵抗R1を介して接地され、当該伝送線路74にはカップリングキャパシタC13を介して非可逆伝送線路装置70Aの共振器が接続される。FETQ1のソースはカップリングキャパシタC11を介して接地され、そのドレインは伝送線路75と、カップリングキャパシタC12と、抵抗値 R_L の負荷抵抗R2

を介して接地される。なお、伝送線路 75 の一端には、開放端を有する伝送線路 76 が接続される。以上のように構成することにより、直列帰還型発振器を構成する。

【0145】

図 46 は、本発明の第 5 の実施形態の第 1 の変形例に係る直列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。本変形例の直列帰還型発振器では、図 45 の FET1 のゲートに接続された回路に代えて、非可逆伝送線路装置 70A からなる伝送線路型共振器のみが接続される。以上のように構成することにより、直列帰還型発振器を構成する。図 45 及び図 46 においては、非可逆伝送線路装置 70A、あるいは非可逆伝送線路装置 70A と他の伝送線路との組み合わせは、帯域阻止フィルタの役割を果たし、同阻止帯域において反射型共振器の動作をする。これにより、直列帰還型発振器を構成する。

10

【0146】

図 47 は、本発明の第 5 の実施形態の第 2 の変形例に係る並列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。本変形例の並列帰還型発振器では、図 45 の構成に加えて、以下の帰還ループ回路が付加されたことを特長としている。伝送線路 75 の他端は伝送線路 77 及びカップリングキャパシタ C14 を介して非可逆伝送線路装置 70A の共振器の他端に接続される。これにより、FETQ1 のドレインから伝送線路 77 と、カップリングキャパシタ C14 と、非可逆伝送線路装置 70A の共振器と、カップリングキャパシタ C13 と、伝送線路 74 とを介して FETQ1 のゲートに接続された並列帰還回路が構成され、当該並列帰還回路により、並列帰還型発振器を構成する。図 47 においては、非可逆伝送線路装置及び伝送線路の組み合わせは帯域通過フィルタの役割を果たし、同帯域において正帰還ループ回路を構成して発振動作が行われる。

20

【0147】

第 5 の実施形態に係る直列帰還型発振器では、図 13 ~ 図 34 に示す第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置 70A のうちのいずれを用いてもよい。

【0148】

第 6 の実施形態 .

図 48 は、本発明の第 6 の実施形態に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。また、図 49 は、本発明の第 6 の実施形態の第 1 の変形例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。図 48 及び図 49 のアンテナ装置は、第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置 70A 又は 70B (ただし、マイクロストリップ線路として構成されたもの) を用いて構成されたことを特徴とする。図 48 のアンテナ装置は、単位セルが T 型であり、共振器両端が直列枝容量の場合の一例を示し、図 49 のアンテナ装置は、単位セルが π 型であり、並列誘導性素子が位置している場合の一例を示している。図 48 及び図 49 において、71A はマイクロ波信号の給電方向を示す。

30

【0149】

従来技術に係るアンテナ装置の多くは、アンテナ共振器部分とそれへの給電線路部分、その間の整合回路部分とから構成されている。パッチアンテナ装置、誘電体アンテナ装置などもその例として挙げられる。このような共振器からなるアンテナ装置の場合、共振器構成内では、定在波が立ち、電磁界分布において節点、腹が存在し、ほぼ同相状態となる。またその結果として、無指向性となるか、メインローブがアンテナ放射面に対してブロードサイドを向く場合が多い。それに対して、本実施形態に係る非可逆伝送線路装置 70A を用いたアンテナ装置は、以下の特長を有する。

40

(a) 振幅分布一定、位相分布に勾配を持たせることが可能であることから、単一の共振器型アンテナ装置であるにもかかわらず、放射ビーム方向を所望の方向に設定することが可能となる。

(b) 上記 (a) と関連するが、振幅分布一定であることから、共振器線路長を大きくすることにより利得及び指向性の改善が図られる。

(c) 構成パラメータを、機械的、電気的、磁気的あるいは光学的に変えることにより、単一の共振器型アンテナ装置であるにもかかわらず、放射ビーム走査が可能となる。

【0150】

50

図４８において、ポートＰ５は、伝送線路７１及びカップリングキャパシタＣｃ１を介して非可逆伝送線路装置７０Ａからなる伝送線路型共振器のアンテナ装置に接続される。ここで、ポートＰ５にマイクロ波信号を給電することにより、非可逆伝送線路装置７０Ａからなる伝送線路型共振器のアンテナ装置が共振し、当該マイクロ波信号の電磁波が自由空間に放射される。

【０１５１】

また、図４９において、ポートＰ５は、伝送線路７１と、互いに電磁的に結合（符号Ｍで表す。）された一次コイル８２ａ及び二次コイル８２ｂからなる変成器８２とを介して、非可逆伝送線路装置７０Ｂからなる伝送線路型共振器のアンテナ装置に接続される。ここで、ポートＰ５にマイクロ波信号を給電することにより、非可逆伝送線路装置７０Ｂからなる伝送線路型共振器のアンテナ装置が共振し、当該マイクロ波信号の電磁波が自由空間に放射される。さらに、図５０は、本発明の第６の実施形態の第２の変形例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。図５０のアンテナ装置は、磁気結合のための変成器８２に代えて並列インダクタ８２ｃを挿入したことを特徴としている。

【０１５２】

従来技術に係る漏れ波アンテナ装置を構成する線路は可逆伝送線路であり、順方向の信号伝送に対して漏れ波が前方放射ビームを形成する場合、逆方向の信号伝送に対しても相等的な前方放射を行う。また、順方向の信号伝送に対して漏れ波が後方放射ビームを形成する場合、逆方向の信号伝送に対しても相等的な後方放射を行う。漏れ波アンテナ装置を構成する線路部分に、本発明に係る非可逆伝送線路装置７０Ａを用いることにより、以下の構成を行うことができる。

（ｉ）同一周波数において、線路内を順方向に伝搬する信号に対して、漏れ波が前方に放射ビームを形成し、信号の逆方向伝搬に対して、後方に放射ビームを形成する非可逆漏れ波アンテナ装置。

（ii）同一周波数において、線路内を順方向に伝搬する信号に対して、漏れ波が前方に放射ビームを形成し、信号の逆方向伝搬に対して、ブロードサイド（伝搬方向とは直交する方向をいう。以下、同様である。）に放射ビームを形成する非可逆漏れ波アンテナ装置。

（iii）同一周波数において、線路内を順方向に伝搬する信号に対して、漏れ波が後方に放射ビームを形成し、信号の逆方向伝搬に対して、ブロードサイドに放射ビームを形成する非可逆漏れ波アンテナ装置。

（iv）上記（ｉ）の非可逆漏れ波アンテナ装置の特別な場合として、同一周波数において、信号の伝搬方向に関係なく、線路からの漏れ波による放射ビームが同一方向を向く非可逆漏れ波アンテナ装置。

（v）同一周波数において、線路内の信号伝搬方向に関係なく漏れ波が前方に放射ビームを形成するが、放射角の異なる非可逆漏れ波アンテナ装置。

（vi）同一周波数において、線路内の信号伝搬方向に関係なく漏れ波が後方に放射ビームを形成するが、放射角の異なる非可逆漏れ波アンテナ装置。

（vii）上記（ｉ）～（vi）の少なくとも２つ以上を組み合わせ構成された非可逆漏れ波アンテナ装置。

【０１５３】

これらの非可逆漏れ波アンテナ装置は以下の特有の作用効果を有する。

（Ａ）線路の構成パラメータを変えずに、信号の伝送方向の選択により、放射ビームの走査、偏波特性変化を可能とする。

また、従来技術に係る漏れ波アンテナ装置においては、アンテナ装置を構成する線路終端での不整合による線路内の反射波の伝搬が、順方向伝搬の場合とは逆方向に不要な放射ビームとしてサイドローブを形成してしまう問題があった。そのため、伝送線路内では、マイクロ波信号は一方向伝搬が前提であり、線路終端での整合も回路設計を行う上で重要となる。それに対して、第１の実施形態の非可逆伝送線路装置７０Ａを用いた非可逆漏れ波アンテナ装置は、伝送線路における入力端子の選択、マイクロ波信号の伝搬方向に関係なく、放射ビーム方向を同じ方向に指定できる。その結果として、構成設計を最適に行う

ことにより、以下の特有の作用効果を有する。

(B) アンテナ装置を構成する非可逆伝送線路装置 70A の両端から信号を入力、双方向同時伝搬による漏洩波放射ビームの制御、アンテナ利得、指向性の改善、サイズの小型化を可能とする。

(C) 一端子入力、終端反射の積極的利用による放射メインローブの制御、それによるアンテナ利得、指向性の改善、あるいはアンテナサイズの小型化を可能とする。

(D) 構造パラメータを、機械的、電氣的、磁氣的あるいは光学的に変えることにより、放射ビームの走査を可能とする。

【0154】

第6の実施形態に係るアンテナ装置では、図13～図32に示す第1の実施形態の非可逆伝送線路装置 70A のうちのいずれを用いてもよい。

【0155】

第7の実施形態．

図51は、本発明の第7の実施形態に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。本実施形態のアンテナ装置は、第1の実施形態の非可逆伝送線路装置 70A (ただし、マイクロストリップ線路として構成されたもの) を用いて構成されたことを特徴とする。

【0156】

図51において、1個の高周波信号発生器40からの高周波信号(マイクロ波信号など)を電力分配器41により2分配して、1つの非可逆伝送線路装置 70A に対して互いに逆方向である双方向で両端ポート P1, P2 を介して入射し、漏洩波を放射する。すなわち、電力分配器41からの1つの高周波信号は可変減衰器42及び移相器43を介してポート P1 を介して非可逆伝送線路装置 70A に入射する一方、電力分配器41からのもう1つの高周波信号は可変減衰器44及び移相器45を介してポート P2 を介して非可逆伝送線路装置 70A に入射する。図55は、図51～図54のアンテナ装置のポート P1 に高周波信号を入力したときの右手系伝送線路における前進波の位相の流れと電力の流れを示す模式図であり、図56は、図51～図54のアンテナ装置のポート P2 に高周波信号を入力したときの左手系伝送線路における後退波の位相の流れと電力の流れを示す模式図である。ここで、可変減衰器42, 44の減衰量や移相器43, 45の移相量を变化することにより、非可逆伝送線路装置 70A から放射される漏洩波の放射パターン(主ビームの方向や各方向での放射電力を含む。)を变化することができ、入力ポート P1, P2 に入射する入力電力比及び初期位相関係を最適に選択して設定することにより、非可逆伝送線路装置 70A 上の電磁界分布を最適化することにより、漏洩波アンテナの放射特性を改善できる。すなわち、非可逆伝送線路装置 70A からの漏洩波の主ビーム方向やビーム幅などを所望値に変化させることができる。

【0157】

図52は、本発明の第7の実施形態の第1の変形例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。図52は、入力ポートとして一方のポート P1 のみを選択した一方向入力アンテナ装置を示す。この場合、当該非可逆伝送線路装置 70A の終端(ポート P2)において特別な整合回路を必ずしも挿入する必要がない。すなわち、終端(ポート P2)が整合されておらず、反射波が発生しても、その反射波の伝搬による漏洩波もまた同一方向を向くため、従来の伝送線路装置からの漏洩波放射に見られるような反射波によるサイドローブは発生しない。むしろ、反射特性を積極的に利用する観点から、終端(ポート P2)のインピーダンスを最適に選んで(例えば、非可逆伝送線路装置 70A の電気長を所定値に選択する。)、非可逆伝送線路装置 70A 上の電磁界分布を最適化することにより、漏洩波放射特性を改善できる。すなわち、非可逆伝送線路装置 70A からの漏洩波の主ビーム方向やビーム幅などを所望値に変化させることができる。

【0158】

図53は、本発明の第7の実施形態の第2の変形例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。図53は入力ポートとして一方のポート P2 のみを選択した一方向入力アンテナ装置を示す。この場合、当該非可逆伝送線路装置 70A の終端(ポート P1)に

において特別な整合回路を必ずしも挿入する必要がない。すなわち、終端（ポート P 1）が整合されておらず、反射波が発生しても、その反射波の伝搬による漏洩波もまた同一方向を向くため、従来の伝送線路装置からの漏洩波放射に見られるような反射波によるサイドローブは発生しない。むしろ、反射特性を積極的に利用する観点から、終端（ポート P 1）のインピーダンスを最適に選んで（例えば、非可逆伝送線路装置 70 A の電気長を所定値に選択する。）、非可逆伝送線路装置 70 A 上の電磁界分布を最適化することにより、漏洩波放射特性を改善できる。すなわち、非可逆伝送線路装置 70 A からの漏洩波の主ビーム方向やビーム幅などを所望値に変化させることができる。

【0159】

図 5 4 は、本発明の第 7 の実施形態の第 3 の変形例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。図 5 4 はスイッチ 4 6 により入力方向の切り換えが可能なアンテナ装置を示す。図 5 4 のアンテナ装置は、図 5 1 のアンテナ装置に比較して、電力分配器 4 1 の代わりに、スイッチ 4 6 を挿入したことを特徴としている。図 5 4 のアンテナ装置においては、順方向の伝搬係数と逆方向の伝搬定数が同じ場合、伝搬方向の選択に関係なく、放射方向が伝搬方向を向くため、スイッチ 4 6 の切り換えによる放射波の変化は偏波特性のみとなる。以上のことから、ビーム角を維持しながら、スイッチング操作により偏波特性の切り換えが可能となる。図 5 4 のアンテナ装置の別の利用方法としては、順方向及び逆方向の伝搬定数の大きさが異なるような周波数を動作周波数に選んだ場合、伝搬方向の選択により、放射ビーム方向を変えることが可能である。また、可変減衰器 4 2, 4 4 の減衰量や移相器 4 3, 4 5 の移相量を変化することにより、非可逆伝送線路装置 70 A から放射される漏洩波の放射パターン（主ビームの方向や各方向での放射電力を含む。）を変化させることができる。

【0160】

従来技術に係る漏れ波アンテナにおいては、アンテナ装置を構成する伝送線路の一端子からマイクロ波信号が入力され、終端では整合が取られていることから、共振器型アンテナ装置の基本動作とは大きく異なり、これまで両者は同一には論じられてこなかった。ここでは、このような漏れ波アンテナ装置と共振器型アンテナ装置を別々に論じる観点で、第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置 70 A の応用例としてのアンテナ装置について述べた。しかしながら、上述の漏れ波アンテナ装置においては、終端での反射波を積極的に利用することにより、アンテナ放射特性の改善が図られることを主張している。このように漏れ波アンテナ装置において、伝送線路の終端条件により線路内で反射波が存在する場合、共振器型アンテナ装置と類似した動作を行う結果となる。特に、終端で全反射条件が成立する場合、共振器として動作していると見なすこともできる。以上のことから、本実施形態に係るアンテナ装置は、非可逆伝送線路装置 70 A の終端での反射条件の程度によるが、共振器型と漏れ波型の諸動作を併せ持つ構造となる。

【0161】

非可逆伝送線路装置 70 A では、伝送方向により非可逆性が現れる。本実施形態で取り扱う構成に見られる伝送特性の非可逆性としては、大きく分けて次の 2 つに分けられる。まず 1 つ目は、ポート P 1 からポート P 2 への順方向伝送は透過、ポート P 2 からポート P 1 への逆方向伝送は減衰となる場合である。この場合、非可逆伝送線路装置 70 A はアイソレータとして用いることができる。もう 1 つの非可逆性としては、振幅特性においては差が見られないが位相特性に非可逆性を有する場合が挙げられる。順方向が右手形モード（前進波）伝送線路（図 5 5）として、逆方向は左手系モード（後退波）伝送線路（図 5 6）として動作する。このように、伝送方向の取り方によって、位相特性が大きく異なることから、この線路は伝送方向選択性位相制御として応用できる。

【0162】

非可逆伝送線路装置 70 A の伝送特性の非可逆性に対応して、当該非可逆伝送線路装置 70 A からの漏洩波放射に見られる非可逆性には大きく分けて次の 2 つの場合が考えられる。1 つ目の非可逆性としては、順方向の伝送特性が通過、逆方向が減衰の場合に対応して、一方向の伝送に対してのみ漏洩波放射を行い、逆方向に対しては放射しない状態とな

る。もう1つの非可逆性としては、順方向が前進波伝搬、逆方向が後退波伝搬となる場合に対応し、伝送方向に関係なく、漏洩波は同じ方向に放射し得る。このように非可逆性を利用することにより、漏洩波放射ビームの放射方向に選択性を持たせることができる。

【0163】

変形例。

また、第1の実施形態の非可逆伝送線路装置70Aを以下のごとく非可逆移相器に応用することができる。2つの端子間に非可逆伝送線路装置70Aを挿入することにより、一方の端子からもう一方の端子に対して、信号の伝搬方向に関係なく、所望の位相差を与えることができる。また、電氣的に構成パラメータを変えることにより、同位相差を電氣的に変えることも可能である。

10

【0164】

従来の移相器は、可逆伝送線路が主であり、双方向伝送に対して、位相進みもしくは位相遅れが同じであった。非可逆伝送線路を用いた場合であっても、相異なる値を持つ位相遅れもしくは位相進みを与える構成となっていた。第1の実施形態の非可逆伝送線路装置70Aを用いることにより、以下のように構成することができる。

(i) 順方向が右手系伝送線路として位相遅れ、逆方向が左手系伝送線路として位相進みを与える非可逆移相器。

(ii) 順方向が右手系伝送線路として位相遅れ、逆方向が入出力間で位相変化のない非可逆移相器。

(iii) 順方向が左手系伝送線路として位相進み、逆方向が入出力間で位相変化のない非可逆移相器。

20

(iv) 同一周波数において、順方向及び逆方向共に右手系伝送であるが、位相変化の異なる非可逆移相器。

(v) 同一周波数において、順方向及び逆方向共に左手系伝送であるが、位相変化の異なる非可逆移相器。

(vi) 上記(i)～(v)のうち少なくとも2つ以上を組み合わせる構成される非可逆移相器。

【0165】

図7を用いて、上記非可逆移相器の各動作を説明する。一般に、分散曲線の勾配は、群速度すなわち、伝送電力の向きを表すことから、以下では、勾配 $\partial\omega/\partial\beta$ が正の場合を順方向電力伝送とし、負の場合を逆方向伝送とすることができる。

30

(a) 動作周波数が $\omega_{LHL} < \omega < \omega_{\beta 0L}$ の領域にある非可逆伝送線路装置70Aの場合、順方向電力伝送の場合の位相定数 β が負の値を有し、逆方向電力伝送の場合の位相定数 β が正の値となることから、いずれの伝送方向の場合も左手系伝送線路として動作している。以上のことから、同線路は上記(v)の移相器として動作する。

(b) 動作周波数が $\omega = \omega_{\beta 0L}$ の非可逆伝送線路装置70Aの場合、順方向電力伝送の場合の位相定数が0で管内波長が無限大となっている。一方で、逆方向伝送の場合の位相定数が正であり、左手系伝送線路として動作している。以上のことから、同線路は上記(iii)の移相器として動作する。

(c) 動作周波数が $\omega_{\beta 0L} < \omega < \omega_{cL}$ あるいは $\omega_{cU} < \omega < \omega_{\beta 0U}$ の領域にある非可逆伝送線路装置70Aの場合、順方向電力伝送の場合の位相定数 β が正の値を有し、逆方向電力伝送の場合の位相定数 β が正の値となることから、順方向は右手系伝送線路として、逆方向は左手系伝送線路として動作している。以上のことから、同線路は上記(i)の移相器として動作する。

40

(d) 動作周波数が $\omega = \omega_{\beta 0U}$ の非可逆伝送線路装置70Aの場合、逆方向電力伝送の場合の位相定数が0で管内波長が無限大となっている。一方で、順方向伝送の場合の位相定数が正であり、右手系伝送線路として動作している。以上のことから、同線路は上記(ii)の移相器として動作する。

(e) 動作周波数が $\omega_{\beta 0U} < \omega < \omega_{RHU}$ の領域にある非可逆伝送線路装置70Aの場合、順方向電力伝送の場合の位相定数 β が正の値を有し、逆方向電力伝送の場合の位相定

50

数 β が負の値となることから、いずれの伝送方向の場合も右手系伝送線路として動作している。以上のことから、同線路は上記 (iv) の移相器として動作する。

【0166】

本発明に係る非可逆伝送線路装置 70A の構成パラメータを機械的、電氣的、磁氣的もしくは光学的に変えることにより、同一周波数において、上記 (i) ~ (v) のいずれかの特性を有す移相器の位相特性を連続的に変えることが可能である。さらに、同一周波数動作として、上記 (i) ~ (v) のうち少なくとも 2 つ以上を組み合わせる移相器を構成することも可能である。

【0167】

次いで、伝送電力が逆向きで、動作周波数、波数ベクトルの等しい異種モード間のデカップリングについて以下に説明する。

【0168】

カップリング周波数及び伝搬定数のほぼ等しい同種あるいは異種のモードを支える 2 つの独立した線路構成を隣接して再配置すると通常、それぞれの固有モード間に結合が生じ、結果として、同周波数付近においては、全体の系で見た直交モードは
(A) 対称モード及び反対称モードに相当する 2 つの異なる波数ベクトルを持つ、もしくは、

(B) 導波モードが存在せず阻止帯域が形成される (例えば周期構成におけるブラッグ (Bragg) 反射など)

のいずれかとなる場合が多い。特に、(B) の場合、結合により信号伝送が阻害されることが問題となりうる。これに対して、第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置 70A を用いることにより、電力伝送方向は逆向きとなるが、図 8 中の $\omega = \omega_0$ での動作のように、動作周波数、波数ベクトルの等しい異種モードを結合なくサポートする単一線路の構成を可能とする。非可逆伝送線路装置 70A の構成パラメータを変えることにより、2 つのモード間に結合を与え、阻止帯域形成することも可能である。従って、本発明の右手 / 左手系複合型の非可逆伝送線路装置の構成パラメータを機械的、電氣的、磁氣的もしくは光学的に変えることにより、電力伝送方向は異なるが、周波数及び波数ベクトルの等しい 2 つの異種モードに対して、結合、非結合の切り換えが可能となる。

【0169】

また、第 7 の実施形態に係るアンテナ装置では、図 13 ~ 図 32 に示す第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置 70A のうちのいずれを用いてもよい。

【0170】

本発明の実施形態に係る非可逆伝送線路装置を用いることにより以下の種々のアプリケーション装置を構成できる。

【0171】

(A) 非可逆伝送線路。

(1) 同一周波数において、順方向が右手系伝送 (前進波伝搬) で逆方向が左手系伝送 (後退波伝搬) となる非可逆右手 / 左手系伝送線路の構成。順方向及び逆方向の伝送特性が逆の場合も含む。

(2) 同一周波数において、順方向が右手系伝送で、逆方向は実効波長が無限度で入出力間に位相変化のない非可逆伝送線路の構成。順方向及び逆方向の伝送特性が逆の場合も含む。

(3) 同一周波数において、順方向が左手系伝送で、逆方向は実効波長が無限度で入出力間に位相変化のない非可逆伝送線路の構成。順方向及び逆方向の伝送特性が逆の場合も含む。

(4) 同一周波数において、順方向及び逆方向共に右手系伝送であるが、位相変化の異なる非可逆伝送線路の構成。

(5) 同一周波数において、順方向及び逆方向共に左手系伝送であるが、位相変化の異なる非可逆伝送線路の構成。

(6) 上記 (1) ~ (5) のうち少なくとも 2 つ以上の組み合わせを可能とする非可逆伝

10

20

30

40

50

送線路。

(7) 上記(1)の特別な場合として、同一周波数において、順方向及び逆方向に伝搬する2つのモードの波数ベクトルが相等しい右手/左手系複合型の非可逆伝送線路の構成。伝送電力の向きは逆であるが、動作周波数、波数ベクトルが共に等しい2つのモードを縮退させて(結合させることなく)伝搬させることが可能な線路の構成。

(8) 伝送電力の向きが異なるが、動作周波数、波数ベクトルの等しい異種モード間の縮退化、デカップリング、直交化への応用が可能である。

(B) 非可逆移相器。

(9) 上記(1)~(6)のいずれかの非可逆伝送線路を用いた非可逆移相器への応用。

(C) 非可逆漏れ波アンテナ。

(10) 同一周波数において、線路内を順方向に伝搬する信号に対して、漏れ波が前方に放射ビームを形成し、信号の逆方向伝搬に対して、後方に放射ビームを形成する非可逆漏れ波アンテナ装置。

(11) 同一周波数において、線路内を順方向に伝搬する信号に対して、漏れ波が前方に放射ビームを形成し、信号の逆方向伝搬に対して、ブロードサイドに放射ビームを形成する非可逆漏れ波アンテナ装置。

(12) 同一周波数において、線路内を順方向に伝搬する信号に対して、漏れ波が後方に放射ビームを形成し、信号の逆方向伝搬に対して、ブロードサイドに放射ビームを形成する非可逆漏れ波アンテナ装置。

(13) 上記(10)の特別な場合として、同一周波数において、信号の伝搬方向に関係なく、線路からの漏れ波による放射ビームが同一方向を向く非可逆漏れ波アンテナ装置。

(14) 同一周波数において、線路内の信号伝搬方向に関係なく漏れ波が前方に放射ビームを形成するが、放射角の異なる非可逆漏れ波アンテナ装置。

(15) 同一周波数において、線路内の信号伝搬方向に関係なく漏れ波が後方に放射ビームを形成するが、放射角の異なる非可逆漏れ波アンテナ装置。

(16) 上記(10)~(15)の少なくとも2つ以上の組み合わせを可能とする非可逆漏れ波アンテナ。

(17) 漏れ波アンテナを構成する線路として、右手/左手系複合型の非可逆伝送線路を用いることによる、アンテナの利得、指向性の改善、サイズの小型化が可能である。

(D) 非可逆伝送線路型共振器。

(18) 上記(1)~(6)の非可逆伝送線路を用いた非可逆伝送線路型共振器の構成。

(19) 上記(2)及び(3)の非可逆伝送線路を用いた場合、共振周波数が線路長さに依存するものの、伝送線路上の信号振幅がほぼ一定で位相勾配を持たせたまま動作可能な伝送線路型共振器の構成が可能である。

(20) 上記(1)の特別な場合である(7)の右手/左手系複合型の非可逆伝送線路を用いた場合、共振周波数が線路長さに依存せず、伝送線路上の信号振幅がほぼ一定で位相勾配を持たせたまま動作可能な伝送線路型共振器の構成が可能である。共振周波数が線路長に依存しないため、同一の共振周波数を得る場合でも自由なサイズ選択が可能である。また、線路長により、共振器の無負荷Qが変わるため、Q値の選択にも自由度を与える。

(E) 非可逆伝送線路型共振器を用いたフィルタ。

(21) 上記(1)~(6)の非可逆伝送線路を用いた共振器と給電用線路及び結合素子からなる帯域阻止フィルタ構成。

(22) 上記(1)~(6)の非可逆伝送線路を用いた共振器と給電用線路及び結合素子よりなる帯域通過フィルタ構成。

(23) 上記(19)あるいは(20)もしくは両方の共振器からなる帯域阻止フィルタ及び帯域通過フィルタ。各共振器を構成する線路上で、振幅が一定のため、共振器間の配置に自由度がある。

(24) 上記(20)の非可逆伝送線路型共振器からなる帯域阻止フィルタ及び帯域通過フィルタ。フィルタを構成する各共振器は共振周波数が線路長に依存しないため、自由なサイズ設計が可能である。また、線路長により、共振器の無負荷Qが変えられるため、フ

10

20

30

40

50

フィルタ設計に自由度を与える。

(F) 非可逆伝送線路型共振器を用いたアンテナ。

(25) 上記(19)の伝送線路型共振器と給電用線路、結合部分とからなる指向性を有するアンテナ。アンテナの動作周波数がアンテナサイズに依存する。

(26) 上記(20)の伝送線路型共振器と給電用線路、結合部分とからなる指向性を有するアンテナ。アンテナの動作周波数がアンテナサイズに依存しない。

(G) 非可逆伝送線路型共振器を用いた結合器。

(27) 上記(19)もしくは(20)の非可逆伝送線路型共振器からなる位相勾配を与える電力分配器。

(H) 非可逆伝送線路型共振器を用いた発振器。

10

(28) 非可逆伝送線路型共振器を用いた並列帰還形発振器の構成

(29) 非可逆伝送線路型共振器を用いた直列帰還形発振器の構成。

【0172】

第8の実施形態。

以下、図57～図70を参照して、本発明の第8の実施形態に係る伝送線路型共振器、及びそれを用いて構成されたアンテナ装置について説明する。本実施形態では、第2の実施形態に係る伝送線路型共振器のさらなる変形例を提供する。

【0173】

まず、本実施形態の伝送線路型共振器の基本概念について説明する。図35のマイクロ波共振器のモデルを再び参照する。伝送線路型共振器の共振条件として、第2の実施形態で説明した式(10)～式(11)の関係が成り立っているものとする。

20

【0174】

可逆伝送線路の条件では、パラメータ β_+ 及び β_- は全く同一である。よって、整数 n と線路長 l とに対して、線路の位相定数に関する共振条件は共振器の長さによって決定され、次式で表される。

【0175】

$$\beta = \beta_+ = \beta_- = n\pi / l \quad (13)$$

【0176】

式(13)において、 $n = 1$ である場合、線路長 l は、管内波長 λ_g に対して $l = \lambda_g / 2$ になる。この条件は、半波長共振器の動作を規定する。式(13)において、 $n = 0$ であれば、共振条件は線路長とは独立し、 $\beta = 0$ である。ゼロの位相定数は無限波長を意味し、共振周波数が共振器のサイズに依存しない零次共振器の動作となる(例えば、非特許文献4参照。)。

30

【0177】

一方で、伝送線路が非可逆性であって次式の関係式を満たす場合について考える(例えば、非特許文献5参照。)。

【0178】

$$\beta_+ + \beta_- = 0 \quad (14)$$

【0179】

この場合において、共振条件の式(10)は、 $n = 0$ である共振器の長さは何ら要件を課すことなく自動的に成り立つ。非可逆性の共振条件の式(6)は、非可逆性の共振を達成するために、伝送線路は伝送電力の一つの方向に対して右手系の主モードをサポートし、かつ反対方向に対して左手系の主モードをサポートしなければならないことを意味している。さらに、これらの異なる2モードの位相定数の両方が同じ絶対値を持たなければならない。このような非可逆性の伝送特性は、非可逆伝送線路装置70Aを用いて達成することができる(例えば、非特許文献1参照。)。

40

【0180】

本実施形態の伝送線路型共振器に沿った(例えば図65のX軸に沿った)電圧波 V 及び電流波 I は、非可逆性の固有インピーダンス Z_+ 及び Z_- で記述することができ、次式が得られる。

50

【 0 1 8 1 】

$$\begin{aligned}
 V &= V_+ \cdot \exp(-j \cdot \beta_+ \cdot x) + V_- \cdot \exp(j \cdot \beta_- \cdot x) \\
 &= Z_+ \cdot I_+ \cdot \exp(-j \cdot \beta_+ \cdot x) + Z_- \cdot I_- \cdot \exp(j \cdot \beta_- \cdot x)
 \end{aligned}
 \quad (15)$$

$$I = I_+ \cdot \exp(-j \cdot \beta_+ \cdot x) - I_- \cdot \exp(j \cdot \beta_- \cdot x)
 \quad (16)$$

【 0 1 8 2 】

但し、式(15)及び式(16)におけるパラメータ I_+ 及び I_- はそれぞれ、ポートP1からポートP2へ、かつその逆に伝搬する電流波の振幅を表す。 $\beta_+ + \beta_- = 0$ が成り立つとき、式(15)及び式(16)は次式で表される。

10

【 0 1 8 3 】

$$\begin{aligned}
 V &= (V_+ + V_-) \cdot \exp(-j \cdot \beta_+ \cdot x) \\
 &= (Z_+ \cdot I_+ + Z_- \cdot I_-) \cdot \exp(-j \cdot \beta_- \cdot x)
 \end{aligned}
 \quad (17)$$

$$I = (I_+ - I_-) \cdot \exp(-j \cdot \beta_+ \cdot x)
 \quad (18)$$

【 0 1 8 4 】

この場合、X軸上の位置の関数としての比 V/I は、次式のように一定値をとる。

【 0 1 8 5 】

【数15】

$$\frac{V}{I} = Z_{0N} = \frac{V_+ + V_-}{I_+ - I_-} = \frac{Z_+ I_+ + Z_- I_-}{I_+ - I_-}
 \quad (19)$$

20

【 0 1 8 6 】

図35の伝送線路型共振器の両ポートP1, P2が短絡されて、 $Z_1 = Z_2 = 0$ であれば、電流波 I が支配的となり、式(19)では $V_+ + V_- = 0$ 及び $Z_{0N} = 0$ となって式(17)及び式(18)において電圧波 V の振幅は最小値をとる。両ポートP1, P2が開放端であって、 $Z_1 = Z_2 = +\infty$ であれば、電圧波 V が支配的となり、式(19)では $I_+ = I_-$ 及び $Z_{0N} = +\infty$ となって電流波 I の振幅は最小値をとる。式(17)及び式(18)から、提案する伝送線路型共振器は、電流波 I 及び電圧波 V の何れが支配的であれ、伝送線路型共振器上において大きさが一様でありかつ位相が係数 $\exp(-j \cdot \beta_+ \cdot x)$ により空間的に線形変化する電磁界分布を提供することが分かる。

30

【 0 1 8 7 】

本実施形態の伝送線路型共振器において、共振条件として両端の反射素子の負荷インピーダンス Z_1 及び Z_2 (図35を参照)に課せられる条件として、両端開放の場合として、

$$1/Z_1 = 1/Z_2 = 0
 \quad (20)$$

を使用し、両端短絡の場合として

$$Z_1 = Z_2 = 0
 \quad (21)$$

を使用する。なお、後述の第9の実施形態で、 $Z_1 = jB$ 及び $Z_2 = -jB$ の条件を課す場合についても説明する。これら両端開放あるいは両端短絡条件を実現する具体的な方法として、以下では有限長の伝送線路を用いて構成することを考える。

40

【 0 1 8 8 】

図57は、本発明の第8の実施形態に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。本実施形態の伝送線路型共振器もまた、第1の実施形態の非可逆伝送線路装置(参照番号70Aにより示す)を用いて構成されたマイクロ波共振器であることを特徴とする。図57の伝送線路型共振器は、両端短絡共振器の共振条件を満たすために、非可逆伝送線路装置70AのポートP1(B1-B1')において、4分の1波長と実質的に同じ長さの線路長(電気長 $\theta_{r1} = 90$ 度)を有する終端開放の伝送線路101を接続し、一方、ポートP2(B2-B2')において、4分の1波長と実質的に同じ長さの線路長(電気長 $\theta_{r2} = 90$ 度)を有する終端開放の伝送線路102を接続したことを特徴としてい

50

る。この場合、ポート P 1 から左側の伝送線路 1 0 1 を見たときの負荷インピーダンス及びポート P 2 から右側の伝送線路 1 0 2 を見た場合の負荷インピーダンスはともに 0 となることから、図 5 7 において、非可逆伝送線路装置 7 0 A の両端において短絡条件を満足している。

【 0 1 8 9 】

図 5 8 は、本発明の第 8 の実施形態の第 1 の変形例に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。図 5 8 の伝送線路型共振器は、両端開放共振器の共振条件を満たすために、非可逆伝送線路装置 7 0 A のポート P 1 ($B 1 - B 1'$) において、4 分の 1 波長と実質的に同じ長さの線路長 (電気長 $\theta_{r1} = 90$ 度) を有する終端短絡の伝送線路 1 0 1 を接続し、一方、ポート P 2 ($B 2 - B 2'$) において、4 分の 1 波長と実質的に同じ長さの線路長 (電気長 $\theta_{r2} = 90$ 度) を有する終端短絡の伝送線路 1 0 2 を接続したことを特徴としている。この場合、ポート P 1 から左側の伝送線路 1 0 1 を見たときの負荷インピーダンス及びポート P 2 から右側の伝送線路 1 0 2 を見た場合の負荷インピーダンスはともに無限大となることから、図 5 8 において、非可逆伝送線路装置 7 0 A の両ポート P 1 , P 2 に対して開放条件が満足している。

【 0 1 9 0 】

図 5 9 は、本発明の第 8 の実施形態の第 2 の変形例に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。図 5 9 の伝送線路型共振器は、両端短絡共振器もしくは両端開放共振器としての共振条件を満たすために、非可逆伝送線路装置 7 0 A のポート P 1 ($B 1 - B 1'$) において、4 分の 1 波長の $|m_1|$ 倍 (ここで、 m_1 は整数である。) と実質的に同じ長さの線路長 (電気長 $\theta_{r1} = m_1 \times 90$ 度) を有する終端開放の伝送線路 1 0 1 A を接続し、一方、ポート P 2 ($B 2 - B 2'$) において、4 分の 1 波長の $|m_2|$ 倍 (ここで、 m_2 は整数である。) と実質的に同じ長さの線路長 (電気長 $\theta_{r2} = m_2 \times 90$ 度) を有する終端開放の伝送線路 1 0 2 A を接続したことを特徴としている。この場合、両端短絡もしくは両端開放のどちらかの条件に設定する必要があるが、それぞれ整数 m_1 と整数 m_2 がともに奇数か、ともに偶数であるかに対応する。なお、整数 m_i ($i = 1, 2$) が 0 の値を取る場合は、偶数として扱われる。また、整数 m_i の符号は、伝送線路内の位相の遅れ / 進みの観点で、負の値も取り得るものとする。ここで、整数 m_i が負の値をとるのは、反射素子を構成する伝送線路 1 0 1 A 又は 1 0 2 A が左手系線路として動作している場合を示すものとする。

【 0 1 9 1 】

図 6 0 は、本発明の第 8 の実施形態の第 3 の変形例に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。図 6 0 の伝送線路型共振器は、両端短絡共振器もしくは両端開放共振器としての共振条件を満たすために、非可逆伝送線路装置 7 0 A のポート P 1 ($B 1 - B 1'$) において、4 分の 1 波長の $|m_1|$ 倍 (ここで、 m_1 は 0 を除く整数である。) と実質的に同じ長さの線路長 (電気長 $\theta_{r1} = m_1 \times 90$ 度) を有する終端短絡の伝送線路 1 0 1 A を接続し、一方、ポート P 2 ($B 2 - B 2'$) において、4 分の 1 波長の $|m_2|$ 倍 (ここで、 m_2 は整数である。) と実質的に同じ長さの線路長 (電気長 $\theta_{r2} = m_2 \times 90$ 度) を有する終端短絡の伝送線路 1 0 2 A を接続したことを特徴としている。この場合、両端短絡もしくは両端開放のどちらかの条件に設定する必要があるが、それぞれ整数 m_1 と整数 m_2 がともに偶数か、ともに奇数であるかに対応する。なお、整数 m_i ($i = 1, 2$) が 0 の値を取る場合は、偶数として扱われる。また、整数 m_i の符号としては、伝送線路内の位相の遅れ / 進みの観点で、負の値も取り得るものとする。ここで、整数 m_i が負の値をとるのは、反射素子を構成する伝送線路 1 0 1 A 又は 1 0 2 A が左手系線路として動作している場合を示すものとする。

【 0 1 9 2 】

図 5 7 ~ 図 6 0 に示した短絡終端及び開放終端を実現する有限長の伝送線路 1 0 1 , 1 0 2 , 1 0 1 A , 1 0 2 A は、終端反射素子としての役割だけでなく、同時に当該伝送線路に沿って電圧と電流の比が 0 から無限大まで変化することから、信号を給電するためのインピーダンス整合回路としての役割も果たす。

【 0 1 9 3 】

図 5 7 ~ 図 6 0 の伝送線路型共振器は、アンテナ装置としても動作可能である。

【 0 1 9 4 】

伝送線路からの漏れ波放射は、伝送線路内の位相定数 β と自由空間中の波長の逆数 $\beta_0 = \omega / c$ とに対して、 $\beta < \beta_0$ の場合に生じる。但し c は真空中の光速である。この場合、漏れ波により形成される放射ビーム方向は、アンテナ装置を構成する伝送線路の線路長が波長と同程度かそれ以上である場合、ほぼ

【 数 1 6 】

$$\theta = \sin^{-1} \frac{\beta}{\beta_0}$$

10

(2 2)

の方向を向く。但し、放射角 θ は伝送線路に対してブロードサイド方向（伝搬方向に対して垂直方向）を基準としてゼロとおき、位相定数 β が正となる向きの方に傾いた大きさを表す。なお、線路長が波長に比べて充分小さい場合、つまり線路長が小さくなると、漏洩波の放射方向は上記式（ 2 2 ）の方向からの逸脱が大きくなる。

【 0 1 9 5 】

図 8 に示すように、伝送線路内の伝送電力の向きに関係なく、非可逆伝送線路装置 7 0 A に沿って伝搬する電磁波の位相定数 β が等しくなるのは、動作角周波数が $\omega = \omega_0$ の場合であり、このとき位相定数は $\beta = \Delta \beta / 2$ となる。この動作点が、上述の放射条件をも満たす場合、漏れ波による放射ビーム方向 θ は、伝送線路内の伝送電力の方向に関係なく、ほぼ

20

【 数 1 7 】

$$\theta = \sin^{-1} \frac{\Delta \beta}{2 \beta_0}$$

(2 3)

の方向を向く。上述の放射条件を満足する下で、非可逆位相特性を表す $\Delta \beta$ の値を変化させることにより、線路内の伝送電力の向きに関係なく、非可逆伝送線路装置 7 0 A からの漏れ波放射の放射方向を同一にし、かつその放射ビーム方向を変化させることが可能であることを式（ 2 3 ）は示している。

30

【 0 1 9 6 】

ここで、非可逆伝送線路装置 7 0 A の単位セル 6 0 A に基づいて、本実施形態のアンテナ装置の動作を説明する。非可逆伝送線路装置 7 0 A の各単位セル 6 0 A は、図 1 ~ 図 4 を参照して説明したように、直列枝にキャパシタを挿入し、並列枝にインダクタを挿入した構成を有する。非可逆伝送線路装置 7 0 A のポート P 1 , P 2 に接続される伝送線路 1 0 1 , 1 0 2 のインピーダンスが 0 である場合（短絡条件）には、非可逆伝送線路装置 7 0 A から伝送線路 1 0 1 , 1 0 2 へ大電流が流れ込むので、各単位セルの直列枝のインピーダンスが 0 となる直列共振動作が支配的となる。反対に、伝送線路 1 0 1 , 1 0 2 のインピーダンスが無限大である場合（開放条件）には、非可逆伝送線路装置 7 0 A と伝送線路 1 0 1 , 1 0 2 線路との接続点で電流はゼロになり、電圧が最大になるので、並列枝のインピーダンスがほぼ無限大となる並列共振動作が支配的となる。以上のように、伝送線路 1 0 1 , 1 0 2 のインピーダンスの変化により、非可逆伝送線路装置 7 0 A の特性を支配する共振状態が大きく変わる。その結果として、伝送線路 1 0 1 , 1 0 2 のインピーダンスの変化により、非可逆伝送線路装置 7 0 A から放射される漏洩波の主偏波方向が変化する。伝送線路 1 0 1 , 1 0 2 のインピーダンスが 0 である場合には、各単位セル内で直列共振動作が支配的となり、非可逆伝送線路装置 7 0 A の中央のマイクロストリップ線路 1 2 A 上に大電流が流れ、漏れ波放射の主偏波方向は、マイクロストリップ線路 1 2 A を含む Z X 面内の方向となる。一方で、伝送線路 1 0 1 , 1 0 2 のインピーダンスが無限大である場合、各単位セル内で並列共振動作が支配的となり、その結果、スタブ導体 1 3 A

40

50

、13B上に大電流が流れ、漏れ波放射の主偏波方向は、スタブ導体13A、13Bが延在する方向、すなわちY軸方向となる。

【0197】

図61は、本発明の第8の実施形態に係る伝送線路型共振器を備えたアンテナ装置の構成を示すブロック図である。図61のアンテナ装置は、図59の伝送線路型共振器に、さらに給電回路を備えたことを特徴とする。給電回路を接続する位置としては、非可逆伝送線路装置70AのポートP1側に接続された伝送線路(図59の伝送線路101)と、非可逆伝送線路装置70AのポートP2側に接続された伝送線路(図59の伝送線路102)のどちらかを選ぶことができる。図61のアンテナ装置においては、一例としてポートP1側の伝送線路に接続しており、ポートP1は伝送線路112及び111を介してポートP21に接続され、伝送線路111、112により、電気長 $\theta_{r1} = m_1 \times 90$ 度を有する伝送線路101(図59)を構成している。給電回路は、内部抵抗 R_0 を有し、マイクロ波信号を発生する高周波信号発生器120と、給電線路125とを備えて構成される。但し、給電回路内の給電線路125の特性インピーダンス Z_{02} とインピーダンス整合の取れる位置を補償するためには、整数 m_1 は非零でなければならない。この場合、伝送線路101(111、112)上では、伝送線路101に沿って電圧と電流の比が0から無限大まで変化することから、給電線路125とインピーダンス整合の取れる位置が必ず存在する。その位置を図61ではポートP23(B3-B3')として表している。

【0198】

図62は、本発明の第8の実施形態に係る伝送線路型共振器を備えたアンテナ装置の第1の変形例の構成を示すブロック図である。図62のアンテナ装置は、図60の伝送線路型共振器に、さらに給電回路を備えたことを特徴とする。図62のアンテナ装置は、両端短絡であることのほかは、図61のアンテナ装置と同様に構成される。

【0199】

非可逆伝送線路装置70Aの終端条件を等価的に両端短絡から両端開放へ切り換えることにより、直列共振動作が支配的な状態から、並列共振動作が支配的な状態に切り換えることが可能であり、また逆に、両端開放から両端短絡へ切り換えることにより、並列共振動作が支配的な状態から、直列共振動作が支配的な状態に切り換えることが可能となる。本実施形態のアンテナ装置では、非可逆伝送線路装置70Aの終端条件を機械的、あるいは電氣的、あるいはその両方を兼ね備えた方法で切り換えることにより、放射波の偏波特性の切り換えを行う。

【0200】

非可逆伝送線路装置70Aの終端条件を等価的に両端短絡から両端開放へ、あるいは両端開放から両端短絡へ切り換えるために、反射素子を構成する伝送線路の線路長を切り換える。またそのために、線路長を切り換えるスイッチを挿入する。

【0201】

図63は、本発明の第8の実施形態に係る伝送線路型共振器を備えたアンテナ装置の第2の変形例の構成を示すブロック図である。図63のアンテナ装置は、実質的には、図61のアンテナ装置にさらに、スイッチSW11、SW12でそれぞれ接続された追加の伝送線路123、132を備えたことを特徴とする。非可逆伝送線路装置70AのポートP1は伝送線路121、122、スイッチSW11及び伝送線路123を介してポートP21に接続され、非可逆伝送線路装置70AのポートP2は伝送線路131、スイッチSW12及び伝送線路132を介してポートP22に接続される。ここで、伝送線路121、122の合計の電気長 θ_{r1} は90度であり、伝送線路123の電気長 θ_{r1s} は90度であり、伝送線路123の電気長 θ_{r2} は90度であり、伝送線路132の電気長 θ_{r2s} は90度である。さらに一般的には、各電気長 θ_{r1} 、 θ_{r2} 、 θ_{r1s} 、 θ_{r2s} はそれぞれ、電気長 $\theta_{r1} = m_1 \times 90$ 度(m_1 は整数である。)、電気長 $\theta_{r2} = m_2 \times 90$ 度(m_2 は整数である。)、電気長 $\theta_{r1s} = m_3 \times 90$ 度(m_3 は奇数である。)、電気長 $\theta_{r2s} = m_4 \times 90$ 度(m_4 は奇数である。)であってもよい。但し、 m_1 、 m_2 はともに奇数又はともに偶数である。 m_1 、 m_2 がともに奇数の場合、図63の場合

と同様の働きをするが、 m_1 、 m_2 はともに偶数の場合、図 6 3 の場合と比べるとスイッチ $SW11$ 及び $SW12$ のオンの状態とオフの状態とが入れかわる。また、 m_i ($i = 1, 2, 3, 4$) が負の整数の場合、その伝送線路が左手系線路であることを示す。

【0202】

以上のように構成された図 6 3 のアンテナ装置において、 $SW11$ 及び $SW12$ をオフしたとき、当該非可逆伝送線路装置 70A の両終端は実質的に短絡状態となり、直列共振動作が支配的となる。この場合、放射波は直列枝である中央のマイクロストリップ線路 12A に平行な E_θ 成分 (XZ 面内の成分) が主偏波となる。一方、スイッチ $SW11$ 及び $SW12$ をオンしたとき、当該非可逆伝送線路装置 70A の両終端は実質的に開放状態となり、並列共振動作が支配的となる。この場合、放射波は並列枝であるスタブ導体 13A、13B に平行な E_ϕ 成分 (YZ 面内の成分) が主偏波となる。以上のことから、反射素子内のスイッチ $SW11$ 、 $SW12$ を切り換えることにより、アンテナ装置からの放射において、主偏波の方向を切り換えることができる。

【0203】

図 6 4 は、本発明の第 8 の実施形態に係る伝送線路型共振器を備えたアンテナ装置の第 3 の変形例の構成を示すブロック図である。図 6 4 のアンテナ装置は、実質的には、図 6 2 のアンテナ装置にさらに、スイッチ $SW21$ 、 $SW22$ でそれぞれ接続された追加の伝送線路 123、132 を備えたことを特徴とする。非可逆伝送線路装置 70A のポート P1 は伝送線路 121、122、スイッチ $SW21$ の共通端子及び接点 a 及び伝送線路 123 を介してポート P21 に接続され、非可逆伝送線路装置 70A のポート P2 は伝送線路 131、スイッチ $SW22$ の共通端子及び接点 a 及び伝送線路 132 を介してポート P22 に接続される。スイッチ $SW21$ 、 $SW22$ の各接点 b はそれぞれ接地されている。ここで、伝送線路 121、122 の合計の電気長 θ_{r1} は 90 度であり、伝送線路 123 の電気長 θ_{r1s} は 90 度であり、伝送線路 131 の電気長 θ_{r2} は 90 度であり、伝送線路 132 の電気長 θ_{r2s} は 90 度である。さらに一般的には、各電気長 θ_{r1} 、 θ_{r2} 、 θ_{r1s} 、 θ_{r2s} はそれぞれ、電気長 $\theta_{r1} = m_1 \times 90$ 度 (m_1 は整数である。)、電気長 $\theta_{r2} = m_2 \times 90$ 度 (m_2 は整数である。)、電気長 $\theta_{r1s} = m_3 \times 90$ 度 (m_3 は奇数である。)、電気長 $\theta_{r2s} = m_4 \times 90$ 度 (m_4 は奇数である。)であってもよい。但し、 m_1 、 m_2 はともに奇数又はともに偶数である。 m_1 、 m_2 がともに奇数の場合、図 6 4 の場合と同様の働きをするが、 m_1 、 m_2 はともに偶数の場合、図 6 4 の場合と比べるとスイッチ $SW21$ 及び $SW22$ の接点 a の状態と接点 b の状態とが入れかわる。また m_i ($i = 1, 2, 3, 4$) が負の整数の場合、その伝送線路が左手系線路であることを示す。

【0204】

以上のように構成された図 6 4 のアンテナ装置において、スイッチ $SW21$ 及び $SW22$ をそれぞれ接点 a 側に切り換えたとき、当該非可逆伝送線路装置 70A の両終端は実質的に短絡状態となり、直列共振動作が支配的となる。この場合、放射波は直列枝である中央のマイクロストリップ線路 12A に平行な E_θ 成分が主偏波となる。一方、スイッチ $SW21$ 及び $SW22$ をそれぞれ接点 b 側に切り換えたとき、当該非可逆伝送線路装置 70A の両終端は実質的に開放状態となり、並列共振動作が支配的となる。この場合、放射波は並列枝であるスタブ導体 13A、13B に平行な E_ϕ 成分が主偏波となる。以上のことから、反射素子内のスイッチ $SW21$ 、 $SW22$ を切り換えることにより、アンテナ装置からの放射において、主偏波の方向を切り換えることができる。

【0205】

図 6 5 は、本発明の第 8 の実施形態の第 1 の実施例に係る伝送線路型共振器の構成を示す斜視図である。図 6 5 は図 5 7 の伝送線路型共振器の実装例を示す。図 6 5 の伝送線路型共振器は、図 1 3 と同様に構成された非可逆伝送線路装置 70A の両端に、終端開放で有限長のマイクロストリップ線路 (それぞれ、誘電体基板 10 を挟設するストリップ導体 12P1、12P2 及び接地導体 11 により構成される。) を接続したことを特徴としている。ここで、反射素子の線路長として、動作周波数における管内波長 λ_g の 4 分の 1 に

設定している。その結果、非可逆伝送線路装置 70 A の両端で短絡終端の条件を満たし、共振時には、非可逆伝送線路装置 70 A 内で、直列枝の直列共振つまり、電流波が支配的となり、進行波型共振器と類似した電磁界分布を示す。

【0206】

図 66 は、本発明の第 8 の実施形態の第 2 の実施例に係る伝送線路型共振器の構成を示す斜視図である。図 66 は図 58 の伝送線路型共振器の実装例を示す。図 66 の伝送線路型共振器は、図 13 と同様に構成された非可逆伝送線路装置 70 A の両端に、終端短絡で有限長のマイクロストリップ線路（それぞれ、誘電体基板 10 を挟設するストリップ導体 12 P1, 12 P2 及び接地導体 11 により構成される。）を接続したことを特徴としている。ここで、反射素子の線路長として、動作周波数における管内波長 λ_g の 4 分の 1 に設定している。その結果、非可逆伝送線路装置 70 A の両端で開放終端の条件を満たし、共振時には、非可逆伝送線路装置 70 A 内で、並列枝の並列共振つまり、電圧波が支配的となり、進行波型共振器と類似した電磁界分布を示す。

10

【0207】

図 67 は、本発明の第 8 の実施形態の第 3 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示す斜視図である。図 67 は、図 65 の伝送線路型共振器のポート P2 側に信号入力ポートをさらに備えたアンテナ装置の実装例を示す。すなわち、図 67 のアンテナ装置は、図 61 のアンテナ装置において $m_1 = m_2 = 1$ とした場合の両端短絡共振器を具体的に実現したものである。但し、図 61 では、ポート P1 側の反射素子の伝送線路 111, 112 に給電線路 125 が挿入されているのに対して、図 67 では、ポート P2 側の反射素子の伝送線路に給電線路（誘電体基板 10 を挟設するストリップ導体 12 P2 A 及び接地導体 11 によりマイクロストリップ線路を構成してなる給電線路である。）が挿入されている。

20

【0208】

図 68 は、本発明の第 8 の実施形態の第 4 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示す斜視図である。図 68 は、図 66 の伝送線路型共振器のポート P2 側に信号入力ポートをさらに備えたアンテナ装置の実装例を示す。すなわち、図 68 のアンテナ装置は、図 62 のアンテナ装置において $m_1 = m_2 = 1$ とした場合の両端開放共振器を具体的に実現したものである。但し、図 62 では、ポート P1 側の反射素子の伝送線路 111, 112 に給電線路 125 が挿入されているのに対して、図 68 では、ポート P2 側の反射素子の伝送線路に給電線路（誘電体基板 10 を挟設するストリップ導体 12 P2 A 及び接地導体 11 によりマイクロストリップ線路を構成してなる給電線路である。）が挿入されている。

30

【0209】

図 69 は、本発明の第 8 の実施形態の第 5 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示す斜視図である。図 69 は、図 67 のアンテナ装置において終端開放の伝送線路の線路長を半波長にしたときのアンテナ装置の実装例を示す。図 69 のアンテナ装置は、図 61 のアンテナ装置において $m_1 = m_2 = 2$ とした場合の両端開放共振器を具体的に実現したものである。

【0210】

図 70 は、本発明の第 8 の実施形態の第 6 の実施例に係る伝送線路型共振器の構成を示す斜視図である。図 70 の伝送線路型共振器は、図 23 と同様に構成された単位セル 60 A c からなる非可逆伝送線路装置 70 A k の両端に、終端開放で有限長のマイクロストリップ線路（それぞれ、誘電体基板 10 を挟設するストリップ導体 12 P1, 12 P2 及び接地導体 11 により構成される。）を接続したことを特徴としている。ここで、反射素子の線路長として、動作周波数における管内波長 λ_g の 4 分の 1 に設定している。その結果、非可逆伝送線路装置 70 A k の両端で短絡終端の条件を満たし、共振時には、非可逆伝送線路装置 70 A k 内で、直列枝の直列共振つまり、電流波が支配的となり、進行波型共振器と類似した電磁界分布を示す。図 70 の伝送線路型共振器の非可逆伝送線路装置 70 A k では、図 23 の非可逆伝送線路装置と同様にコントローラ（図示せず）が移相器 21 A, 21 B に印加する電圧を制御することで、移相器 21 A, 21 B の移相量を変化させ、これによりスタブ導体 13 A, 13 B のインピーダンスを互いに異なる所定値に

40

50

それぞれ設定することができる。本実施例の伝送線路型共振器によれば、要求される非可逆性の大きさに応じて、スタブ導体 13A, 13B のインピーダンスを互いに異なる所定値にそれぞれ設定し、このインピーダンスの相違によって、線路構造の非対称性を実現することができる。本実施例の伝送線路型共振器は、線路構造の非対称性自体を制御している。式(23)によれば、非可逆位相特性を表す $\Delta\beta$ の値を変化させることにより、放射角 θ を変化させて走査することができる。その結果、非可逆伝送線路装置 70Ak が進行波型マイクロ波共振器として動作する場合の位相分布の空間的勾配を、時間関数として連続的あるいは離散的に変化させることが可能となる。従って、この非可逆伝送線路装置 70Ak をアンテナ装置に应用する場合、非可逆伝送線路装置 70Ak から放射するビーム方向を変えることができる。すなわち、当該アンテナ装置はビーム走査アンテナとして動作する。

10

【0211】

以上の説明では、伝送線路型共振器の両端に接続される反射素子として、伝送線路を採用したが、集中定数回路により等価的に終端短絡又は終端開放を実現することも可能である。また、スイッチを挿入して、それらの状態を切り換える構造も可能である。

【0212】

非可逆伝送線路装置のフェライト角棒 15 が軟磁性体である場合、外部磁界を印加しないと、フェライト角棒 15 は誘電体と同じ役割を果たす。この場合、非可逆伝送線路装置は、零次共振器として動作し、非可逆伝送線路装置上で位相分布は一樣となる。このとき、非可逆伝送線路装置をアンテナ装置として应用する場合、放射方向は、ブロードサイド

20

【0213】

なお、第 8 の実施形態に係るアンテナ装置においては、伝送線路型共振器の共振状態において電磁波を放射しているが、設定条件を変更することにより、部分的に電磁波を漏洩して漏れ波アンテナ装置として構成してもよい。

【0214】

第 8 の実施形態に係る伝送線路型共振器では、図 13 ~ 図 34 に示す第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置のうちのいずれを用いてもよい。また、第 8 の実施形態に係るアンテナ装置では、図 13 ~ 図 32 に示す第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置のうちのいずれを用いてもよい。

30

【0215】

以上説明したように、第 8 の実施形態に係る伝送線路型共振器によれば、当該伝送線路型共振器上の電磁界分布は、従来技術に係る進行波共振器のそれに類似したものであり、すなわち、当該伝送線路型共振器の長手方向に沿って電界の振幅分布は一樣であり、かつ位相分布は空間的に線形に変化する。また、この伝送線路型共振器を備えたアンテナ装置によれば、図 63 及び図 64 に示すように、非可逆伝送線路装置 70A の両端に反射素子である伝送線路を接続し、伝送線路の電気長(反射素子のインピーダンス)を切り換えることにより、アンテナ装置の指向性及び利得の改善に加えて、偏波方向を切り換えることができる。一方で、図 70 の移相器 21A, 21B に印加する電圧を制御することで、非可逆位相特性を表す $\Delta\beta$ の値を変化させることができ、これにより放射角 θ を変化させて走査することができる。位相分布の勾配が、伝送線路型共振器の非可逆性を変えることによって、すなわち、図 70 の移相器 21A, 21B に印加する電圧を制御することによって連続的に制御可能である点は強調されるべきである。また、本実施形態に係る伝送線路型共振器によれば、動作波長に依存せずに装置サイズを自由に変化させることができ、例えば装置サイズを小型化できるマイクロ波共振器を提供できる。従って、提案した伝送線路型共振器は、マイクロ波チューナブルフィルタ、電力分割器並びにビームステアリングアンテナに対する新しいアプリケーションを開拓すると考えられる。

40

【0216】

ここで、分散曲線上に示される動作周波数について補足する。一般に、非可逆伝送線路装置 70A の分散曲線は、図 7 のように表される。図 7 において、関心のある帯域は ω_β

50

$\omega_{\beta 0 L} < \omega < \omega_{\beta 0 U}$ であり、分散曲線の接線の傾きである $\partial \omega / \partial \beta$ が、各伝搬モードの伝送電力の方向を表すことに注意すると、動作点の接線が右肩上がりの正の勾配をもち、かつ位相定数 β が正の値を持つ曲線部分は、伝送電力と波数ベクトルの向き（等位相面の流れる向き）が同じ方向を向く右手系モード伝搬であり、動作点の接線が左肩上がりの負の勾配をもち、かつ位相定数 β が正の値を持つ曲線部分は、伝送電力と波数ベクトルの向きとが逆方向を向く左手系モード伝搬を示している。従って、両端にポート P 1 及び P 2 をもつ有限長さの線路でポート P 1 からポート P 2 に向かって正の方向と設定すると、 $\omega_{\beta 0 L} < \omega < \omega_{\beta 0 U}$ の帯域内で、ポート P 1 から信号を入力した場合、右手系モードとして伝搬し、逆にポート P 2 から信号を入力した場合、左手系モードとして伝搬する。

【0217】

10

特に、 $\omega = \omega_{c L}$ 及び $\omega = \omega_{c U}$ の動作周波数においては、右手系モードと左手系モードの位相定数が一致している。従って、伝送電力の向きに関係なく等位相面は正の方向に流れる。

【0218】

非可逆伝送線路装置 70A の両端に境界条件を課すことにより、進行波型マイクロ波共振器を構成することができることは既に述べたが、両端短絡と両端開放の2つの場合が考えられる。両端短絡の場合、非可逆伝送線路装置 70A のうち直列枝部分のインピーダンスがほぼゼロの直列共振状態にあり、電流波が支配的となる。この場合の動作周波数を $\omega_{s e}$ とおく。一方、両端開放の場合、非可逆伝送線路装置 70A のうち並列枝部分のアドミタンスがほぼゼロの並列共振状態にあり、電圧波が支配的となる。この場合の動作周波数を $\omega_{s h}$ とおく。一般に、両端開放の場合と両端短絡の場合の共振周波数は異なっており、これは、図7において阻止帯域の下側カットオフ周波数 $\omega_{c L}$ と上側カットオフ周波数 $\omega_{c U}$ の違いに現れる。実際、2つの共振周波数 $\omega_{s e}$ と $\omega_{s h}$ のうち、大きい側の値が $\omega_{c U}$ で小さい側の値が $\omega_{c L}$ となる。

20

【0219】

図8では、特に、図7のうち $\omega_{c L} = \omega_{c U} = \omega_0$ となる場合であり、図7において見られた阻止帯域が消失している。つまり、線路の両端の境界条件により動作可能な両端開放進行波型共振と両端短絡型共振の2つの動作周波数が縮退する条件を伴っている。

【0220】

これまでに説明した実施例のほとんどが図8の特殊な場合に対応しているが、図7のような2種類の共振状態が縮退していない場合においても、進行波型マイクロ波共振器としての動作は可能である。この場合、もちろん、両端開放共振と両端短絡共振の動作周波数はそれぞれ異なる。

30

【0221】

第9の実施形態．

本実施形態では、非可逆伝送線路装置 70A を備えた伝送線路型共振器を、零次の進行波共振器として動作させることを特徴とする。本実施形態の伝送線路型共振器は、共振周波数が共振器のサイズに依存しない「零次共振」の共振状態で動作する零次の進行波共振器であって（例えば、非特許文献4参照。）、直列共振及び並列共振が混在した状態にある零次の進行波共振器を実現する。

40

【0222】

1．非可逆伝送線路装置の基本構成．

始めに、本実施形態の非可逆伝送線路装置の説明のために、図71～図74を参照して、従来技術の非可逆伝送線路装置のモデルを概略的に示す。図71は、基本的な右手／左手系複合伝送線路 100 を用いた従来技術に係る伝送線路型共振器の等価回路モデルを示す回路図であり、図72は、図71の単位セル $U C_n$ ($n = 1, 2, \dots, N$) を簡略化して表した、従来技術に係る伝送線路型共振器の等価回路モデルを示す回路図である。図71の伝送線路型マイクロ波共振器は、有限の長さを有する右手／左手系複合伝送線路 100 と、右手／左手系複合伝送線路 100 の両端に伝送信号を反射するようにそれぞれ接続された終端負荷 151 及び 152 とを備えて構成される。さらに、右手／左手系複合伝送

50

線路 1 0 0 の構成は、伝送信号の波長に比べて充分小さなサイズを有する複数 N 個の単位セル $UC_1, UC_2, \dots, UC_N$ を縦続接続した梯子型伝送線路構成である。ここで、図 7 1 及び図 7 2 に示すように、単位セル UC_n は 2 端子対網の微小構成要素である。

【 0 2 2 3 】

さらに、図 7 1 に示すように、単位セル UC_n は、右手 / 左手系複合伝送線路 1 0 0 を構成する伝送線路部分 6 3 の直列枝にキャパシタンス C_L を有する容量性素子及びインダクタンス L_R を有する誘導性素子を備えた直接共振回路が等価的に挿入され、並列枝にキャパシタンス C_R を有する容量性素子及びインダクタンス L_L を有する誘導性素子を備えた並列共振回路が等価的に挿入された構成を有する。ここで、インダクタンス L_R を有する誘導性素子及びキャパシタンス C_R を有する容量性素子は、右手系伝送線路が本来備えているもしくは挿入される直列枝の誘導性素子及び並列枝の容量性素子に対応する。一方、キャパシタンス C_L を有する容量性素子は、右手 / 左手系複合伝送線路 1 0 0 を伝搬する電磁波モードの実効透磁率が負となるよう直列枝に挿入された容量性素子に対応し、インダクタンス L_L を有する誘導性素子は、右手 / 左手系複合伝送線路 1 0 0 を伝搬する電磁波モードの実効誘電率が負となるよう並列枝に挿入された誘導性素子に対応する。

10

【 0 2 2 4 】

図 7 3 は、対称 T 型構造を有する図 7 1 の単位セル UC_n の一例を示す回路図であり、図 7 4 は、対称 π 構造を有する図 7 1 の単位セル UC_n の一例を示す回路図である。図 7 3 及び図 7 4 において、パラメータ Z_{se} は、伝送線路部分 6 3 の直列枝のインピーダンスを表し、パラメータ Y_{sh} は並列枝のアドミタンスを表し、それぞれ、次式で表される。

20

【 0 2 2 5 】

【数 1 8】

$$Z_{se} = j \cdot \omega \cdot L_R + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot C_L} = j \cdot \omega \cdot L_R \cdot \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_{se}}{\omega} \right)^2 \right\}$$

【 0 2 2 6 】

【数 1 9】

$$Y_{sh} = j \cdot \omega \cdot C_R + \frac{1}{j \cdot \omega \cdot L_L} = j \cdot \omega \cdot C_R \cdot \left\{ 1 - \left(\frac{\omega_{sh}}{\omega} \right)^2 \right\}$$

30

【 0 2 2 7 】

ここで、 ω_{se} は直列枝の直列共振角周波数であり、次式で表される。

【 0 2 2 8 】

【数 2 0】

$$\omega_{se} = 1 / \sqrt{L_R C_L}$$

【 0 2 2 9 】

また、 ω_{sh} は並列枝の並列共振角周波数であり、次式で表される。

40

【 0 2 3 0 】

【数 2 1】

$$\omega_{sh} = 1 / \sqrt{L_L C_R}$$

【 0 2 3 1 】

以下では原則として、単位セル UC_n の線路長（つまり、周期長さ） d が波長に比べて十分小さい場合を仮定する。従って、単位セルが T 型、 π 型あるいは L 型の場合であっても、本質的に同様の結果が得られる一方で、波長に対する単位セル UC_n の線路長 d 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。

50

【 0 2 3 2 】

また、以下、順方向の伝搬定数と逆方向の伝搬定数とが同一の値である可逆位相特性を有する右手／左手系複合伝送線路 1 0 0 を可逆右手／左手系複合伝送線路又は相反右手／左手系複合伝送線路（又は単に、可逆伝送線路）といい、順方向の伝搬定数と逆方向の伝搬定数と（特に、順方向の位相定数 β_+ と逆方向の位相定数 β_- と）が互いに異なる非可逆位相特性を有する右手／左手系複合伝送線路 1 0 0 を非可逆右手／左手系複合伝送線路又は非相反右手／左手系複合伝送線路（又は単に、非可逆伝送線路）という。

【 0 2 3 3 】

図 7 1 及び図 7 2 に示すような、複数の単位セル UC_n を縦続接続した周期構造を有する右手／左手系複合伝送線路 1 0 0 の伝搬特性は、動作周波数と伝搬電磁波の位相定数との間を関係づける分散曲線として求められる。従来技術に係る可逆右手／左手系複合伝送線路の非平衡状態の場合における分散曲線と、平衡状態の場合における分散曲線はそれぞれ、図 5 及び図 6 に示される。

【 0 2 3 4 】

一般に、分散曲線の接線の勾配 $\partial \omega / \partial \beta$ は、速度の次元を持ち、電磁波の伝送電力（ポインティングベクトル）の方向を表すのに対して、 ω / β は位相速度（位相面の流れる向き）を表す。

【 0 2 3 5 】

図 5 に示すように、非平衡状態の場合には直列共振角周波数 ω_{se} と並列共振角周波数 ω_{sh} とは互いに異なり、電磁波の伝送電力の方向（群速度の向き）と位相速度の向きが反対となるバックワード波（左手系モード）の伝搬が可能な状態の下側の周波数帯と、群速度の向きと位相速度の向きとが同方向となるフォワード波（右手系モード）の伝搬が可能な状態の上側の周波数帯とに分かれていることがわかる。また、右手系（RH）モード及び左手系（LH）モードを示す帯域の間には分散曲線が存在せず、波の伝搬が許されない禁止帯（バンド・ギャップ）となっている。

【 0 2 3 6 】

一方、図 6 に示すように、平衡状態の場合には、直列共振角周波数 ω_{se} と並列共振角周波数 ω_{sh} とは互いに一致し、右手系（RH）伝送特性及び左手系（LH）伝送特性が連続的に連結され、禁止帯が消失している。

【 0 2 3 7 】

以上説明したように、右手／左手系複合伝送線路 1 0 0 は、少なくとも 1 つの単位セル $UC_1, UC_2, \dots, UC_N$ を縦続接続した構成を有するマイクロ波伝送線路である。ここで、各単位セル UC_n は、右手／左手系複合伝送線路 1 0 0 を伝搬する電磁波モードの実効透磁率が負となるよう直列枝に挿入され、キャパシタンス C_L を有する容量性素子と、右手／左手系複合伝送線路 1 0 0 を伝搬する電磁波モードの実効誘電率が負となるよう直列枝に挿入され、インダクタンス L_L を有する誘導性素子と、非可逆伝送線路部分又は可逆伝送線路部分である伝送線路部分 6 3 とを備えて構成される。また、各単位セル UC_n は、右手／左手系複合伝送線路 1 0 0 に入力されるマイクロ波信号の動作周波数と、右手／左手系複合伝送線路 1 0 0 の位相定数との関係を示す分散曲線において右手／左手系複合伝送線路 1 0 0 が所定の位相定数を有するように回路構成されている。

【 0 2 3 8 】

ここで、直列枝の直列共振角周波数 ω_{se} は式（4） ω_2 に対応し、並列枝の並列共振角周波数 ω_{sh} は式（3）の ω_1 に対応している（図 5 参照）。従って、この直列共振角周波数 ω_{se} 及び並列共振角周波数 ω_{sh} は、位相定数 $\beta = 0$ であるときの角周波数、つまり分散曲線と対称軸である ω 軸との交点上にあることがわかる。一方で、可逆伝送線路の分散曲線を表す図 5 及び図 6 と、非可逆伝送線路の分散曲線を表す図 7 及び図 8 との対応関係を考えると、非可逆線路の分散関係式（1）と可逆線路の分散関係式（2）との比較から容易に類推できるように、非可逆伝送線路の場合の分散曲線である図 7 において、直列枝の直列共振角周波数 ω_{se} と並列枝の並列共振角周波数 ω_{sh} は、分散曲線とその対称軸である $\beta = \Delta \beta / 2$ との交点上にある。つまり、直列共振角周波数 ω_{se} 及び並列共振角周波数 ω

10

20

30

40

50

ω_{sh} のうち、値の小さい方が ω_{cL} であり、値の大きい方が ω_{cU} あるということになる。さらに、図7において $\omega_{cL} = \omega_{cU}$ である場合、その間の禁止帯が消滅して図8のようになる。このとき、直列枝の直列共振角周波数 ω_{se} と並列枝の並列共振角周波数 ω_{sh} は同じとなり、 $\omega_{se} = \omega_{sh} = \omega_0$ となる。

【0239】

2. 実施形態に係る伝送線路型共振器の共振条件。

次に、図75～図78を参照して、本実施形態の伝送線路型共振器の共振条件を説明する。図75は、本発明の第9の実施形態に係る伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。前述のように、本実施形態の伝送線路型共振器は零次の進行波共振器として動作し、図75は零次の進行波共振器の等価回路モデルを示す。図75において、本実施形態の伝送線路型共振器は、第1の実施形態の非可逆伝送線路装置70Aと、非可逆伝送線路装置70AのポートP1に接続された反射素子151Rと、非可逆伝送線路装置70AのポートP2に接続された反射素子152Rとを備えて構成される。非可逆伝送線路装置70Aは、長さdをそれぞれ有する複数N個の基本セル $UC_1, UC_2, \dots, UC_N$ からなり、全体で有限長さ $l = N \times d$ を有する。ここで、反射素子151Rは、動作周波数において、ポートP1から見たインピーダンスが Z_{L1} となるように動作し、反射素子152Rは、動作周波数において、ポートP2から見たインピーダンスが Z_{L2} となるように動作する。図75におけるパラメータ β_+ 及び $\Delta\phi_+$ はそれぞれポートP1からポートP2までの電力伝送に関する線路の位相定数及び位相遅延を示し、パラメータ β_- 及び $\Delta\phi_-$ はそれぞれポートP2からポートP1までの電力伝送に関する線路の位相定数及び位相遅延を示し、 x は、非可逆伝送線路装置70Aの長手方向の位置（例えば図79のX軸に沿った位置）を示す。さらに、ポートP1及びP2における反射に起因する移相は、それぞれ $\Delta\phi_1$ 及び $\Delta\phi_2$ である。この事例では、共振条件は、次式の位相関係式が成り立つときに満たされる。

【0240】

【数22】

$$\Delta\phi = \Delta\phi_+ + \Delta\phi_- + \Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 = 2m\pi$$

(24)

【0241】

ここで、 $\Delta\phi_+ = \beta_+ \cdot l$ 、及び $\Delta\phi_- = \beta_- \cdot l$ であり、 m は整数である。簡単化のために、最初は可逆の場合として $\beta_+ = \beta_- = \beta$ であると仮定し、非可逆伝送線路装置70Aを可逆伝送線路装置であるとみなす。このとき、両方のポートP1、P2が開放端であるか短絡されていれば、 $\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2$ の値は、電圧波又は電流波のいずれの場合も 2π 又は0であり、よって式(24)は次式で表される。

【0242】

【数23】

$$\Delta\phi = \Delta\phi_+ + \Delta\phi_- = 2\beta l = 2m\pi$$

(25)

【0243】

従って、線路の位相定数 β に関する共振条件は可逆伝送線路装置の長さ l によって決定され、かつ次式で表される。

【0244】

【数24】

$$\beta = m\pi / l$$

(26)

【0245】

位相定数 β は周波数の関数であるので、式(26)は共振周波数が線路長に依存するこ

10

20

30

40

50

とを表しているとも言える。式(26)において $m = 1$ である場合、線路長 $l = \lambda_g / 2$ である。ここで、パラメータ λ_g は管内波長である。この条件は、典型的な半波長共振器の動作を規定する。式(26)において、 $m = 0$ であれば、共振条件は線路長 l とは独立し、 $\beta = 0$ である。位相定数 β がゼロであることは無限波長を意味し、管内波長 λ_g が $+\infty$ の大きさを持ち、可逆伝送線路装置上で信号振幅及び位相が一樣になる。このように、共振周波数が共振器のサイズに依存しない零次の進行波共振器を実現することができる。

【0246】

一方で、非可逆伝送線路装置の場合、式(25)は次のように書き換えられる。

【0247】

【数25】

$$\Delta\phi = \Delta\phi_+ + \Delta\phi_- = (\beta_+ + \beta_-)l = 2m\pi$$

(27)

【0248】

非可逆伝送線路装置の場合も、従来の可逆伝送線路装置の場合と同様に、位相定数 β_+ 及び β_- は周波数の関数であるので、式(27)は $m \neq 0$ の場合、共振周波数が線路長 l に依存することを表している。 $m = 1$ である場合、可逆の場合と同様に、半波長共振器の動作を規定する。式(27)において、 $m = 0$ であれば、共振条件は線路長 l とは独立し、

【数26】

$$\beta_+ + \beta_- = 0$$

(28)

となる。式(28)は、既に述べたように、順方向伝搬は右手系モードが伝搬し、逆方向伝搬は左手系モードが伝搬する場合で、しかも伝搬方向の異なる2つのモードの位相定数の絶対値が同じ場合を表す。この条件は、図7においては、動作周波数が $\omega = \omega_{cL}$ または $\omega = \omega_{cU}$ の場合に相当し、図8においては、 $\omega = \omega_0$ の場合に相当する。この共振状態の電磁界分布は、非可逆伝送線路装置70A上で一樣な信号振幅と、一定の勾配の位相分布とをもつ。従って、この共振条件を満たす非可逆伝送線路装置70Aを備えた伝送線路共振器は、進行波共振器の電磁界分布と同じ性質を持つ。このように、共振周波数が共振器のサイズに依存しない進行波共振器を実現することができる。

【0249】

図75において、ポートP1及びP2が短絡されて、 $Z_{L1} = Z_{L2} = 0$ であれば、非可逆伝送線路装置70Aから反射素子151R及び152Rに大電流が流れ込むため、各単位セルUC_nの直列枝のインピーダンス Z_{se} が0となる直列共振動作が支配的となる。このとき、放射波は直線偏波であって、その主偏波方向は、非可逆伝送線路装置70Aの長手方向に平行な方向となる。反対に、ポートP1及びP2が開放端であって、 $Z_{L1} = Z_{L2} = +\infty$ であれば、非可逆伝送線路装置70Aと反射素子151R及び152Rの接続点で電流はゼロになり、電圧が最大になるため、並列枝のアドミタンス Y_{sh} が0となる並列共振動作が支配的となる。このとき、放射波の主偏波方向は、並列枝に平行な方向となる。このため、例えば、図79に示すように、並列枝を構成するスタブ導体13A、13Bを、非可逆伝送線路装置70Aの長手方向に直交するように形成すると、放射波の主偏波方向は非可逆伝送線路装置70Aの長手方向に直交する方向となる。

【0250】

従来は、上述したように、両ポートP1及びP2を短絡端又は開放端とすることにより、零次共振器を実現していた。しかしながら、式(24)を得るためには、終端反射における位相条件としては、単に次式を満たせば十分である。

【0251】

10

20

30

40

【数 27】

$$\Delta\phi_1 + \Delta\phi_2 = 2m_L\pi$$

(29)

【0252】

ここで、 m_L は整数である。さらに、終端反射に対する共振条件は、この位相条件だけでなく、実質的に全反射である（すなわち、反射係数の絶対値が1である）必要がある。従って、式(29)及びそれに続く説明により、ポートP1における反射係数 Γ_1 及びポートP2における反射係数 Γ_2 は、次式で表される。

【0253】

10

【数 28】

$$\Gamma_1 = \exp(j \cdot \Delta \cdot \phi_1)$$

(30)

【0254】

【数 29】

$$\Gamma_2 = \exp(j \cdot \Delta \cdot \phi_2) = \exp(-j \cdot \Delta \cdot \phi_1)$$

(31)

【0255】

20

非可逆伝送線路装置70Aのもつ非可逆性が主に位相推移量として現れ、特性インピーダンスの非可逆性が小さい場合、つまり式(1)において $\Delta Z = Z_p - Z_m$ がほぼゼロの場合、周期構造である非可逆伝送線路装置70Aのもつブロッホインピーダンスは、伝搬方向に依存せず、ほぼ可逆となる。以下では、この場合を考える。

【0256】

式(29)の位相関係は、ポートP1に、動作周波数において純虚数のインピーダンス jB を有する反射素子151Rを接続し、ポートP2に、動作周波数においてインピーダンス jB と共役なインピーダンス $-jB$ を有する反射素子152Rを接続することにより実現できる。このとき、ポートP1における反射係数 Γ_{1B} 及びポートP2における反射係数 Γ_{2B} は、進行波共振器を構成する非可逆伝送線路装置70Aのブロッホインピーダンス Z_{CRLHTL} を用いて、次式で表される。

30

【0257】

【数 30】

$$\Gamma_{1B} = \frac{Z_{L1} - Z_{CRLHTL}}{Z_{L1} + Z_{CRLHTL}} = \frac{j \cdot B - Z_{CRLHTL}}{j \cdot B + Z_{CRLHTL}} = -\exp\left(-j \cdot 2 \cdot \tan^{-1} \frac{B}{Z_{CRLHTL}}\right)$$

(32)

【0258】

【数 31】

40

$$\Gamma_{2B} = \frac{Z_{L2} - Z_{CRLHTL}}{Z_{L2} + Z_{CRLHTL}} = \frac{-j \cdot B - Z_{CRLHTL}}{-j \cdot B + Z_{CRLHTL}} = -\exp\left(j \cdot 2 \cdot \tan^{-1} \frac{B}{Z_{CRLHTL}}\right)$$

(33)

【0259】

特に、右手/左手系複合伝送線路100が平衡状態を保ったまま共振状態にあるときには、ブロッホインピーダンス Z_{CRLHTL} は、単位セルの構造に関係なく、次式のように簡単に表される。

【0260】

50

【数 3 2】

$$\omega = \omega_{sh} = \omega_{se} \text{ のとき : } Z_{CRLHTL} = \sqrt{\frac{L_R \left(1 - \left(\frac{\omega_{se}}{\omega} \right)^2 \right)}{C_R \left(1 - \left(\frac{\omega_{sh}}{\omega} \right)^2 \right)}} = \sqrt{\frac{L_R}{C_R}}$$

(3 4)

10

【 0 2 6 1 】

式 (3 2) 及び式 (3 3) の各反射係数 Γ_{1B} 及び Γ_{2B} の関係は、式 (3 0) 及び式 (3 1) の各反射係数 Γ_1 及び Γ_2 の関係を満たしている。従って、図 7 5 において、反射素子 1 5 1 R のリアクタンス B に応じて、様々な進行波共振器を実現できる。

【 0 2 6 2 】

2 - 1 . 平衡型の非可逆伝送線路装置 7 0 A を用いたときの動作 .

次に、図 7 6 ~ 図 7 8 を参照して、平衡型の非可逆伝送線路装置 7 0 A を用いたときの伝送線路型共振器の動作を説明する。

【 0 2 6 3 】

零次共振周波数付近で、直列枝のインピーダンス Z_{se} 及び並列枝のアドミタンス Y_{sh} は、実質的にゼロになる。このとき、対称 T 型構造を有する単位セル UC_n (図 7 3 参照。) の A B C D 行列 F_T 、及び対称 π 構造を有する単位セル UC_n (図 7 4 参照。) の A B C D 行列 F_π は、まとめて次式で近似できる。

20

【 0 2 6 4 】

【数 3 3】

$$F_T \doteq F_\pi \doteq e^{j\Delta\beta d/2} \begin{pmatrix} 1 & \bar{Z}_{se} \\ \bar{Y}_{sh} & 1 \end{pmatrix}$$

30

(3 5)

【 0 2 6 5 】

ただし、

【数 3 4】

$$\bar{Z}_{se}$$

【数 3 5】

$$\bar{Y}_{sh}$$

は、図 3 あるいは図 4 において、非可逆伝送線路部分 6 1 及び 6 2 の部分の位相定数 β_p 及び β_m が可逆であり、

40

【数 3 6】

$$\bar{\beta} = (\beta_p + \beta_m) / 2$$

と置き換えた場合の直列枝インピーダンス及び並列枝アドミタンスを表す。

【 0 2 6 6 】

各単位セル UC_n が対称 T 型構造を有するとき、図 7 5 の非可逆伝送線路装置 7 0 A のポート P 1 (単位セル UC_1 の一方のポート P 1 1 である。) を、インピーダンス jB を有する反射素子 1 5 1 R で終端したときの、単位セル UC_1 の他方のポート P 1 2 から見た入力インピーダンス $Z_{in, 1}$ は、近似的に次式で表される。

50

【 0 2 6 7 】

【 数 3 7 】

$$\begin{aligned}
 Z_{in,1} &= \frac{V}{I} = \frac{A_T V_{L1} + B_T I_{L1}}{C_T V_{L1} + D_T I_{L1}} = \frac{A_T Z_{L1} + B_T}{C_T Z_{L1} + D_T} \\
 &\doteq \frac{jB + Z_{se}}{jB Y_{sh} + 1} \\
 &\doteq jB
 \end{aligned}$$

10

(3 6)

【 0 2 6 8 】

単位セル UC_n が対称 π 型構造を有するときも、単位セル UC_1 の他方のポート P_{12} から見た入力インピーダンス $Z_{in,1}$ は、式 (3 6) で同様に表される。図 7 6 は、図 7 5 の非可逆伝送線路装置 7 0 A のポート P_1 を、インピーダンス jB を有する反射素子 1 5 1 R で終端したときの、単位セル UC_1 のポート P_{12} から見た入力インピーダンス $Z_{in,1}$ を示すブロック図である。これにより、単位セル UC_n の数 N が複数の場合に拡張しても、各単位セル UC_n のポート P_{12} から見た入力インピーダンス $Z_{in,n}$ が常に jB になることがわかる。つまり、零次共振状態にある有限長さの平衡型の非可逆伝送線路装置 7 0 A の一方のポート P_1 に、インピーダンス jB を有する反射素子 1 5 1 R を接続すると、他方のポート P_2 から見た入力インピーダンスは、線路長 l に関係なく、常にポート P_1 の終端素子（すなわち、反射素子 1 5 1 R）のインピーダンス jB と同じになることが容易に理解できる。図 7 7 は、図 7 5 の非可逆伝送線路装置 7 0 A のポート P_1 を、インピーダンス jB を有する反射素子 1 5 1 R で終端したときの、単位セル UC_n のポート P_{12} から見た入力インピーダンス $Z_{in,1}$ を示すブロック図である。

20

【 0 2 6 9 】

非可逆伝送線路装置 7 0 A の一方のポート P_1 に、動作周波数において実質的に実部を持たない所定の複素数であるインピーダンス、好ましくは純虚数のインピーダンス jB を有する反射素子 1 5 1 R が反射素子として接続された場合、非可逆伝送線路装置 7 0 A を零次共振させるためには、他方のポート P_2 に、動作周波数において、反射素子 1 5 1 R のインピーダンスと実質的に共役であるインピーダンス、好ましくは純虚数のインピーダンス jB と共役な純虚数のインピーダンス $-jB$ を有する反射素子 1 5 2 R を接続することが必要となる。

30

【 0 2 7 0 】

図 7 8 は、図 7 5 の反射素子 1 5 1 R 及び 1 5 2 R を備えた集中定数回路の閉ループ回路を示すブロック図である。以上説明したように、インピーダンス jB を有する反射素子 1 5 1 R 及びインピーダンス $-jB$ を有する反射素子 1 5 2 R で終端された両端を有する有限長の平衡型の非可逆伝送線路装置 7 0 A は、集中定数 jB 及び $-jB$ を有する 2 つの素子の閉ループ（図 7 8 参照。）がそうであるのと同様に、自動的に共振条件を満たすことがわかる。

40

【 0 2 7 1 】

なお、零次共振状態にある非可逆伝送線路装置 7 0 A に沿って伝搬する電圧波と電流波の比（インピーダンス）は、上記の入力インピーダンス jB に相当することに注意すべきである。

【 0 2 7 2 】

従来技術に係る零次共振器では、右手 / 左手系複合伝送線路 1 0 0 のポート P_1 及び P_2 を短絡端又は開放端としていた。ここで、右手 / 左手系複合伝送線路 1 0 0 のポート P_1 及び P_2 が短絡端である場合には、右手 / 左手系複合伝送線路 1 0 0 において直列共振が支配的になり、右手 / 左手系複合伝送線路 1 0 0 のポート P_1 及び P_2 が開放端である場合には、右手 / 左手系複合伝送線路 1 0 0 において並列共振が支配的になる。従って、

50

従来技術に係る零次共振器をアンテナ装置の放射器として用いる場合、放射波の主偏波の方向として実現できる方向は、右手／左手系複合伝送線路 1 0 0 の長手方向に平行な方向（直列共振が支配的な場合。）又は、直交する方向（並列共振が支配的な場合。）のみであった。これは、非可逆伝送線路を用いた進行波共振器においても同様であった。これに対して、本発明によれば、反射素子 1 5 1 R のリアクタンス B は任意の値を取りうるので、直列共振が支配的な状態（リアクタンス B は 0 である。）と、並列共振が支配的な状態（リアクタンス B は無限大である）の中間の状態の零次の進行波共振器を実現できる。すなわち、本実施形態に係る零次の進行波共振器である非可逆伝送線路装置 7 0 A をアンテナ装置の放射器として用いる場合、リアクタンス B を 0 から $+\infty$ まで変化させることにより、放射波の主偏波の方向を、非可逆伝送線路装置 7 0 A に平行な方向から直交する方向まで変化させることができる。このとき、非可逆伝送線路装置 7 0 A 上のエネルギー分布は直列枝に集中した状態から並列枝に集中した状態まで変化する。さらに、非可逆伝送線路装置 7 0 A における共振エネルギーにおいて、直列共振エネルギーのみの状態から並列共振エネルギーのみの状態まで変化する。

【 0 2 7 3 】

2 - 2 . 非平衡型の非可逆伝送線路装置 7 0 A を用いたときの動作 .

次に、非平衡型の非可逆伝送線路装置 7 0 A を用いたときの伝送線路型共振器の動作を説明する。位相定数 β が $\Delta\beta/2$ になるときの直列共振角周波数 ω_{se} 及び並列共振角周波数 ω_{sh} において、一方は実効透磁率 μ_{eff} がゼロとなる角周波数であり、他方は実効誘電率 ϵ_{eff} がゼロとなる角周波数である。さらに、この 2 つの角周波数に挟まれた領域は、図 7 に示すように、非可逆伝送線路装置 7 0 A に沿って電磁波の伝搬が許されない禁止帯であるが、実効誘電率 ϵ_{eff} 及び実効透磁率 μ_{eff} のうち一方のみが負となるので、非可逆伝送線路装置 7 0 A の特性インピーダンス（厳密には周期構造のブロッホインピーダンス Z_{CRLHTL} ） $Z_0 = (\mu_{eff} / \epsilon_{eff})^{1/2}$ は純虚数となる。以上のことから、非可逆伝送線路装置 7 0 A のポート P 1 に接続されたリアクタンス jB を有する反射素子 1 5 1 R が、インピーダンス整合の取れる負荷として動作する周波数が存在する。つまり、非可逆伝送線路装置 7 0 A の特性インピーダンス Z_0 がインピーダンス jB と等しくなる角周波数が、直列共振角周波数 ω_{se} と、並列共振角周波数 ω_{sh} との間の禁止帯に必ず存在する。このとき、非可逆伝送線路装置 7 0 A の他方のポート P 2 からこの反射素子 1 5 1 R（負荷インピーダンスである。）を見たときの入力インピーダンス Z_{in} は線路長 l に関係なく、常に jB となる。従って、ポート P 2 にインピーダンス $-jB$ を有する反射素子 1 5 2 R を接続することにより、共振条件は自動的に満たされる。

【 0 2 7 4 】

非平衡型の非可逆伝送線路装置 7 0 A において、直列共振角周波数 ω_{se} 及び並列共振角周波数 ω_{sh} の間の周波数帯では、伝送線路に沿って伝搬するモードが存在しない。従来は、直列共振角周波数 ω_{se} 及び並列共振角周波数 ω_{sh} に挟まれた禁止帯において動作可能で、共振角周波数が線路長 l に依存しない伝送線路型共振器が提案された報告はなかった。これに対して、本実施形態に係る非平衡型の非可逆伝送線路装置 7 0 A を用いた伝送線路型共振器によれば、リアクタンス B を 0 から $+\infty$ まで変化させることにより、共振周波数が線路の長さ l に依存しない零次共振状態を維持したまま、共振角周波数を直列共振角周波数 ω_{se} から並列共振角周波数 ω_{sh} まで変化させることができる。なお、このとき、平衡型の非可逆伝送線路装置 7 0 A を用いた場合と同様に、放射波の主偏波の方向は、非可逆伝送線路装置 7 0 A の長手方向に平行な方向から直交する方向まで変化し、非可逆伝送線路装置 7 0 A 上のエネルギー分布は直列枝に集中した状態から並列枝に集中した状態まで変化する。従って、本実施形態に係る非平衡型の非可逆伝送線路装置 7 0 A を用いた伝送線路型共振器により、動作周波数を直列共振角周波数から並列共振角周波数まで連続的に変化させることができるチューナブル共振器を実現できる。

【 0 2 7 5 】

3 . 実施形態の伝送線路型共振器の具体的構成例 .

次に、図 75 の伝送線路型共振器の具体的構成例について、図 79 ~ 図 82 を参照して以下に説明する。図 79 は、本発明の第 9 の実施形態の第 1 の実施例に係る伝送線路型共振器の構成を示す上面図である。図 79 は、10 個の単位セルを含む非可逆伝送線路装置 70A により零次の進行波共振器として構成される伝送線路型共振器を示す。また、図 80 は、図 79 の A11 - A11' 線における断面図であり、図 81 は、図 79 の A12 - A12' 線における断面図である。図 82 は、図 79 の伝送線路型共振器を示す斜視図である。図 82 では、放射角 θ 及び ϕ の定義も示す。

【0276】

図 79 ~ 図 82 において、本実施形態に係る伝送線路型共振器は、

- (a) 第 1 の実施形態と同様に構成された非可逆伝送線路装置 70A と、
- (b) 非可逆伝送線路装置 70A の一端に接続され、長さ l_{r1} を有する開放終端のマイクロストリップ線路にてなる反射素子 151R と、
- (c) 非可逆伝送線路装置 70A の他端に接続され、長さ l_{r2} を有する開放終端のマイクロストリップ線路にてなる反射素子 152R とを備えて構成される。

【0277】

ここで、非可逆伝送線路装置 70A は、

- (a) 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 X 軸に沿って延在するフェライト角棒 15 (Z 軸に沿う自発磁化を持つか、外部直流磁界が印加されている) と、接地導体 11 上においてフェライト角棒 15 の +Y 側及び -Y 側の両方に設けられた誘電体基板 10 と、
 - (b) フェライト角棒 15 の表面に形成された複数のストリップ導体 12 と、接地導体 11 と、フェライト角棒 15 とからなるマイクロストリップ線路 12A と、
 - (c) 複数のストリップ導体 12 のうちの互いに隣接する各ストリップ導体 12 を接続する複数のキャパシタ C1, C2 (図 14 を参照) と、
 - (d) マイクロストリップ線路 12A の各ストリップ導体から +Y 方向にそれぞれ延在し、+Y 側の端部においてスルーホール導体 13C を介して接地導体 11 にそれぞれ接続される、複数のスタブ導体 13A と、
 - (e) マイクロストリップ線路 12A の各ストリップ導体から -Y 方向にそれぞれ延在し、-Y 側の端部においてスルーホール導体 13D を介して接地導体 11 にそれぞれ接続される、複数のスタブ導体 13B と
- を備えて構成される。なお、スタブ導体 13A, 13B を開放端にする場合には、スルーホール導体 13C, 13D は不要である。

【0278】

また、反射素子 151R を構成する長さ l_{r1} を有する開放終端のマイクロストリップ線路は、裏面に接地導体 11 を有する誘電体基板 10 と、長さ l_{r1} を有するストリップ導体 12P1 とを備えて構成される。さらに、反射素子 152R を構成する長さ l_{r2} を有する開放終端のマイクロストリップ線路は、裏面に接地導体 11 を有する誘電体基板 10 と、長さ l_{r2} を有するストリップ導体 12P2 とを備えて構成される。

【0279】

さらに、図 79 において、ストリップ導体 12P1 は、非可逆伝送線路装置 70A の側のストリップ導体 12P1b と、残りのストリップ導体 12P1a とから構成されており、両ストリップ導体 12P1a 及び 12P1b の接続点に、伝送線路型共振器に給電するための給電線路を構成する給電線路導体 12F が挿入接続されている。ここで、給電線路は、給電線路導体 12F と裏面に接地導体 11 を有する誘電体基板 10 とを備えて構成される。また、ストリップ導体 12P1a の長さ l_{f1} は、反射素子 151R のマイクロストリップ線路上に形成される定在波により空間変化する電圧対電流比 (インピーダンス) と、給電線路の特性インピーダンス ($50 [\Omega]$ である。) とを整合させるように設定される。

【0280】

なお、図 79 ~ 図 82 の非可逆伝送線路装置 70A は、10 個の単位セルを含む分布定

数回路型伝送線路を形成している。なお、非可逆伝送線路装置 70 A の両端と各反射素子 151 R, 152 R との間に設けられるキャパシタの容量は、他の単位セル間のキャパシタの容量の 2 倍である。これらのキャパシタは、入力される高周波信号（例えばマイクロ波信号）の周波数に依存して、互いに隣接するストリップ導体 12 間に実体のあるキャパシタを接続してもよいし、互いに隣接するストリップ導体 12 間の浮遊容量のみで構成してもよいし、もしくは上記各浮遊容量と並列接続されたキャパシタとからなる直列容量をキャパシタ 14 としてもよい。また、X 軸に沿ったスタブ導体 13 A, 13 B の形成間隔は、単位セルの線路長（すなわち、周期長さ） d [mm] と同じである。

【0281】

図 79 において、開放終端のマイクロストリップ線路導体 12 P 1 及び 12 P 2 の特性インピーダンス及び位相定数が、非可逆伝送線路装置 70 A の特性インピーダンス Z_0 及び位相定数 β とそれぞれ等しいとき、反射素子 151 R のインピーダンス Z_{L1} 及び反射素子 152 R のインピーダンス Z_{L2} は、次式で表される。

【0282】

【数 38】

$$Z_{L1} = Z_0 / j \tan(\beta \cdot l_{r1})$$

【0283】

【数 39】

$$Z_{L2} = Z_0 / j \tan(\beta \cdot l_{r2})$$

【0284】

ここで、 $l_{r1} + l_{r2} = \lambda_g / 2$ を満足するように、非可逆伝送線路装置 70 A の両端に接続されるマイクロストリップ線路の長さ l_{r1} 及び l_{r2} を変化させる場合に、式 (30) 及び式 (31) を満足する反射素子 151 R 及び 152 R の構成を説明する。

【0285】

非可逆伝送線路装置 70 A の両端に接続されるマイクロストリップ線路の長さ l_{r1} 及び l_{r2} がそれぞれ $\lambda_g / 4$ であるとき ($l_{r1} = l_{r2} = \lambda_g / 4$)、反射素子 151 R のインピーダンス Z_{L1} 及び反射素子 152 R のインピーダンス Z_{L2} は、次式で表される。

【0286】

【数 40】

$$Z_{L1} = Z_0 / j \tan(\beta \cdot l_{r1}) = Z_0 / j \tan(\beta \cdot \lambda_g / 4) = 0$$

【0287】

【数 41】

$$Z_{L2} = Z_0 / j \tan(\beta \cdot l_{r2}) = Z_0 / j \tan(\beta \cdot \lambda_g / 4) = 0$$

【0288】

従って、非可逆伝送線路装置 70 A の両端を短絡した両端短絡条件となるので、図 79 の零次の進行波共振器において、直列枝部分の直列共振が支配的となる。

【0289】

また、非可逆伝送線路装置 70 A の両端に接続されるマイクロストリップ線路の長さ l_{r1} 及び l_{r2} がそれぞれ $\lambda_g / 2$ 及び 0 であるとき ($l_{r1} = \lambda_g / 2$ かつ $l_{r2} = 0$)、反射素子 151 R のインピーダンス Z_{L1} 及び反射素子 152 R のインピーダンス Z_{L2} は、次式で表される。

【0290】

【数 42】

$$Z_{L1} = Z_0 / j \tan(\beta \cdot l_{r1}) = Z_0 / j \tan(\beta \cdot \lambda_g / 2) = +\infty$$

10

20

30

40

50

【 0 2 9 1 】

【 数 4 3 】

$$Z_{L2} = Z_0 / j \tan(\beta \cdot l_{r2}) = Z_0 / j \tan(0) = +\infty$$

【 0 2 9 2 】

従って、非可逆伝送線路装置 7 0 A の両端を開放した両端開放条件となるので、図 7 9 の零次の進行波共振器において、並列枝部分の並列共振が支配的となる。

【 0 2 9 3 】

さらに、非可逆伝送線路装置 7 0 A の両端に接続されるマイクロストリップ線路の長さ l_{r1} 及び l_{r2} を、 $l_{r1} + l_{r2} = \lambda g / 2$ を満足するように、両端短絡から両端開放へ連続的に変化させるとき、反射素子 1 5 1 R のインピーダンス Z_{L1} 及び反射素子 1 5 2 R のインピーダンス Z_{L2} は、次式で表される。

10

【 0 2 9 4 】

【 数 4 4 】

$$Z_{L1} = Z_0 / j \tan(\beta l_{r1}) \equiv jB$$

【 0 2 9 5 】

【 数 4 5 】

$$\begin{aligned} Z_{L2} &= Z_0 / j \tan(\beta \cdot l_{r2}) \\ &= Z_0 / j \tan(\pi - \beta \cdot l_{r1}) \\ &= -Z_0 / j \tan(\beta \cdot l_{r1}) \\ &= -jB \end{aligned}$$

20

【 0 2 9 6 】

従って、インピーダンス Z_{L1} 及 Z_{L2} は、式 (3 2) 及び式 (3 3) の関係を自動的に満たす。

【 0 2 9 7 】

図 8 3 は、本発明の第 9 の実施形態の第 2 の実施例に係る伝送線路型共振器の構成を示す上面図である。図 8 3 の伝送線路型共振器は、図 7 9 の伝送線路装置の非可逆伝送線路装置 7 0 A に代えて、図 2 3 と同様に構成された単位セル 6 0 A c からなる非可逆伝送線路装置 7 0 A k を備えたことを特徴とする。図 8 3 の伝送線路型共振器の非可逆伝送線路装置 7 0 A k では、図 2 3 の非可逆伝送線路装置と同様にコントローラ (図示せず) が移相器 2 1 A , 2 1 B に印加する電圧を制御することで、移相器 2 1 A , 2 1 B の移相量を変化させ、これによりスタブ導体 1 3 A , 1 3 B のインピーダンスを互いに異なる所定値にそれぞれ設定することができる。本実施例の伝送線路型共振器によれば、要求される非可逆性の大きさに応じて、スタブ導体 1 3 A , 1 3 B のインピーダンスを互いに異なる所定値にそれぞれ設定し、このインピーダンスの相違によって、線路構造の非対称性を実現することができる。本実施例の伝送線路型共振器は、線路構造の非対称性自体を制御している。

30

40

【 0 2 9 8 】

4 . 実施形態に係る伝送線路型共振器を用いたアンテナ装置の構成 .

以上説明したように、本実施形態に係る伝送線路型共振器 (図 7 5 参照。) の終端条件を等価的に両端短絡から両端開放に変化させることにより、直列枝部分が支配的な共振形態から、並列枝部分が支配的な共振形態に変化させることが可能である。また逆に、両端開放から両端短絡へ変化させることにより、並列枝部分が支配的な共振形態から、直列枝部分が支配的な共振形態に変化させることが可能となる。この伝送線路型共振器をアンテナ装置として利用し、共振器の終端条件を機械的、あるいは電氣的、あるいはその両方を兼ね備えた方法で変化させることにより、放射波あるいは受信電波の偏波特性を変化させる。

50

【 0 2 9 9 】

図 8 4 は、本発明の第 9 の実施形態の第 3 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。図 8 4 のアンテナ装置は、図 7 5 の伝送線路型共振器（零次の進行波共振器）を用いて構成される。図 8 4 のアンテナ装置は、

（ a ）ポート P 1 及び P 2 を有する非可逆伝送線路装置 7 0 A と、ポート P 1 に接続された反射回路 1 5 1 R A と、ポート P 2 に接続された反射回路 1 5 2 R A とを備えた零次の進行波共振器と、

（ b ）マイクロストリップ線路 1 4 1 a 及び 1 4 1 c を備え、零次の進行波共振器によって受信されたマイクロ波信号を出力する給電線 1 4 1（給電回路である。）と、

（ c ）マイクロストリップ線路 1 4 1 a と 1 4 1 c との間に接続されたマイクロストリップ線路 1 4 1 b a と、マイクロストリップ線路 1 4 1 b a と電磁的に結合するように近接して配置されたマイクロストリップ線路 1 4 1 b b とを備えて構成された方向性結合器 1 4 1 b と、

（ d ）マイクロストリップ線路 1 4 1 b a に流れる受信マイクロ波信号の電力の一部を、方向性結合器 1 4 1 b を用いて検出する受信電力検出器 2 0 0 と、

（ e ）マイクロストリップ線路 1 4 1 c から出力される受信マイクロ波信号を入力する無線受信機 4 0 0 と、

（ f ）コントローラ 3 0 0 とを備えて構成される。

【 0 3 0 0 】

ここで、反射回路 1 5 1 R A は、スイッチ S W 1 及び S W 2 と、マイクロストリップ線路 1 5 1 a , 1 5 1 b - 1 , 1 5 1 b - 2 , 1 5 1 b - 3 , 1 5 1 b - 4 とを備えて構成される。また、反射回路 1 5 2 R A は、スイッチ S W 3 と、マイクロストリップ線路 1 5 2 - 2 , 1 5 2 - 3 , 1 5 2 - 4 とを備えて構成される。マイクロストリップ線路 1 5 1 b - 1 の長さは、マイクロストリップ線路 1 5 1 a の長さと同じマイクロストリップ線路 1 5 1 b - 1 の長さの総和が $\lambda_g / 2$ になるように設定され、マイクロストリップ線路 1 5 1 b - 2 の長さは、マイクロストリップ線路 1 5 1 a の長さと同じマイクロストリップ線路 1 5 1 b - 2 の長さの総和が $3 \lambda_g / 8$ になるように設定され、マイクロストリップ線路 1 5 1 b - 3 の長さは、マイクロストリップ線路 1 5 1 a の長さと同じマイクロストリップ線路 1 5 1 b - 3 の長さの総和が $\lambda_g / 4$ になるように設定されている。さらに、マイクロストリップ線路 1 5 2 - 2 の長さは $\lambda_g / 8$ に設定されマイクロストリップ線路 1 5 2 - 3 の長さは $\lambda_g / 4$ に設定されている。マイクロストリップ線路 1 5 1 b - 4 の長さは、マイクロストリップ線路 1 5 1 a の長さと同じマイクロストリップ線路 1 5 1 b - 4 の長さの総和が $5 \lambda_g / 8$ になるように設定され、マイクロストリップ線路 1 5 2 - 4 の長さは $3 \lambda_g / 8$ に設定されている。またさらに、マイクロストリップ線路 1 5 1 a の長さは、のマイクロストリップ線路である反射回路 1 5 1 R A に形成される定在波により空間変化する電圧対電流比（インピーダンス）と給電線 1 4 1 の特性インピーダンスとを整合させるように設定される。スイッチ S W 1 及び S W 2 ならびにスイッチ S W 3 は、反射回路 1 5 1 R A 及び 1 5 2 R A のインピーダンス変化手段である。

【 0 3 0 1 】

図 8 4 において、スイッチ S W 1、S W 2、S W 3 はコントローラ 3 0 0 によって、連動して切り換えられる。スイッチ S W 1、S W 2、S W 3 がそれぞれ接点 a に切り換えられると、マイクロストリップ線路 1 5 1 a とポート P 1 との間にマイクロストリップ線路 1 5 1 b - 1 が接続され、ポート P 2 は開放端となる。これにより、反射回路 1 5 1 R A 及び 1 5 2 R A のインピーダンスは $+\infty$ になり、受信される電波の偏波の方向は、非可逆伝送線路装置 7 0 A の長手方向に直交する方向になる。また、スイッチ S W 1、S W 2、S W 3 がそれぞれ接点 b に切り換えられると、マイクロストリップ線路 1 5 1 b - 1 とポート P 1 との間にマイクロストリップ線路 1 5 1 b - 2 が接続され、ポート P 2 にマイクロストリップ線路 1 5 2 - 2 が接続される。これにより、反射回路 1 5 1 R A のインピーダンスは $50 j [\Omega]$ になり、反射回路 1 5 2 R A のインピーダンスは $-50 j [\Omega]$ になり、受信される電波の偏波の方向は、非可逆伝送線路装置 7 0 A の長手方向に平行な方

10

20

30

40

50

向と非可逆伝送線路装置 70 A の長手方向に直交する方向の間の角度 (45 度) になる。さらに、スイッチ SW 1、SW 2、SW 3 がそれぞれ接点 c に切り換えられると、マイクロストリップ線路 151 b - 1 とポート P 1 との間にマイクロストリップ線路 151 b - 3 が接続され、ポート P 2 にマイクロストリップ線路 152 - 3 が接続される。これにより、反射回路 151 R A 及び 152 R A のインピーダンスは 0 になり、受信される電波の偏波の方向は、非可逆伝送線路装置 70 A の長手方向に平行な方向になる。また、スイッチ SW 1、SW 2、SW 3 がそれぞれ接点 d に切り換えられると、マイクロストリップ線路 151 a とポート P 1 との間にマイクロストリップ線路 151 b - 4 が接続され、ポート P 2 にマイクロストリップ線路 152 - 4 が接続される。これにより、反射回路 151 R A のインピーダンスは $-50j [\Omega]$ になり、反射回路 152 R A のインピーダンスは $50j [\Omega]$ になり、受信される電波の偏波の方向は、非可逆伝送線路装置 70 A の長手方向に平行な方向と非可逆伝送線路装置 70 A の長手方向に直交する方向の間の角度 (45 度) で、しかもスイッチ SW 1、SW 2、SW 3 がそれぞれ接点 b に切り換えられた場合に対して直交する方向を取る。

【0302】

コントローラ 300 は、受信電力検出器 200 によって検出される受信電力が最大になるように、スイッチ SW 1、SW 2、SW 3 を切り換える。従って、図 84 のアンテナ装置によれば、偏波の方向を、受信電力が最大となるような最適な偏波の方向に切り換えることができる。

【0303】

図 85 は、本発明の第 9 の実施形態の第 4 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。図 85 のアンテナ装置は、図 75 の伝送線路型共振器 (零次の進行波共振器) を用いて構成される。図 85 のアンテナ装置は、

(a) ポート P 1 及び P 2 を有する非可逆伝送線路装置 70 A と、ポート P 1 に接続された反射回路 151 R B と、ポート P 2 に接続された反射回路 152 R B とを備えた零次の進行波共振器と、

(b) マイクロストリップ線路 141 a 及び 141 c を備え、零次の進行波共振器によって受信されたマイクロ波信号を出力する給電線 141 (給電回路である。) と、

(c) マイクロストリップ線路 141 a と 141 c との間に接続されたマイクロストリップ線路 141 b a と、マイクロストリップ線路 141 b a と電磁的に結合するように近接して配置されたマイクロストリップ線路 141 b b とを備えて構成された方向性結合器 141 b と、

(d) マイクロストリップ線路 141 b a に流れる受信マイクロ波信号の電力の一部を、方向性結合器 141 b を用いて検出する受信電力検出器 200 と、

(e) マイクロストリップ線路 141 c から出力される受信マイクロ波信号を入力する無線受信機 400 と、

(f) コントローラ 300 A とを備えて構成される。

【0304】

ここで、反射回路 151 R B は、ポート P 1 と接地電位との間に直列接続された可変容量ダイオード 151 c と、インダクタ 151 d、151 e とを備えて構成される。ここで、給電線路を構成するストリップ導体 12 F a の一端は、インダクタ 151 d、151 e 間の接続点に接続される。また、反射回路 152 R B は、ポート P 2 と接地電位との間に直列接続された可変容量ダイオード 152 a 及びインダクタ 152 b を備えて構成される。また、インダクタ 151 d、151 e の各素子値は、零次の進行波共振器のインピーダンスが給電線 141 の特性インピーダンスに整合するように設定される。可変容量ダイオード 151 c、152 a はそれぞれ、反射回路 151 R B 及び 152 R B のインピーダンス変化手段である。

【0305】

コントローラ 300 A は、反射回路 151 R B のインピーダンスが実質的に実部を持たない所定の複素数、好ましくは純虚数になり、反射回路 152 R B のインピーダンスが反

射回路 151RB のインピーダンスと実質的に共役な複素数、好ましくは共役な純虚数になり、かつ、受信電力検出器 200 によって検出される受信電力が最大になるように、可変容量ダイオード 151c, 152a に印加する各逆バイアス電圧を変化させる。従って、図 85 のアンテナ装置によれば、偏波の方向を、受信電力が最大となるような最適な偏波の方向に切り換えることができる。また、図 84 のアンテナ装置は、偏波の方向は 3 つの方向から選択されたが、本実施例によれば、偏波の方向を、非可逆伝送線路装置 70A の長手方向に平行な方向から非可逆伝送線路装置 70A の長手方向に直交する方向までの間の任意の方向に連続的に変化させることができる。

【0306】

なお、図 85 において、可変容量ダイオード 151c, 152a に代えて、可変リアク

10

【0307】

図 86 は、本発明の第 9 の実施形態の第 5 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示すブロック図である。図 86 のアンテナ装置は、図 75 の伝送線路型共振器（零次の進行波共振器）を用いて構成される。図 86 のアンテナ装置は、

（a）ポート P1 及び P2 を有する非可逆伝送線路装置 70A と、ポート P1 に接続された移相器 153 及び反射素子 151R と、ポート P2 に接続された移相器 154 及び反射素子 152R とを備えた零次の進行波共振器と、

（b）マイクロストリップ線路 141a 及び 141c を備え、零次の進行波共振器によって受信されたマイクロ波信号を出力する給電線 141（給電回路である。）と、

20

（c）マイクロストリップ線路 141a と 141c との間に接続されたマイクロストリップ線路 141ba と、マイクロストリップ線路 141ba と電磁的に結合するように近接して配置されたマイクロストリップ線路 141bb とを備えて構成された方向性結合器 141b と、

（d）マイクロストリップ線路 141ba に流れる受信マイクロ波信号の電力の一部を、方向性結合器 141b を用いて検出する受信電力検出器 200 と、

（e）マイクロストリップ線路 141c から出力される受信マイクロ波信号を入力する無線受信機 400 と、

（f）コントローラ 300B とを備えて構成される。

【0308】

30

本実施例のアンテナ装置は、ポート P1 から見た反射素子 151R のインピーダンスを変化させるために、ポート P1 と反射素子 151R との間に移相器 153 を備え、ポート P2 から見た反射素子 152R のインピーダンスを変化させるために、ポート P2 と反射素子 152R との間に移相器 154 を備える。

【0309】

コントローラ 300B は、反射素子 151R のインピーダンスが実質的に実部を持たない所定の複素数、好ましくは純虚数になり、反射素子 152R のインピーダンスが反射素子 151R のインピーダンスと実質的に共役な複素数、好ましくは共役な純虚数になり、かつ、受信電力検出器 200 によって検出される受信電力が最大になるように、移相器 153, 154 に対する印加電圧を連動して変化させることにより、それらの移相量を変化させる。従って、図 86 のアンテナ装置によれば、偏波の方向を、受信電力が最大となるような最適な偏波の方向に切り換えることができる。また、図 84 のアンテナ装置では、偏波の方向は 3 つの方向から選択されたが、本実施例によれば、偏波の方向を、非可逆伝送線路装置 70A の長手方向に平行な方向から非可逆伝送線路装置 70A の長手方向に直交する方向までの間の任意の方向に連続的に変化させることができる。

40

【0310】

図 87 は、図 86 のアンテナ装置の構成を示す上面図である。図 79 のアンテナ装置に、さらに移相器 153, 154 を備えている。

【0311】

図 88 は、本発明の第 9 の実施形態の第 5 の実施例に係るアンテナ装置の構成を示す上

50

面図である。図 8 3 のアンテナ装置に、さらに移相器 1 5 3 , 1 5 4 を備えている。コントローラ 3 0 0 B (図示せず : 図 8 6 を参照) は、移相器 1 5 3 , 1 5 4 の移相量を変化させ、これとは独立に、非可逆伝送線路装置 7 0 A k の非可逆性を制御するために移相器 2 1 A , 2 1 B の移相量を制御する。

【 0 3 1 2 】

また、図 8 4 ~ 図 8 6 において、給電線路を反射回路 1 5 1 R A 及び 1 5 1 R B 側に設けたが、本発明はこれに限らず、反射回路 1 5 2 R A 及び 1 5 2 R B 側に設けてもよい。

【 0 3 1 3 】

また、図 8 4 ~ 図 8 6 を参照して、本発明に係る図 7 5 の零次の進行波共振器を受信用のアンテナ装置に適用した例を説明した。しかしながら、本発明はこれに限らず、図 7 5 の零次の進行波共振器と、反射素子 1 5 1 R 又は 1 5 2 R に接続され、マイクロ波信号を上記零次の進行波共振器に給電する給電回路とにより、送信用のアンテナ装置を提供できる。

【 0 3 1 4 】

図 8 3 の伝送線路型共振器をアンテナ装置として用いる場合、式 (2 3) によれば、非可逆位相特性を表す $\Delta \beta$ の値を変化させることにより、放射角 θ を変化させて走査することができる。その結果、図 8 3 の伝送線路型共振器をアンテナ装置として用いるとき、非可逆伝送線路装置 7 0 A k が進行波型マイクロ波共振器として動作する場合の位相分布の空間的勾配を、時間関数として連続的あるいは離散的に変化させることが可能となる。従って、図 8 3 の伝送線路型共振器をアンテナ装置に応用する場合、伝送線路型共振器から放射するビーム方向を変えることができる。すなわち、当該アンテナ装置はビーム走査アンテナとして動作する。

【 0 3 1 5 】

なお、本願発明者らが行ったシミュレーションによれば、本実施形態の伝送線路型共振器は以下のように動作すると期待される。反射素子 1 5 1 R 及び 1 5 2 R の各線路長 l_{r1} 及び l_{r2} を変化させることによりリアクタンス B を変化させても、共振周波数はほぼ一定値である。反射素子 1 5 1 R 及び 1 5 2 R の各線路長 l_{r1} 及び l_{r2} を連続的に変えることにより、直列枝に分布する磁界の大きさと、スタブに分布する磁界の大きさの割合を連続的に変えることができる。非可逆伝送線路装置上で電磁界の振幅分布が一樣となるため、放射ビーム方向は、リアクタンス B の値に依存せずに、伝送線路の持つ非可逆位相推移量 $\Delta \beta$ に依存して

【 数 4 6 】

$$\theta = \sin^{-1}(\Delta \beta / 2 \beta_0)$$

を向く。但し、 β_0 は自由空間の位相定数である。放射波の θ 方向成分及び φ 方向成分は、ほぼ同相関係にあるため、直線偏波の状態を維持したまま、偏波方向を回転させることができる。また、反射素子 1 5 1 R 及び 1 5 2 R の線路長 l_{r1} 及び l_{r2} を、リアクタンス B を 0 から $+\infty$ まで連続的に変えるように変化させることにより、放射波の主偏波方向を非可逆伝送線路装置の長手方向に平行な方向から、スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長手方向に平行な方向 (つまり、非可逆伝送線路装置の長手方向に直交する方向) まで、連続的に変えられることが確認されている。なお、非可逆伝送線路装置が厳密には平衡型ではなく、左手系モード伝送帯域と、右手系モード伝送帯域との間に小さな禁止帯が存在する非平衡型線路の場合であっても、共振器は直列共振及び並列共振が混在した状態で動作可能であるため、放射波の主偏波を連続的に変えることができる。

【 0 3 1 6 】

5 . まとめ

以上説明したように、本実施形態の伝送線路型共振器によれば、非可逆伝送線路装置のポート P 1 に接続された反射素子 1 5 1 R と、ポート P 2 に接続された反射素子 1 5 2 R とを備え、ポート P 1 から反射素子 1 5 1 R を見たインピーダンスが実質的に実部を持たない所定の複素数 (好ましくは純虚数 $j B$) であり、ポート P 2 から反射素子 1 5 2 R を

見たインピーダンスが実質的に共役な複素数（好ましくは純虚数 $-jB$ ）であるので、直列共振状態及び並列共振状態に加えて、両者が混在する状態を実現できる新規な零次の進行波共振器を提供できる。

【0317】

特に、平衡型の非可逆伝送線路装置を用いた場合、反射素子 151R のリアクタンス B を連続的に変化することにより、共振周波数を変化させることなく、直列枝の直列共振のみが支配的な状態から、並列枝の並列共振のみが支配的な状態まで、直列共振エネルギーと並列共振エネルギーの割合を連続的に変えることができる。

【0318】

また、直列枝の直列共振角周波数と並列枝の並列共振角周波数が異なる非平衡型の非可逆伝送線路装置を用いた場合、この 2 つの異なる周波数に挟まれる帯域においては、同線路に沿って伝搬するモードが存在しない禁止帯となる。この場合、同線路上での電磁界分布は線路に沿って指数関数的な形を示すものの、引き続き、共振周波数が線路長に依存しない零次の進行波共振器を実現できる。このとき、反射素子 151R のリアクタンス B を連続的に変化することにより、共振周波数を、直列共振角周波数と並列共振角周波数の間で連続的に変えることができる。

【0319】

さらに、本実施形態の伝送線路型共振器を用いたアンテナ装置によれば、反射素子 151R のリアクタンス B を変化することにより、上記アンテナ装置から放射されるマイクロ波信号又は受信されるマイクロ波信号の偏波方向を変化させることができる。

【0320】

なお、以上の説明では、簡単化のために順方向の位相定数 β_+ と逆方向の位相定数 β_- とが同一の値 β であると仮定したが、以上の説明を $\beta_+ \neq \beta_-$ である場合に拡張すること、第 1 の実施形態の説明などから容易に理解されるであろう。

【0321】

第 9 の実施形態に係る伝送線路型共振器では、図 13 ~ 図 34 に示す第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置のうちのいずれを用いてもよい。また、第 9 の実施形態に係るアンテナ装置では、図 13 ~ 図 32 に示す第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置のうちのいずれを用いてもよい。

【0322】

第 10 の実施形態．

図 89 は、本発明の第 10 の実施形態に係る非可逆伝送線路装置 70E の構成を示す斜視図である。図 90 は、図 89 の非可逆伝送線路装置 70E における伝送線路の単位セル 60E の詳細構成を示す斜視図である。図 91 は、図 90 の A6 - A6' 線における断面図である。第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置では、マイクロストリップ線路 12A にキャパシタ C_1 、 C_2 が直列に挿入され、マイクロストリップ線路 12A からスタブ導体 13A、13B が分岐していたが、非可逆伝送線路装置の非可逆性は主にスタブ導体 13A、13B の長さに依存し、キャパシタ C_1 、 C_2 自体は非可逆性には寄与しない。従って、第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置からキャパシタ C_1 、 C_2 を除去しても、第 1 の実施形態と同様の効果を実現可能である。

【0323】

図 89 ~ 図 91 を参照すると、非可逆伝送線路装置 70E は、伝送線路の単位セル 60E を縦続接続して構成される。マイクロストリップ線路 12E は、フェライト角棒 15 上において、キャパシタが挿入されていない単一のストリップ導体として形成される。接地導体 11 は、誘電体基板 10 の +Y 側の側面まで延長され（接地導体 11A として示す）、スタブ導体 13A に接続される（短絡スタブ）。同様に、接地導体 11 は、誘電体基板 10 の -Y 側の側面まで延長され（接地導体 11B として示す）、スタブ導体 13B に接続される（短絡スタブ）。他の部分は、図 13 の非可逆伝送線路装置 70A と同様に構成される。図 89 の非可逆伝送線路装置 70E において、接地導体 11A、11B を設けることなく、図 13 と同様にスタブ導体 13A、13B を接地導体 11 に接続してもよい。

また、接地導体 11A, 11B を設けることなく、図 20 と同様にスタブ導体 13A, 13B を開放スタブとして構成してもよい。

【0324】

比較のために、図 92 ~ 図 94 に、本発明の第 1 の実施形態の第 10 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 70A1 を示す。図 92 は、本発明の第 1 の実施形態の第 10 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 70A1 の構成を示す斜視図である。図 93 は、図 92 の非可逆伝送線路装置 70A1 における伝送線路の単位セル 60A1 の詳細構成を示す斜視図である。図 94 は、図 93 の A7 - A7' 線における断面図である。図 92 の非可逆伝送線路装置 70A1 は、誘電体基板 10 の +Y 側及び -Y 側の側面に接地導体 11A, 11B をそれぞれ備えたことのほかは、図 13 の非可逆伝送線路装置 70A と同様に構成される。

10

【0325】

図 95 は、図 89 の非可逆伝送線路装置 70E (キャパシタなし) 及び図 92 の非可逆伝送線路装置 70A1 (キャパシタあり) における分散曲線を示すグラフである。このグラフを参照し、キャパシタ C1, C2 の有無にかかわらず非可逆性を実現できることを示す。

【0326】

図 95 のシミュレーションでは、図 90 及び図 93 に共通の寸法として、 $d_{11} = 0.8 \text{ mm}$ 、 $d_{12} = 8.1 \text{ mm}$ 、 $d_{13} = 2.8 \text{ mm}$ 、 $d_{14} = d_{15} = d_{16} = 1 \text{ mm}$ (従って、単位セル 60E, 60A1 の線路長 $d = 3 \text{ mm}$)、及び $d_{17} = 0.8 \text{ mm}$ を用いた。フェライト角棒 15 に、比誘電率 15、+Z 方向の飽和磁化 $\mu_0 M_s = 175 \text{ mT}$ 、及び +Z 方向の内部磁界 $\mu_0 H_0 = 50 \text{ mT}$ を設定した。誘電体基板 10 に比誘電率 2.62 を設定した。単位セル 60E, 60A1 をそれぞれ 10 個ずつ縦続接続した。

20

【0327】

図 95 の分散曲線は、図 89 の非可逆伝送線路装置 70E 及び図 92 の非可逆伝送線路装置 70A1 に係る S パラメータの位相特性を換算することによって得られた。図 95 の太破線は、図 89 の非可逆伝送線路装置 70E (キャパシタなし) の分散曲線を示し、図 95 の太実線は、図 92 の非可逆伝送線路装置 70A1 (キャパシタあり) の分散曲線を示す。図 95 を参照すると、キャパシタありの場合は、周波数が 6.4 GHz のときに分散曲線が交差しているのに対して、キャパシタなしの場合、同じ周波数付近でカットオフが生じている。キャパシタなしの場合には、6.4 GHz 以下で減衰モードとなり、出力側で位相特性の観測が困難になるので、その分散曲線の概形を、太破線への漸近線 (一点鎖線) により表す。

30

【0328】

図 95 の細破線は、キャパシタなしの場合の分散曲線 (太破線) について、所定の周波数における正規化位相定数 $\beta \cdot d / \pi$ を表す 2 つの曲線の値の平均値を示し、図 95 の細実線は、キャパシタありの場合の分散曲線 (太実線) について、所定の周波数における正規化位相定数 $\beta \cdot d / \pi$ を表す 2 つの曲線の値の平均値を示す。正規化位相定数 $\beta \cdot d / \pi = 0$ の垂直線から正規化位相定数 $\beta \cdot d / \pi$ の平均値を表す曲線 (細破線及び細実線) までの距離は、非可逆性の大きさを示す。図 95 を参照すると、シミュレーションを行った周波数帯にわたって、キャパシタなしの場合及びキャパシタありの場合の両方で所定の非可逆性が達成され、かつ、非可逆性の大きさがほぼ一致していることがわかる。つまり、マイクロストリップ線路に直列に挿入されたキャパシタの有無は、図 89 の非可逆伝送線路装置 70E 及び図 92 の非可逆伝送線路装置 70A1 に係る非可逆性にほとんど影響を与えない。

40

【0329】

キャパシタなしの場合の漸近線 (一点鎖線) において、正規化位相定数 $\beta \cdot d / \pi = 0$ の垂直線と正規化位相定数 $\beta \cdot d / \pi$ の平均値を表す曲線 (細破線) との間の範囲では、図 89 の非可逆伝送線路装置 70E は左手系モード伝送線路として動作する。

【0330】

50

次に、図 9 6 ~ 図 1 0 0 を参照して、図 8 9 の非可逆伝送線路装置 7 0 E のスタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さの組み合わせが非可逆性に与える影響について示す。スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さの組み合わせを決める方法としては、一方のスタブ導体の長さをまず決定し、次いで、非可逆伝送線路装置 7 0 E の並列枝の回路が並列共振する場合に相当するカットオフ周波数（つまり実効誘電率が 0 の場合に相当する周波数）が変動せず常にほぼ一定となるように、もう一方のスタブ導体の長さを選ぶ。シミュレーションでは、スタブ導体 1 3 B の長さ d_{13} を変えながら、カットオフ周波数が一定値 6.4 GHz になるようにスタブ導体 1 3 A の長さ d_{12} を数値計算により求めた。

【 0 3 3 1 】

図 9 6 は、図 8 9 の非可逆伝送線路装置 7 0 E における S パラメータの周波数特性を示すグラフである。図 9 7 は、図 8 9 の非可逆伝送線路装置 7 0 E における分散曲線を示すグラフである。図 9 6 及び図 9 7 のシミュレーションで用いたパラメータは、各スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さ d_{12} , d_{13} 以外は、図 9 5 のシミュレーションで用いたものと同じである。各スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さ d_{12} , d_{13} の組み合わせとして、以下のケース 1 ~ 4 の値を用いた。

【 0 3 3 2 】

[表 1]

ケース 1 :	$d_{12} = 4.7 \text{ mm}$, $d_{13} = 4.7 \text{ mm}$
ケース 2 :	$d_{12} = 5.8 \text{ mm}$, $d_{13} = 3.8 \text{ mm}$
ケース 3 :	$d_{12} = 8.1 \text{ mm}$, $d_{13} = 2.8 \text{ mm}$
ケース 4 :	$d_{12} = 11.2 \text{ mm}$, $d_{13} = 1.9 \text{ mm}$

【 0 3 3 3 】

図 9 6 に示すように、非可逆伝送線路装置 7 0 E は高域通過特性を有する。図 9 7 では、ケース 1 ~ 4 のそれぞれについて、図 9 5 と同様に、分散曲線に加えて、所定の周波数における正規化位相定数 $\beta \cdot d / \pi$ を表す 2 つの曲線の値の平均値も示す。

【 0 3 3 4 】

ケース 1 では、非可逆伝送線路装置 7 0 E 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（XZ 面）に対して対称な構造を有するので、非可逆性が現れない。このとき、分散曲線も、正規化位相定数 $\beta \cdot d / \pi = 0$ の垂直線に関して対称となる。

【 0 3 3 5 】

また、高域通過特性を有す非可逆伝送線路装置 7 0 E においてカットオフ周波数を固定するためには、同周波数において、スタブ導体 1 3 A のインダクタンス L_a とスタブ導体 1 3 B のインダクタンス L_b との和のインダクタンス L_{total} が一定となる必要がある。スタブ導体 1 3 A , 1 3 B は並列接続されているので、その長さの変化によってエッジガイドモードの境界条件、電磁界分布及び伝搬特性がそれほど大きく変化しなければ、スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の全体のインダクタンス L_{total} は、ほぼ次式の関係を満たすはずである。

【 0 3 3 6 】

$$1 / L_{total} = 1 / L_a + 1 / L_b \quad (37)$$

【 0 3 3 7 】

一方で、各スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さ d_{12} , d_{13} の相違が大きくなると、一般にインダクタンス L_a , L_b 間の差異が顕著になり、線路構造の対称性が崩れて、伝送特性の非可逆性がより大きくなる。図 9 6 によれば、各スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さ d_{12} , d_{13} の組み合わせを変えても、カットオフ周波数がほぼ一定に維持されている一方で、図 9 7 によれば、非可逆性が大きく変化していることが分かる。

【 0 3 3 8 】

図 9 8 は、図 8 9 の非可逆伝送線路装置 7 0 E における分散曲線について、シミュレー

ション及び測定により得た正規化位相定数の平均値を示すグラフである。数値計算により得た図 9 6 及び図 9 7 のシミュレーション結果を実験的に確認するために、各スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さ d_{12} , d_{13} からなる 3 つの組み合わせで非可逆伝送線路装置 7 0 E を試作し、伝送特性の非可逆性を測定した。図 9 8 のシミュレーション及び測定では、非可逆伝送線路装置 7 0 E の寸法として、 $d_{11} = 0.8 \text{ mm}$ 、 $d_{14} = d_{15} = d_{16} = 1 \text{ mm}$ 、及び $d_{17} = 0.8 \text{ mm}$ を用い、10 個の単位セル 6 0 E を縦続接続した。フェライト角棒 1 5 として、 $0.8 \text{ mm} \times 0.8 \text{ mm} \times 30 \text{ mm}$ の寸法を有する軟磁性体の多結晶イットリウム・鉄・ガーネット (Y I G) を用い、フェライト角棒 1 5 は + Z 方向の飽和磁化 $\mu_0 M_s = 175 \text{ mT}$ を有し、+ Z 方向の外部磁界 $B_{ex} = 135 \text{ mT}$ を印加した。各スタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さ d_{12} , d_{13} の組み合わせとして、シミュレーションでは以下のケース 5 ~ 7 の値を用い、試作の測定では以下のケース 8 ~ 10 の値を用いた。

【 0 3 3 9 】

[表 2]

ケース 5 : $d_{12} = 5.1 \text{ mm}$, $d_{13} = 5.1 \text{ mm}$
 ケース 6 : $d_{12} = 5.6 \text{ mm}$, $d_{13} = 4.0 \text{ mm}$
 ケース 7 : $d_{12} = 8.1 \text{ mm}$, $d_{13} = 2.9 \text{ mm}$

[表 3]

ケース 8 : $d_{12} = 5.16 \text{ mm}$, $d_{13} = 5.16 \text{ mm}$
 ケース 9 : $d_{12} = 5.57 \text{ mm}$, $d_{13} = 4.03 \text{ mm}$
 ケース 10 : $d_{12} = 8.44 \text{ mm}$, $d_{13} = 3.01 \text{ mm}$

【 0 3 4 0 】

図 9 8 によれば、線路構造の非対称性が大きくなるにつれて、伝送特性の位相に現れる非可逆性も大きくなることが実験的に確認できる。また、シミュレーション結果も測定結果とよく一致している。

【 0 3 4 1 】

図 9 9 は、図 8 9 の非可逆伝送線路装置 7 0 E におけるスタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さに対するインダクタンスのシミュレーション結果を示すグラフである。図 1 0 0 は、図 8 9 の非可逆伝送線路装置 7 0 E におけるスタブ導体 1 3 A , 1 3 B の長さに対するインダクタンスの測定結果を示すグラフである。図 9 9 及び図 1 0 0 のグラフは、カットオフ周波数におけるスタブ導体 1 3 A のインダクタンス L_a 、スタブ導体 1 3 B のインダクタンス L_b 、及びスタブ導体 1 3 A , 1 3 B の全体のインダクタンス L_{total} を、スタブ導体 1 3 B の長さ d_{13} の関数として表す。図 1 0 0 の測定では、上述のケース 8 ~ 10 の値を用い、図 9 9 のシミュレーションでは以下の値を用いた。

【 0 3 4 2 】

[表 4]

$d_{12} = 4.7 \text{ mm}$, $d_{13} = 4.7 \text{ mm}$
 $d_{12} = 5.1 \text{ mm}$, $d_{13} = 4.3 \text{ mm}$
 $d_{12} = 5.8 \text{ mm}$, $d_{13} = 3.8 \text{ mm}$
 $d_{12} = 6.8 \text{ mm}$, $d_{13} = 3.3 \text{ mm}$
 $d_{12} = 8.1 \text{ mm}$, $d_{13} = 2.8 \text{ mm}$
 $d_{12} = 9.3 \text{ mm}$, $d_{13} = 2.3 \text{ mm}$
 $d_{12} = 11.2 \text{ mm}$, $d_{13} = 1.9 \text{ mm}$

【 0 3 4 3 】

図 99 のシミュレーション結果によれば、式 (37) の関係がほぼ満たされていることがわかる。また、図 100 の測定結果でも、シミュレーション結果とほぼ同じ傾向で、式 (37) を満足していることがわかる。図 99 によれば、スタブ導体 13B のインダクタンス L_b は常に正であり、スタブ導体 13B は誘導性素子として動作している。一方、スタブ導体 13A のインダクタンス L_a は、スタブ導体 13A の長さ d_{12} が増大するにつれて (図 99 では、スタブ導体 13B の長さ d_{13} が減少するにつれて)、正の値から 0 まで減少し、さらに $d_{12} > 8.1 \text{ mm}$ の場合 (図 99 では、 $d_{13} < 2.8 \text{ mm}$ の場合)、長さ d_{12} が管内波長の $1/2$ を超え、インダクタンス L_a は負の値へと変化し、スタブ導体 13A は容量性素子として動作している。

【0344】

10

ここで再び図 97 を参照すると、インダクタンス L_a 、 L_b の両方が正の値になる長さ d_{12} 、 d_{13} を有するスタブ導体 13A、13B を用いる場合よりも、一方のインダクタンス L_a が負になる (すなわち容量性素子として動作する) 長さ d_{12} 、 d_{13} を有するスタブ導体 13A、13B を用いる場合のほうが、非可逆性が大きくなっている。このことは、非可逆性を大きくするための線路構造の構成方法を示唆し、誘導性スタブと容量性スタブとの組み合わせが候補の一つとなりうる。このことは、後に示す解析的手法による結果からも説明できる。

【0345】

次に、図 101 ~ 図 103 を参照して、図 89 の非可逆伝送線路装置 70E のもつ非可逆性の大きさを定量的に表す。図 95 ~ 図 100 では、図 89 の非可逆伝送線路装置 70E のもつ非可逆性の大きさをシミュレーション及び測定により求めていたが、この非可逆性の大きさを、電磁界解析及び等価回路モデルの助けを借りて近似的に定式化することも可能である。

20

【0346】

図 101 は、図 91 の非可逆伝送線路装置 70E におけるフェライト角棒 15 の境界条件を説明するための図である。図 101 ~ 図 103 では、説明のために、図 89 等で用いた座標系とは異なる座標系を参照する。図 101 において、符号 10A、10B により、フェライト角棒 15 に対して -X 方向及び +X 方向の誘電体基板をそれぞれ表す。非可逆性を引き起こすのは、マイクロストリップ線路に対してスタブ導体 13A、13B が非対称に挿入されるからであり、これは、図 101 のマイクロストリップ線路を構成するフェライト角棒 15 の +X 側及び -X 側の側面の境界条件 (すなわち、導波路の境界条件) が非対称になることにより、固有モードが非可逆性を示すからである。異なる長さ d_{12} 、 d_{13} を有するスタブ導体 13A、13B を挿入すること、又は、スタブ導体 13A、13B の一方を除去することは、図 101 のフェライト角棒 15 の +X 側及び -X 側の側面の境界条件として異なるインピーダンス Z_A 及び Z_B を与えることに相当する。以下に、図 91 の非可逆伝送線路装置 70E の解析方法を要約して示す。

30

【0347】

+Z 方向の飽和磁化 M_s 及び +Z 方向の直流磁界 H_0 を有するフェライト角棒 15 の透磁率テンソルは、下記のように表される。

【0348】

40

【数 47】

$$\hat{\mu} = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu & j\mu_a & 0 \\ -j\mu_a & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (38)$$

【0349】

ここで、 μ_0 は真空の透磁率である。

【0350】

図 101 のフェライト角棒 15 の X 方向の幅が W であり、フェライト角棒 15 から誘電

50

体基板 10A, 10B を見たときのフェライト角棒 15 の + X 側及び - X 側の側面におけるインピーダンスがそれぞれ Z_A , Z_B であると仮定する。フェライト角棒 15 の + X 側の側面に原点をおき、マイクロストリップ線路を次式により表す。

【0351】

【数48】

$$\begin{cases} x=0 : E_z = Z_A H_y \\ x=W : E_z = -Z_B H_y \end{cases}$$

(39)

【0352】

10

このマイクロストリップ線路に沿って伝搬する固有モードの分散曲線は、次式により表される。

【0353】

【数49】

$$j \cot(Wk_x) = \frac{-Z_A Z_B (\gamma^2 \mu_a^2 - k_x^2 \mu^2) + \mu^2 \mu_e^2 \mu_o^2 \omega^2}{k_x \mu^2 \mu_e \mu_o \omega (Z_A + Z_B)} - \frac{\gamma \mu_a (Z_A - Z_B)}{k_x \mu (Z_A + Z_B)}$$

(40)

20

【0354】

ここで、 $\gamma = \alpha + j\beta$ は固有モードの伝搬定数であり、 γ の実部 α は減衰定数であり、虚部 β は位相定数である。さらに、式(40)では、次の表記を用いている。

【0355】

【数50】

$$k_x^2 = \omega^2 \mu_e \mu_o \varepsilon + \gamma^2 = \omega^2 \mu_e \frac{\varepsilon_r}{c^2} + \gamma^2$$

【数51】

$$\mu_e = (\mu^2 - \mu_a^2) / \mu$$

30

【0356】

ここで、 ε_r はフェライト角棒 15 の比誘電率であり、 c は光速である。

【0357】

特に、マイクロストリップ線路にスタブ導体が接続されていない場合を考えると、フェライト角棒 15 の + X 側及び - X 側の側面に磁気壁が設けられているとみなして式(40)において $Z_A = Z_B = +\infty$ を仮定することにより、マイクロストリップ線路の電磁波伝搬を記述することができる。このとき、良く知られた従来のエッジガイドモードとして次式が得られる。

【0358】

40

【数52】

$$\gamma = \pm j \frac{\omega}{c} \sqrt{\mu \varepsilon_r}$$

(41)

【0359】

図102は、図101の非可逆伝送線路装置に係る定式化されたモデルにより得た分散曲線、及び位相定数の平均値を示すグラフである。図103は、図101の非可逆伝送線路装置におけるインピーダンス Z_B に対する周波数の特性を示すグラフである。図102の点線及び破線は、式(40)を用いて数値計算により得た固有モードの分散曲線のシミ

50

ュレーション結果を示す。図 102 のシミュレーションでは、フェライト角棒 15 の - X 側の側面に磁気壁が設けられ、かつ、マイクロストリップ線路の + X 側に誘導性素子としてスタブ導体 13 B (その先端は接地導体 11 B に短絡されている) が接続されている場合を想定し、式 (40) において $Z_A = +\infty$ とした。フェライト角棒 15 の + X 側及び - X 側の側面の境界条件が非対称なので、導波モード領域と減衰モード領域とのいずれにおいても非可逆性が大きく現れていることが確認できる。

【0360】

一般に、非可逆性の大きさ (すなわち、前述のように、所定の周波数における位相定数を表す 2 つの曲線の値の平均値) を定量的に表すよう定式化しておくことは、非可逆伝送線路装置を設計する上で重要である。ここでは導出過程を省くが、非可逆性の大きさ $\Delta\gamma$ の近似式が次式のように得られた。

【0361】

【数 53】

$$\Delta\gamma = \frac{-\mu_a \left(\frac{1}{Z_A} - \frac{1}{Z_B} \right)}{-\frac{1}{Z_B Z_A} \frac{\mu^2 \mu_o \omega}{k_o^2} + \frac{1}{\mu_o \omega} + j \frac{W \mu \left(\frac{1}{Z_A} + \frac{1}{Z_B} \right)}{\sin^2(W k_o)}} \quad (42)$$

【0362】

ここで、 k_o は自由空間の位相定数を示す。特に、フェライト角棒 15 の - X 側の側面に磁気壁が設けられ、 $Z_A = +\infty$ である場合、式 (42) は、次式のように簡単化される。

【0363】

【数 54】

$$\Delta\gamma = \frac{-j \mu_a \mu_o \omega}{-j Z_B + \mu \mu_o \omega \frac{W}{\sin^2 \sqrt{\frac{2W \mu \mu_o \omega}{-2j Z_B + W \mu \mu_o \omega}}}} \quad (43)$$

【0364】

式 (43) を用いて求めた非可逆性の大きさ $\Delta\gamma$ を、図 102 の実線により表す。図 102 によれば、周波数が約 2 GHz から約 13 GHz の範囲において、実線は点線及び破線の表す 2 つの位相定数の平均値と重なっている。従って、図 102 によれば、非可逆性の大きさを表す式 (43) は、超越方程式である式 (40) から数値計算により直接求められる厳密解に良く一致していることがわかる。

【0365】

次に、図 104 ~ 図 108 を参照して、非可逆伝送線路装置の周期構造を考慮して、非可逆伝送線路装置の非可逆性を定量的に表す。上述の図 101 ~ 図 103 を参照した説明では、電磁波の進行方向に対して一様な構造を仮定した固有モード解析とその結果について述べたが、本発明の実施形態は複数の単位セルを縦続接続して構成された非可逆伝送線路装置であり、周期性を有している場合が多い。そこで、非可逆伝送線路装置が周期構造を有する場合の伝搬特性及び非可逆性を定量的に取り扱うための定式化を下記に要約する。

【0366】

図 104 は、本発明の第 10 の実施形態の第 1 の変形例に係る非可逆伝送線路装置 70

10

20

30

40

50

Fの構成を示す斜視図である。図105は、図104の非可逆伝送線路装置70Fにおける伝送線路の単位セル60Fの詳細構成を示す斜視図である。図104を参照すると、非可逆伝送線路装置70Fは、伝送線路の単位セル60Fを縦続接続して構成される。マイクロストリップ線路12Fは、図89のマイクロストリップ線路12Eと同様に、フェライト角棒15上において、キャパシタが挿入されていない単一のストリップ導体として形成される。マイクロストリップ線路12Fに対して-X方向にはスタブ導体が設けられない一方、マイクロストリップ線路12Fに対して+X方向にのみスタブ導体13Bが設けられる。スタブ導体13Bは、誘電体基板10を貫通するスルーホール導体13Eにより接地導体11に短絡されている。図105に示すように、各単位セル60Fは、電磁波の伝搬方向(Y軸に沿った方向)に沿って、非可逆線路部分(nonreciprocal section: NRS)と、可逆線路部分(reciprocal section: RS)とを含む。非可逆線路部分では、マイクロストリップ線路12Fに対して+X方向にのみスタブ導体13Bが設けられているので、伝送特性に非可逆性が現れる。一方、可逆線路部分では、マイクロストリップ線路12F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ので、伝送特性は可逆である。従って、非可逆伝送線路装置70Fは、非可逆線路部分及び可逆線路部分からなる周期構造を有する。

10

【0367】

図106は、図104の非可逆伝送線路装置70Fにおける伝送線路の単位セル60Fの等価回路を示す図である。 γ は伝搬定数を示し($\gamma = \alpha + j\beta$)、上付き添字+及び-はそれぞれ順方向及び逆方向を示し、下付き添字N及びRはそれぞれ非可逆線路部分及び可逆線路部分を示す。非可逆線路部分では、順方向の伝搬定数 γ_N^+ と逆方向の伝搬定数 γ_N^- とは異なる値を有する。可逆線路部分では、順方向の伝搬定数 γ_R^+ と逆方向の伝搬定数 γ_R^- とは互いに等しい。また、 Z_R は可逆線路部分の特性インピーダンスを示し、 Z_N は非可逆線路部分の特性インピーダンスを示す。

20

【0368】

非可逆線路部分のABCD行列は、次式で表される。

【0369】

【数55】

$$F_{NRS} = e^{\frac{\Delta\gamma_N l_N}{2}} \begin{bmatrix} \cos(j\bar{\gamma}_N l_N) - j \frac{\Delta Z_N \sin(j\bar{\gamma}_N l_N)}{2\bar{Z}_N} & -j\bar{Z}_N \left(1 - \frac{\Delta Z_N^2}{4\bar{Z}_N^2}\right) \sin(j\gamma_N l_N) \\ -j \frac{\sin(j\gamma_N l_N)}{\bar{Z}_N} & \cos(j\gamma_N l_N) + j \frac{\Delta Z_N \sin(j\gamma_N l_N)}{2\bar{Z}_N} \end{bmatrix} \quad (44)$$

30

【0370】

l_N は非可逆線路部分のY方向の長さを示す。さらに、式(44)では、前述の下付き添字N及びRとともに、次の表記を用いている。

【0371】

【数56】

$$\bar{\gamma} = \frac{\gamma^+ + \gamma^-}{2}$$

40

【数57】

$$\frac{\Delta\gamma}{2} = \left[\frac{\gamma^+ - \gamma^-}{2} \right]$$

【数 5 8】

$$\bar{Z} = \frac{Z^+ + Z^-}{2}$$

【数 5 9】

$$\Delta Z = Z^+ - Z^-$$

【数 6 0】

$$\gamma^+ = \alpha^+ + j\beta^+$$

10

【数 6 1】

$$\gamma^- = \alpha^- + j\beta^-$$

【0 3 7 2】

一方、可逆線路部分の A B C D 行列は、次式で表される。

【数 6 2】

$$F_{RS} = \begin{bmatrix} \cos(j\gamma_R l_R) & -jZ_R \sin(j\gamma_R l_R) \\ -j\frac{1}{Z_R} \sin(j\gamma_R l_R) & \cos(j\gamma_R l_R) \end{bmatrix}$$

20

(4 5)

【0 3 7 3】

l_R は可逆線路部分の Y 方向の長さを示す。

【0 3 7 4】

従って、単位セル 6 0 F 全体の A B C D 行列は、次式で表される。

【0 3 7 5】

【数 6 3】

$$F_{Cell} = F_{RS} F_{NRS} F_{RS} = \begin{bmatrix} A_{Cell} & B_{Cell} \\ C_{Cell} & D_{Cell} \end{bmatrix}$$

30

(4 6)

【0 3 7 6】

以上より、非可逆伝送線路装置 7 0 F の全体に係る分散曲線は、次式で表される。

【0 3 7 7】

【数 6 4】

$$\cosh(\gamma_a d - \frac{1}{2} \Delta \gamma_N l_N) = \cos m_N \cos m_R + R^+ \sin m_N \sin m_R$$

(4 7)

【0 3 7 8】

40

γ_a は周期構造に沿って伝搬するモードの伝搬定数を示し、 d は、単位セル 6 0 F の周期長を示す。さらに、式 (4 7) では、次の表記を用いている。

【0 3 7 9】

【数 6 5】

$$m_R = 2j\gamma_R l_R$$

【数 6 6】

$$m_N = j\bar{\gamma}_N l_N$$

【数 67】

$$R^+ = \frac{\Delta Z_N^2 - 4(\bar{Z}_N^2 + Z_R^2)}{8\bar{Z}_N \bar{Z}_R}$$

【0380】

式(47)からすぐわかるように、分散曲線の対称軸と ω 軸のずれを表す $y_d - \Delta y_{N1N}/2$ が位相特性の非可逆性を意味しており、その大きさは、周期構造のうち非可逆線路部分の占める割合とその大きさの積を表している。

【0381】

図107は、図104の非可逆伝送線路装置70Fにおける分散曲線を示すグラフである。図108は、図104の非可逆伝送線路装置70FにおけるSパラメータの周波数特性を示すグラフである。図107の点線及び実線は、式(47)を用いて数値計算により得た分散曲線のシミュレーション結果を示す。図107において、点線は順方向の減衰定数 α^+ 及び逆方向の減衰定数 α^- を示し、実線は順方向の位相定数 β^+ 及び逆方向の位相定数 β^- を示す。図107ではさらに、以上説明した解析解と伝送線路モデルの組み合わせにより回路モデルを表す手法の有効性を示すために、有限要素法による電磁界シミュレーションを行った結果も示す。有限要素法による電磁界シミュレーションを単位セルが6個の場合と30個の場合とについて行い、図107において、白い正方形は順方向の位相定数を示し、黒い正方形は逆方向の位相定数を示す。また、図108の点線及び実線は数値計算により得たSパラメータを示し、点線は反射係数のパラメータ S_{11} 、 S_{22} を示し、実線は通過係数のパラメータ S_{21} 、 S_{12} を示す。図108においても、有限要素法による電磁界シミュレーションを行った結果を示す。図108において、白い正方形は順方向の通過係数のパラメータ S_{21} を示し、黒い正方形は逆方向の通過係数のパラメータ S_{12} を示す。図107及び図108によれば、解析解と伝送線路モデルを組み合わせた回路モデルは、有限要素法による電磁界シミュレーションの結果と良く一致していることがわかる。

【0382】

図109は、本発明の第10の実施形態の第2の変形例に係る非可逆伝送線路装置の構成を示す断面図である。前述のように、両方のインダクタンスが正の値になる長さ d_{12} 、 d_{13} を有するスタブ導体13A、13Bを用いる場合よりも、一方のインダクタンスが負になる(すなわち容量性素子として動作する)長さ d_{12} 、 d_{13} を有するスタブ導体13A、13Bを用いる場合のほうが、非可逆性が大きくなる。従って、図109に示すように、一方のスタブ導体13Aを開放スタブとして構成し、他方のスタブ導体13Bを短絡スタブとして構成し、開放スタブであるスタブ導体13Aの長さ d_{12} を例えば管内波長の $1/2$ より長くする一方、短絡スタブであるスタブ導体13Bの長さ $d_{13} + d_{17}$ を短くすることにより、一方のスタブ導体13Aを容量性素子として動作させる。スタブ導体13A、13Bを図109のように構成することにより、非可逆伝送線路装置の非可逆性を大きくすることができる。図109の構成は、第1の実施形態(図13)のようにキャパシタが直列に挿入された非可逆伝送線路装置にも、第10の実施形態(図89)のように直列に挿入されたキャパシタを含まない非可逆伝送線路装置にも適用可能である。

【0383】

図110は、図109の非可逆伝送線路装置における減衰定数を示すグラフである。図111は、図109の非可逆伝送線路装置における位相定数を示すグラフである。図112は、図109の非可逆伝送線路装置におけるブロッホインピーダンスの周波数特性を示すグラフである。図113は、図109の非可逆伝送線路装置におけるSパラメータの周波数特性を示すグラフである。図110～図113は、スタブ導体13A、13Bのうちの一方のインダクタンスが負になる(すなわち容量性素子として動作する)ように構成した例のシミュレーション結果を示す。図110～図113によれば、図109の非可逆伝送線路装置において非可逆性が大きくなることが分かる。

【 0 3 8 4 】

第 1 の実施形態のように非可逆伝送線路装置においてキャパシタを直列に挿入する場合、例えばストリップ導体間にチップキャパシタを実装すると、実装に起因するばらつきが生じる可能性がある。従って、第 10 の実施形態のように直列に挿入されたキャパシタを含まない非可逆伝送線路装置であれば、実装に起因するばらつきを解消することができ、さらに、その製造を簡単化することができる。

【 0 3 8 5 】

第 2 ～ 第 9 の実施形態は、第 1 の実施形態の非可逆伝送線路装置（すなわち、直列枝の容量素子を備えた非可逆伝送線路装置）を参照して説明したが、第 10 の実施形態の非可逆伝送線路装置を第 2 ～ 第 9 の実施形態と組み合わせてもよい。

10

【 0 3 8 6 】

第 11 の実施形態．

図 114 は、本発明の第 11 の実施形態に係る非可逆伝送線路装置 70 A m の構成を示す斜視図である。図 115 は、図 114 の非可逆伝送線路装置 70 A m における伝送線路の単位セル 60 A m の詳細構成を示す斜視図である。図 116 は、図 115 の A8 - A8' 線における断面図である。非可逆伝送線路装置 70 A m の線路構造の非対称性を実現するための方法は、スタブ導体 13 A, 13 B の長さを変化させたり（図 14 等）、スタブ導体 13 A, 13 B に挿入された移相器を用いたりする（図 23 等）ことに限定されない。第 11 の実施形態では、誘電体基板に電圧を印加することにより、線路構造の非対称性を実現する。

20

【 0 3 8 7 】

図 114 ～ 図 116 を参照すると、接地導体 11 上においてフェライト角棒 15 の + Y 側及び - Y 側の両方にそれぞれ設けられた誘電体基板 10 A, 10 B は、強誘電体材料からなる。誘電体基板 10 A, 10 B 上に電極 13 A A, 13 B A をそれぞれ形成し、電極 13 A A と接地導体 11 との間に可変電圧源により直流電圧 V_1 を印加し、電極 13 B A と接地導体 11 との間に可変電圧源により直流電圧 V_2 を印加することにより、誘電体基板 10 A, 10 B の誘電率 $\epsilon_{d1}(V_1)$, $\epsilon_{d2}(V_2)$ をそれぞれ変化させる。図 114 ～ 図 116 の例では、電極 13 A A はスタブ導体 13 A に接続され、電極 13 B A はスタブ導体 13 B に接続されている。従って、マイクロストリップ線路 12 A を通るマイクロ波信号がスタブ導体 13 A, 13 B に流れることを阻止するために、かつ、可変電圧源 V_1 , V_2 からの直流電流がマイクロストリップ線路 12 A に流れることを阻止するために、ストリップ導体 12 とスタブ導体 13 A との間にキャパシタ C21 を挿入し、ストリップ導体 12 とスタブ導体 13 B との間にキャパシタ C22 を挿入し、さらに、電極 13 A A と接地導体 11 との間にキャパシタ C23 を接続し、電極 13 B A と接地導体 11 との間にキャパシタ C24 を接続する。

30

【 0 3 8 8 】

電極 13 A A と接地導体 11 との間に可変な直流電圧 V_1 を印加することにより、誘電体基板 10 A の誘電率 $\epsilon_{d1}(V_1)$ の値が変化し、これにより、フェライト角棒 15 から誘電体基板 10 A を見たときのフェライト角棒 15 の + Y 側の側面におけるインピーダンス $Z_A(V_1)$ の値も変化する。同様に、電極 13 B A と接地導体 11 との間に可変な直流電圧 V_2 を印加することにより、誘電体基板 10 B の誘電率 $\epsilon_{d2}(V_2)$ の値が変化し、これにより、フェライト角棒 15 から誘電体基板 10 B を見たときのフェライト角棒 15 の - Y 側の側面におけるインピーダンス $Z_B(V_2)$ の値も変化する。図 114 の非可逆伝送線路装置 70 A m によれば、要求される非可逆性の大きさに応じて誘電体基板 10 A, 10 B に印加する直流電圧 V_1 , V_2 を変化させることにより、インピーダンス $Z_A(V_1)$, $Z_B(V_2)$ を互いに異なる所定値にそれぞれ設定し、このインピーダンスの相違によって、線路構造の非対称性を実現することができる。

40

【 0 3 8 9 】

誘電体基板 10 A, 10 B に印加する直流電圧 V_1 , V_2 を変化させることにより誘電率 $\epsilon_{d1}(V_1)$, $\epsilon_{d2}(V_2)$ が変化し、その結果として、スタブ導体 13 A, 13

50

B（短絡スタブ、開放スタブ、又は負荷インピーダンス素子が接続されたスタブ）の入力インピーダンスも変化する。入力インピーダンスの変化に応じて、スタブ導体 13A, 13B は、短絡スタブ又は開放スタブとして選択的に動作できるだけでなく、誘導性素子としても容量性素子としても動作することができる。このように、誘電体基板 10A, 10B に印加する直流電圧 V1, V2 を変化させることによりスタブ導体 13A, 13B の入力インピーダンスが変化し、その結果として、マイクロストリップ線路 12A の順方向及び逆方向の特性インピーダンス及び位相定数も変化する。

【0390】

なお、誘電体基板 10A, 10B を構成する材料としては、直流電圧 V1, V2 を印加することによりスタブ導体 13A, 13B の入力インピーダンスが変化すれば良いので、強誘電体、圧電体などを使用可能である。

10

【0391】

図 114 ~ 図 116 の例では、電極 13AA, 13BA はスタブ導体 13A, 13B にそれぞれ接続されているが、接続されていなくてもよい。

【産業上の利用可能性】

【0392】

本発明によれば、新規な原理により線路構造の非対称性を実現し、小さな消費電力で非可逆性を制御可能な非可逆伝送線路装置を提供することができる。また、本発明によれば、そのような非可逆伝送線路装置を備えたアンテナ装置を提供することができる。

【0393】

20

本発明によれば、非可逆伝送線路装置の移相器に印加する印加電圧を変化させることにより、非可逆伝送線路装置の非可逆性を変化させることができ、これにより、放射角を変化させて走査することができるアンテナ装置を提供することができる。

【0394】

本発明によれば、直列共振状態及び並列共振状態に加えて、両者が混在する状態を実現できる新規な零次の進行波共振器として動作する伝送線路型共振器を提供できる。

【0395】

本発明の実施形態に係るアンテナ装置は、マイクロ波領域における情報通信用送受信アンテナに限定されるものではなく、例えば、無線電力伝送用アンテナとしても用いることができる。

30

【符号の説明】

【0396】

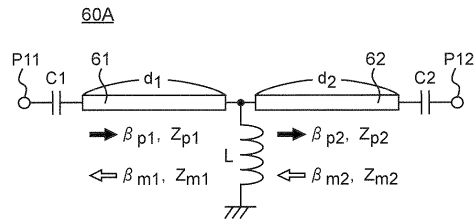
10, 10A, 10B, 17 ... 誘電体基板、
 11, 11A, 11B, 18 ... 接地導体、
 12, 12C, 12D ... ストリップ導体、
 12A, 12E, 12F ... マイクロストリップ線路、
 12B, 12P1, 12P1a, 12P1b, 12P2, 12P2A ... ストリップ線路、
 12F ... 給電線路導体、
 12S1, 12S2 ... スルーホール導体、
 13A, 13B ... スタブ導体、
 13AA, 13BA ... 電極、
 13C ~ 13E ... スルーホール導体、
 15, 15A ... フェライト角棒、
 16 ... フェライト基板、
 19 ... 誘電体層、
 20 ... コントローラ、
 21A, 21B ... 移相器、
 30 ... 磁界発生器、
 40 ... 高周波信号発生器、
 41 ... 電力分配器、

40

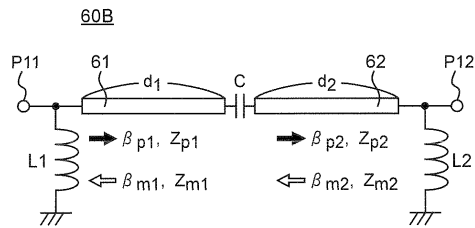
50

4 2 , 4 4 ... 可変減衰器、
 4 3 , 4 5 ... 移相器、
 4 6 ... スイッチ、
 5 0 ... コントローラ、
 6 0 A ~ 6 0 F , 6 0 A - 1 ~ 6 0 A - M ... 伝送線路の単位セル、
 6 1 , 6 2 , 6 3 ... 伝送線路部分、
 7 0 A ~ 7 0 F ... 非可逆伝送線路装置、
 7 1 , 7 2 , 7 3 - 1 ~ 7 3 - N , 7 4 , 7 5 , 7 6 , 7 7 ... 伝送線路、
 8 1 ... 高周波信号発生器、
 8 2 ... 変成器、 10
 8 2 a ... 一次コイル、
 8 2 b ... 二次コイル、
 8 2 c ... 並列インダクタ、
 1 0 0 ... 右手 / 左手系複合伝送線路 (C R L H T L) 、
 1 0 1 , 1 0 1 A , 1 0 2 , 1 0 2 A , 1 1 1 , 1 1 2 , 1 2 1 , 1 2 2 , 1 2 3 , 1 3
 1 ~ 1 3 2 ... 伝送線路、
 1 2 0 ... 高周波信号発生器、
 1 2 5 ... 給電線路、
 1 4 1 b ... 方向性結合器、
 1 4 1 b a , 1 4 1 b b ... マイクロストリップ線路、 20
 1 5 1 c , 1 5 2 a ... 可変容量ダイオード、
 1 5 1 d , 1 5 1 e , 1 5 2 b ... インダクタ、
 1 4 1 ... 給電線、
 1 4 1 a , 1 4 1 c , 1 5 1 a , 1 5 1 b - 1 , 1 5 1 b - 3 , 1 5 1 b - 4 , 1 5 2 -
 2 , 1 5 2 - 3 , 1 5 2 - 4 ... マイクロストリップ線路、
 1 5 1 , 1 5 2 ... 終端負荷、
 1 5 1 R , 1 5 2 R ... 反射素子、
 1 5 1 R A , 1 5 1 R B , 1 5 2 R A , 1 5 2 R B ... 反射回路、
 1 5 3 , 1 5 4 ... 移相器、
 2 0 0 ... 受信電力検出器、 30
 3 0 0 , 3 0 0 A , 3 0 0 B ... コントローラ、
 4 0 0 ... 無線受信機、
 C , C 1 , C 2 , C 2 1 , C 2 2 , C 2 3 , C 2 4 ... キャパシタ、
 C c 1 ~ C c M + 1 , C c - 1 ~ C c - N , C 1 1 ~ C 1 4 ... カップリングキャパシタ、
 L , L 1 , L 2 ... インダクタ、
 P 1 , P 2 , P 3 , P 4 , P 5 , P 6 , P 7 - 1 ~ P 7 - N , P 1 1 , P 1 2 , P 2 1 ,
 P 2 2 , P 2 3 ... ポート、
 Q 1 ... 電界効果トランジスタ (F E T) 、
 R 1 , R 2 ... 負荷抵抗、
 S W 1 , S W 2 , S W 3 , S W 1 1 , S W 1 2 , S W 2 1 , S W 2 2 ... スイッチ、 40
 U C ₁ , U C ₂ , ... , U C _N ... 単位セル、
 V 1 , V 2 ... 可変電圧源。

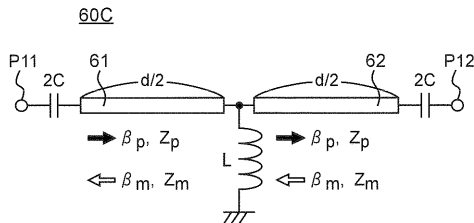
【図 1】



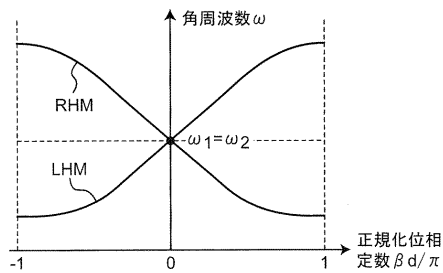
【図 2】



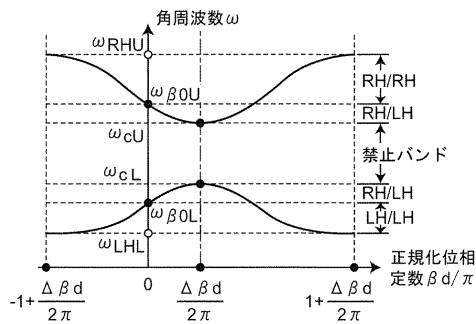
【図 3】



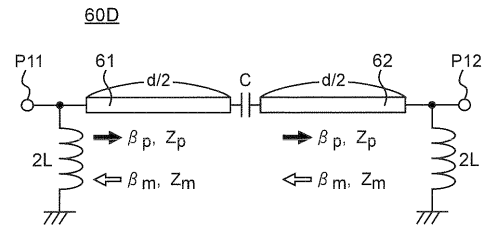
【図 6】



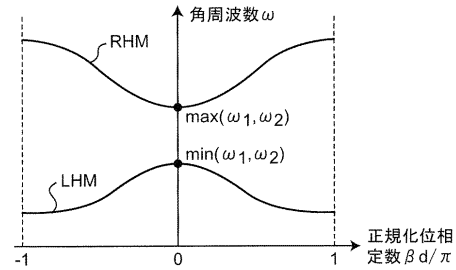
【図 7】



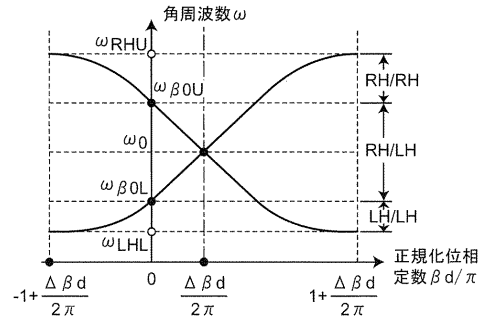
【図 4】



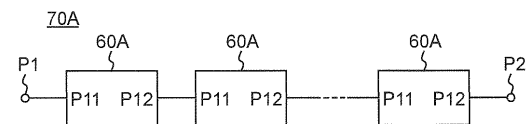
【図 5】



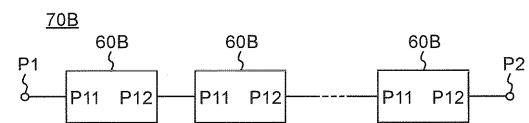
【図 8】



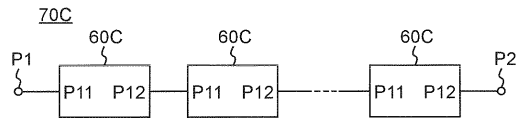
【図 9】



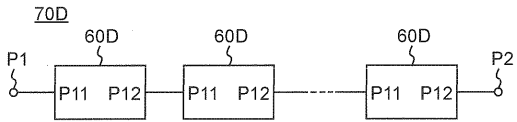
【図 10】



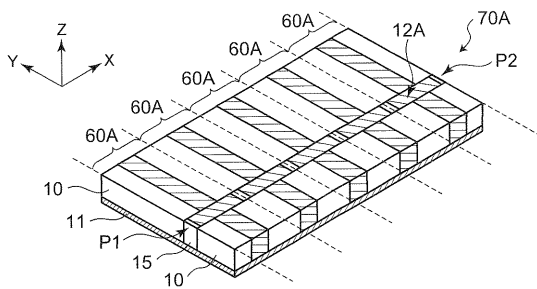
【図 1 1】



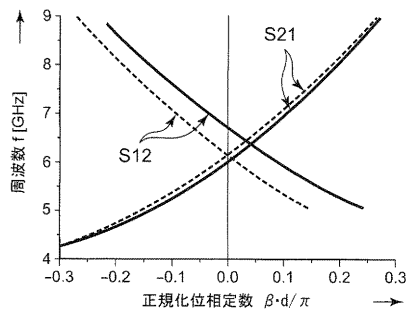
【図 1 2】



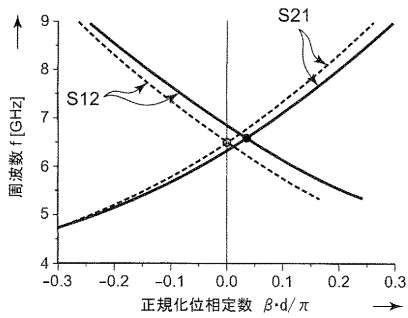
【図 1 3】



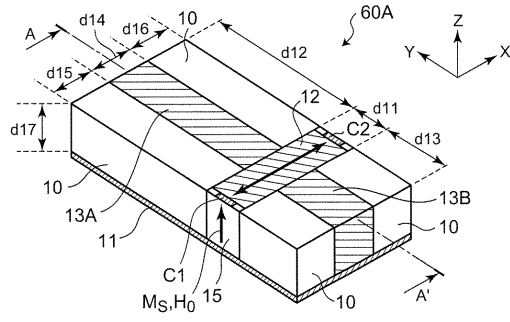
【図 1 6】



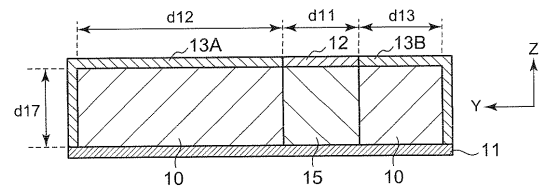
【図 1 7】



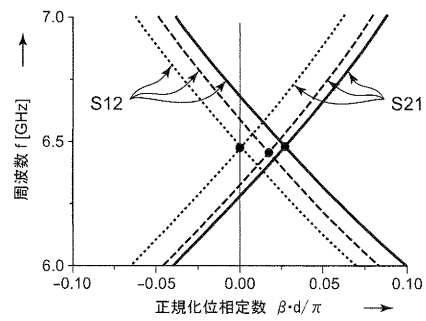
【図 1 4】



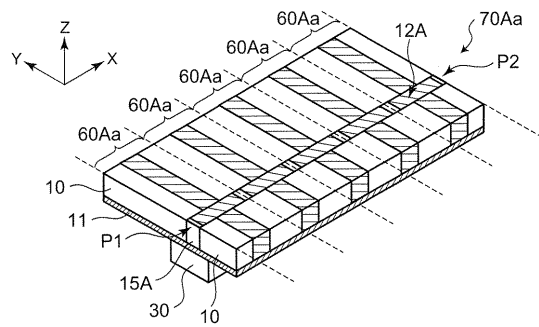
【図 1 5】



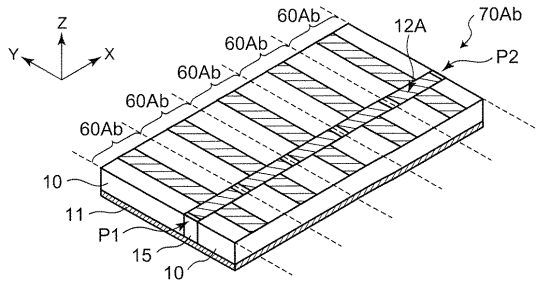
【図 1 8】



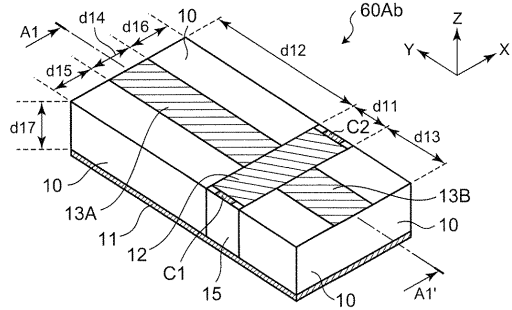
【図 1 9】



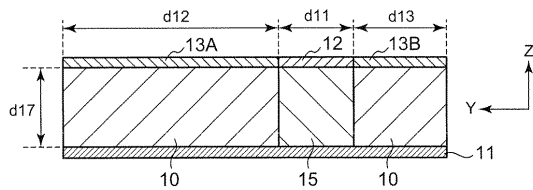
【図 20】



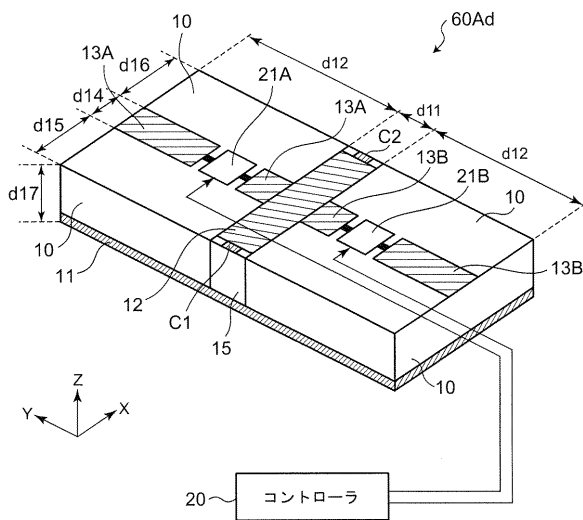
【図 21】



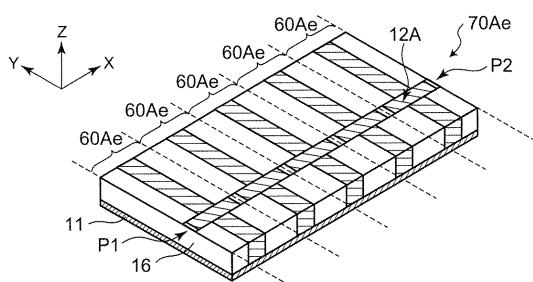
【図 22】



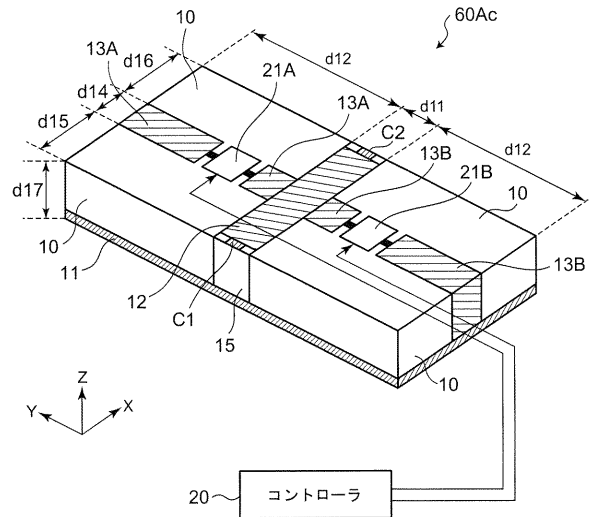
【図 24】



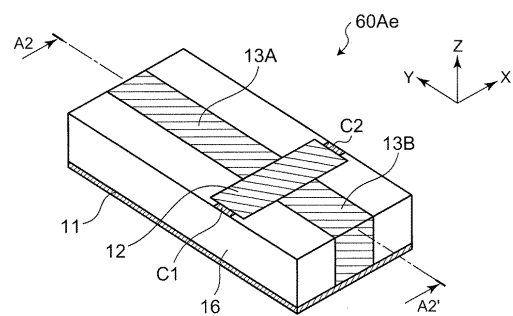
【図 25】



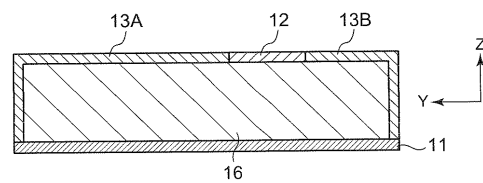
【図 23】



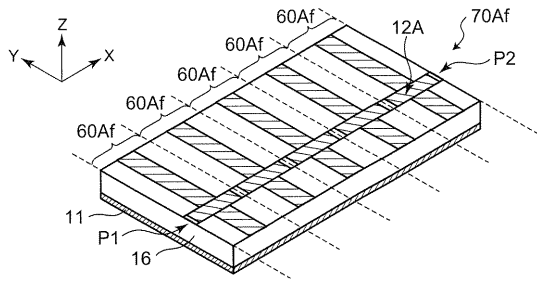
【図 26】



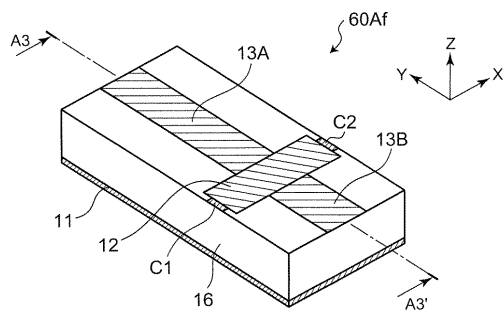
【図 27】



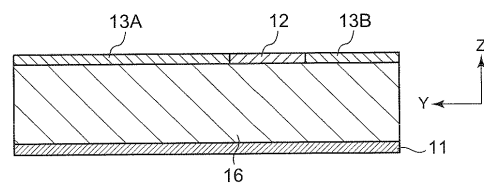
【図 28】



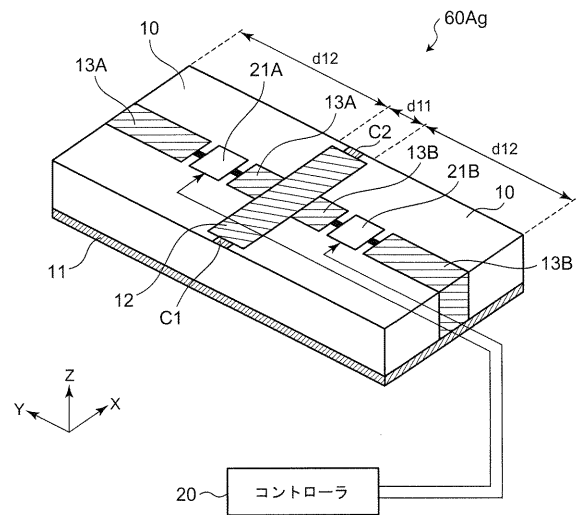
【図 29】



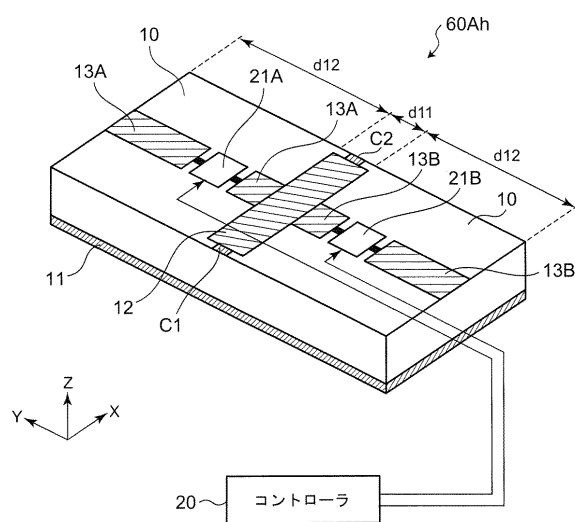
【図 30】



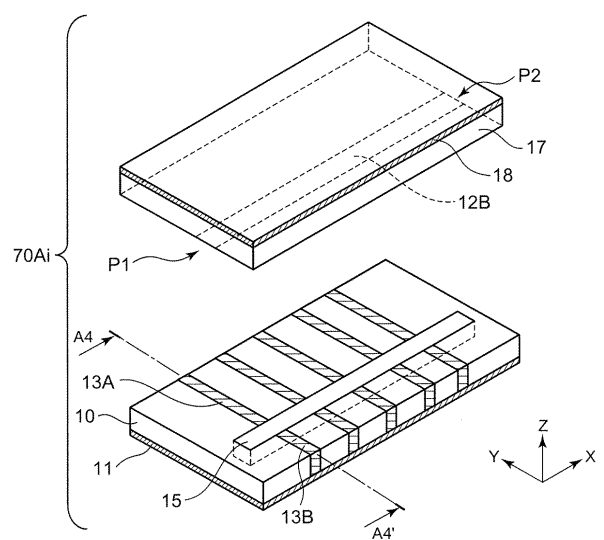
【図 31】



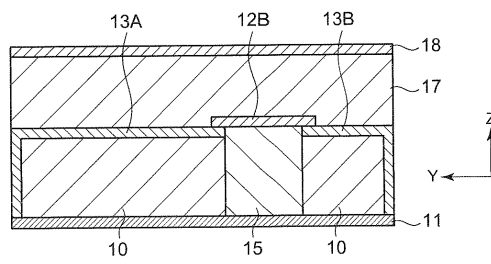
【図 32】



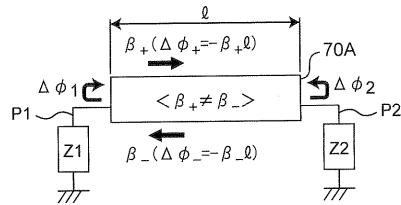
【図 33】



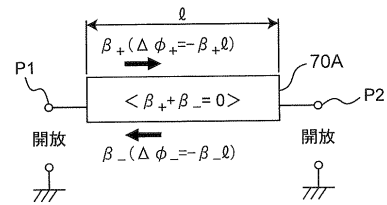
【図 3 4】



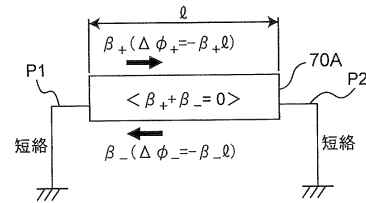
【図 3 5】



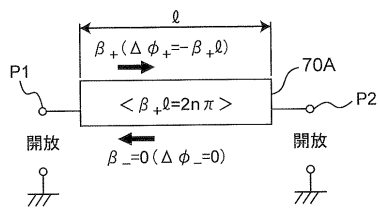
【図 3 6】



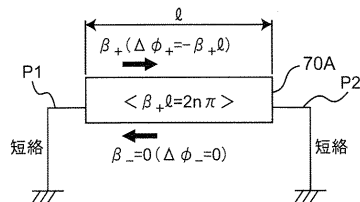
【図 3 7】



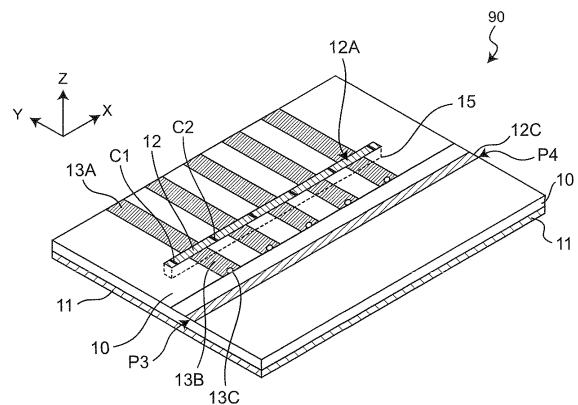
【図 3 8】



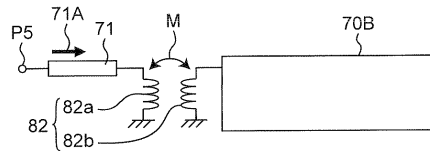
【図 3 9】



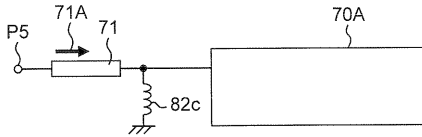
【図 4 0】



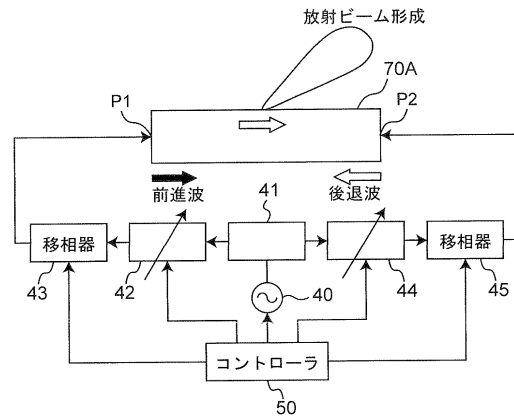
【図 49】



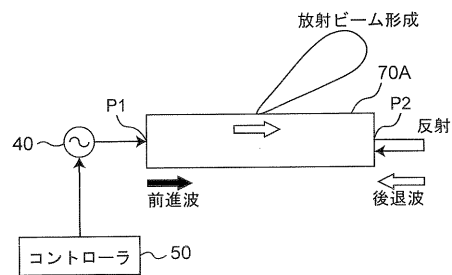
【図 50】



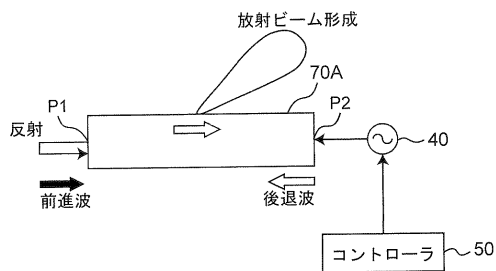
【図 51】



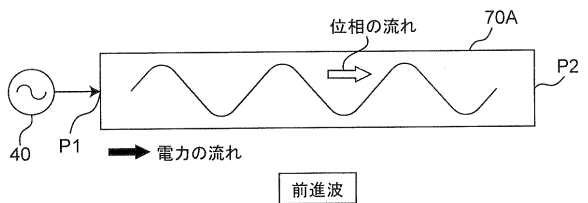
【図 52】



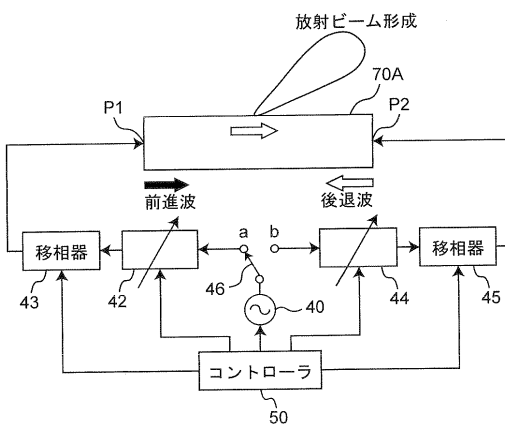
【図 53】



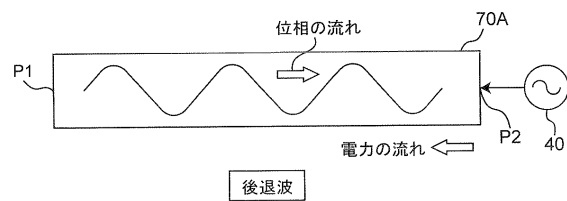
【図 55】



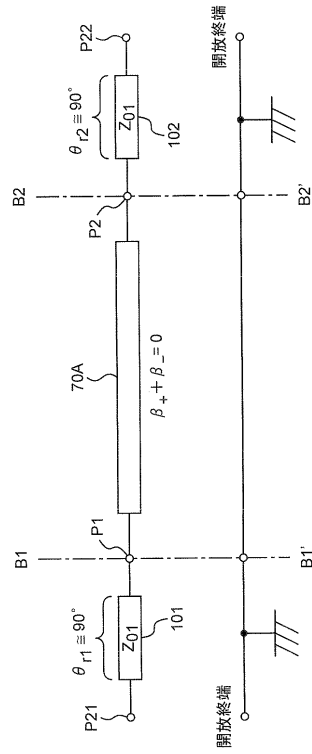
【図 54】



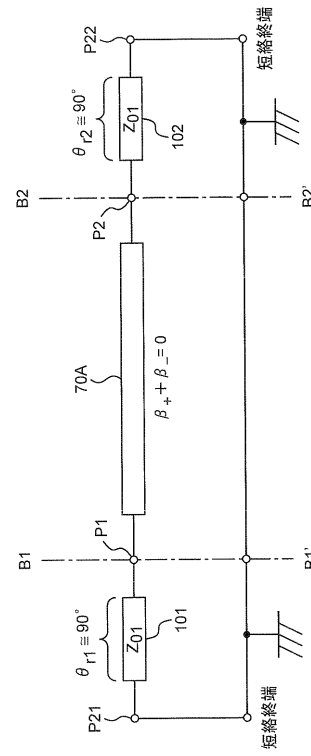
【図 56】



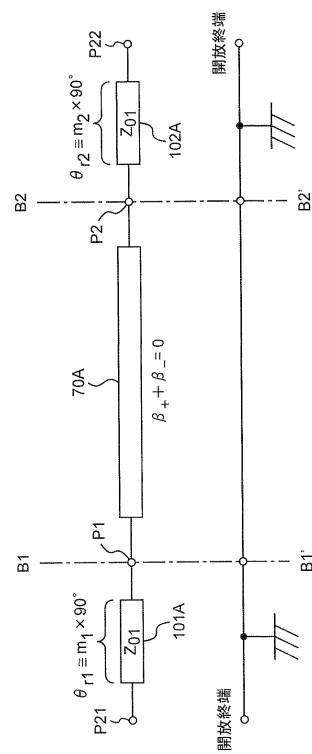
【図 57】



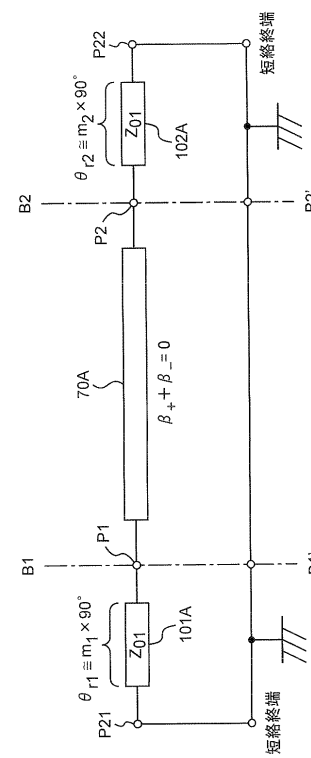
【図 58】



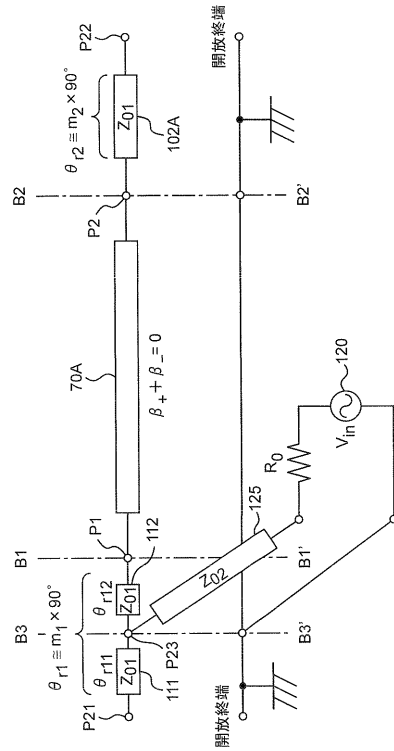
【図 59】



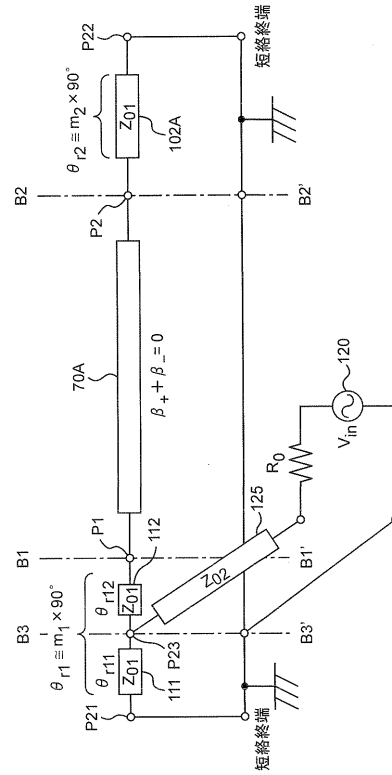
【図 60】



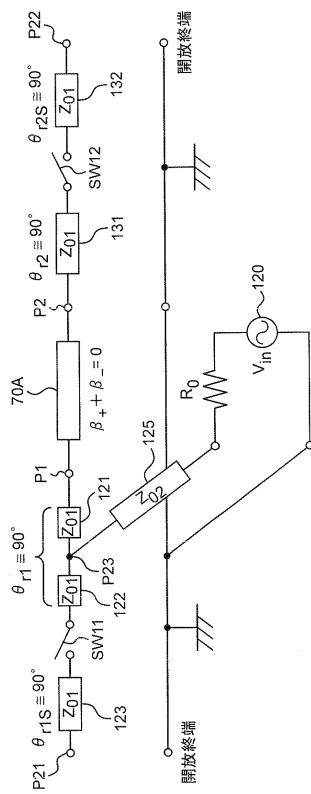
【図 6 1】



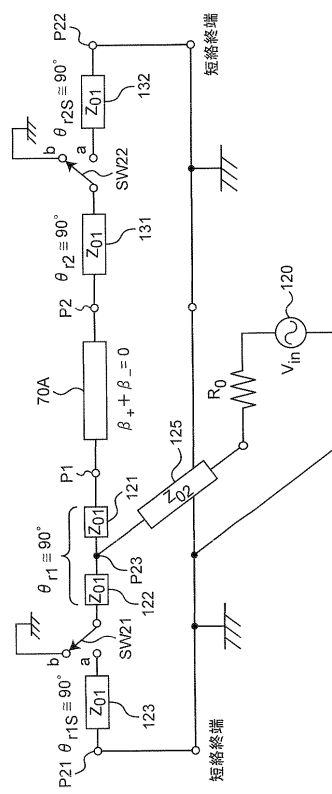
【図 6 2】



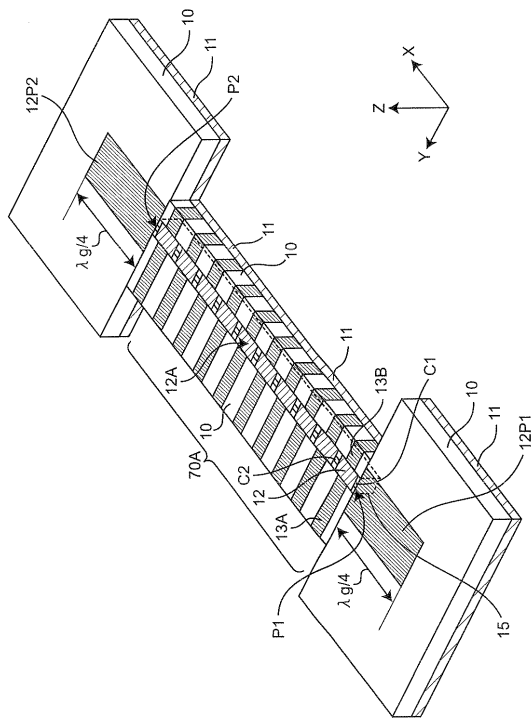
【図 6 3】



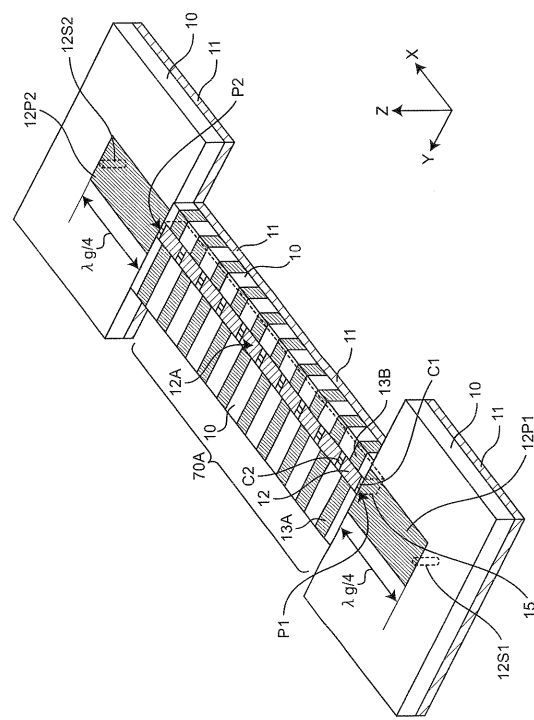
【図 6 4】



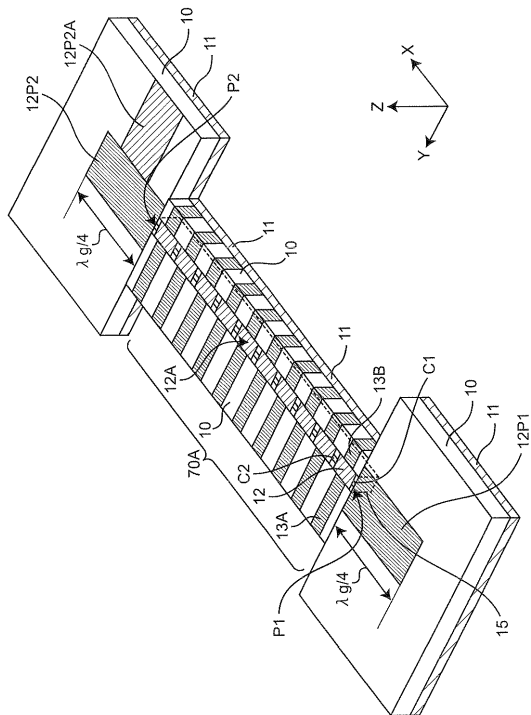
【図 65】



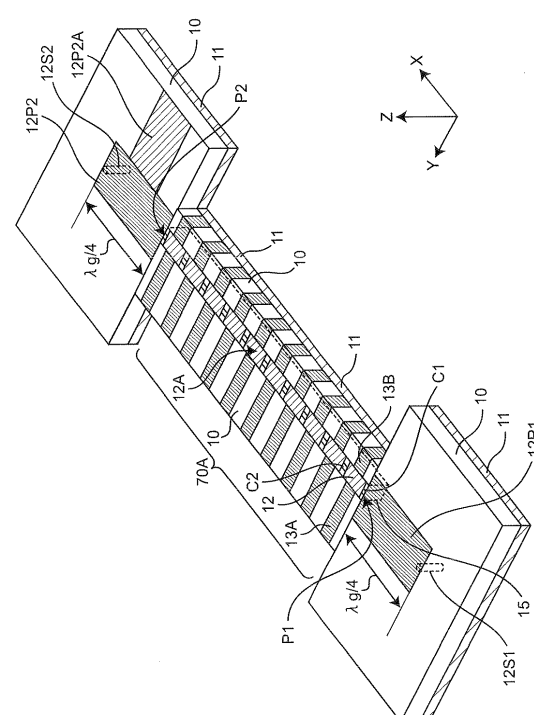
【図 66】



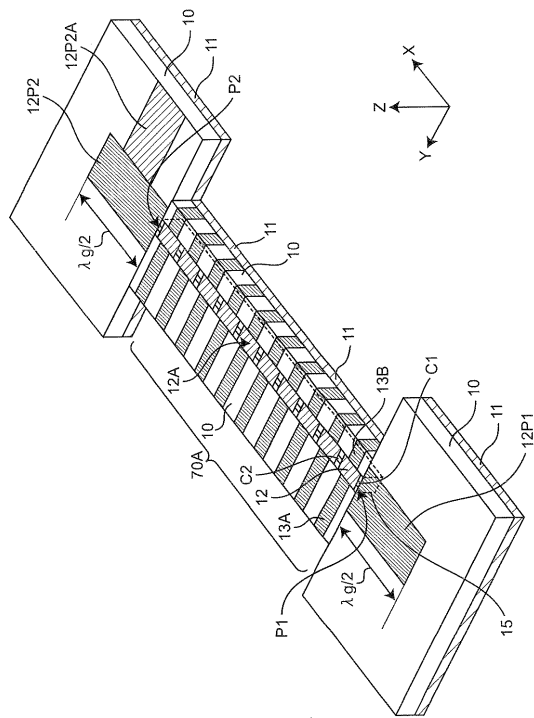
【図 67】



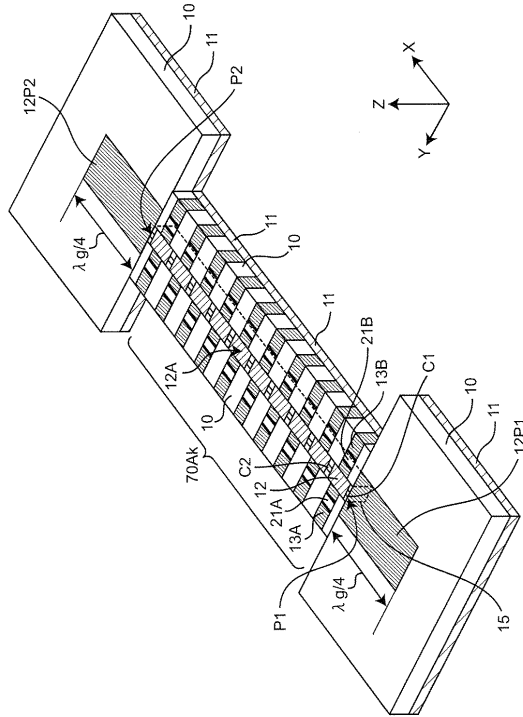
【図 68】



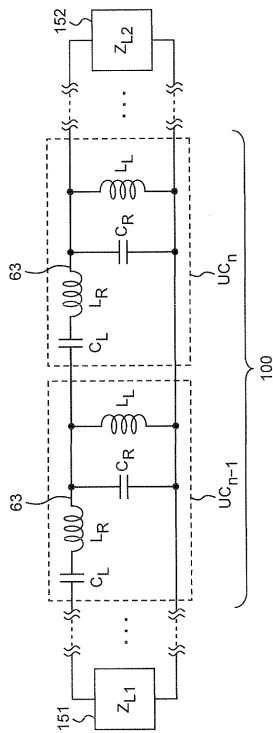
【図 69】



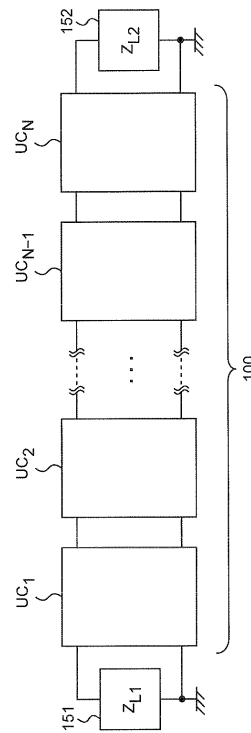
【図 70】



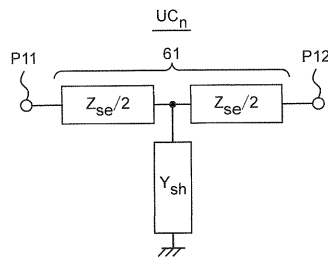
【図 71】



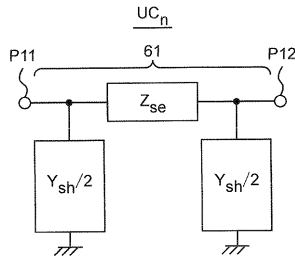
【図 72】



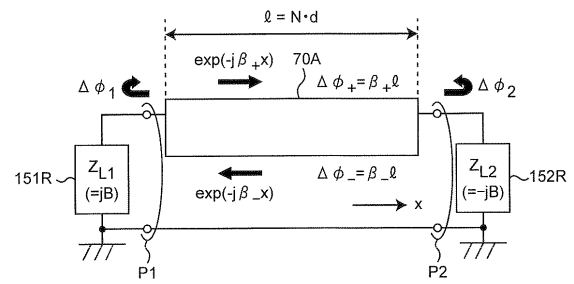
【図 7 3】



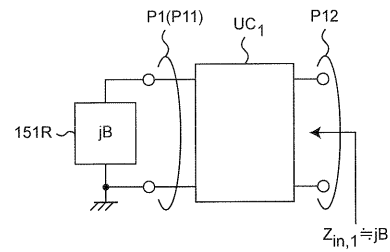
【図 7 4】



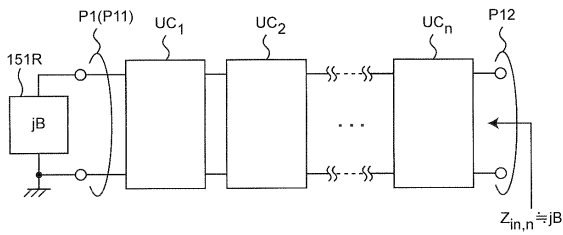
【図 7 5】



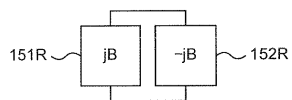
【図 7 6】



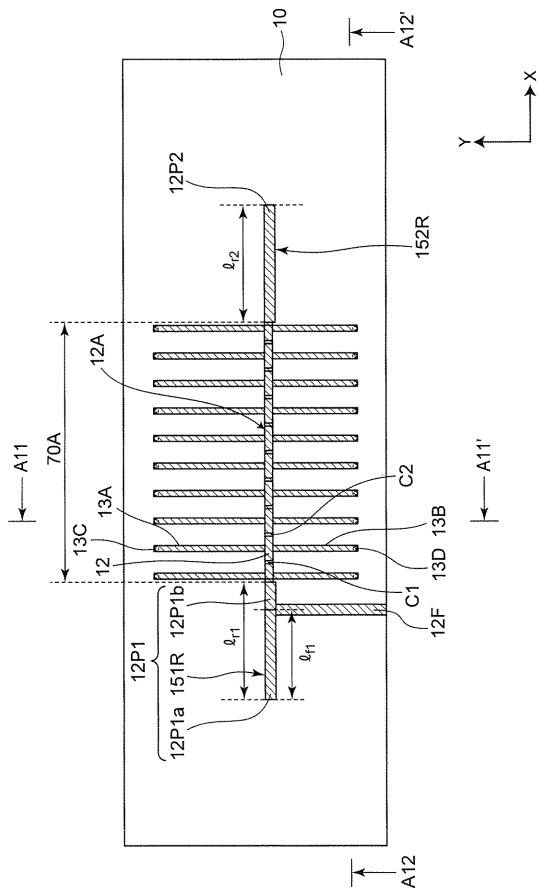
【図 7 7】



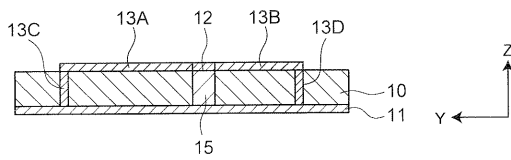
【図 7 8】



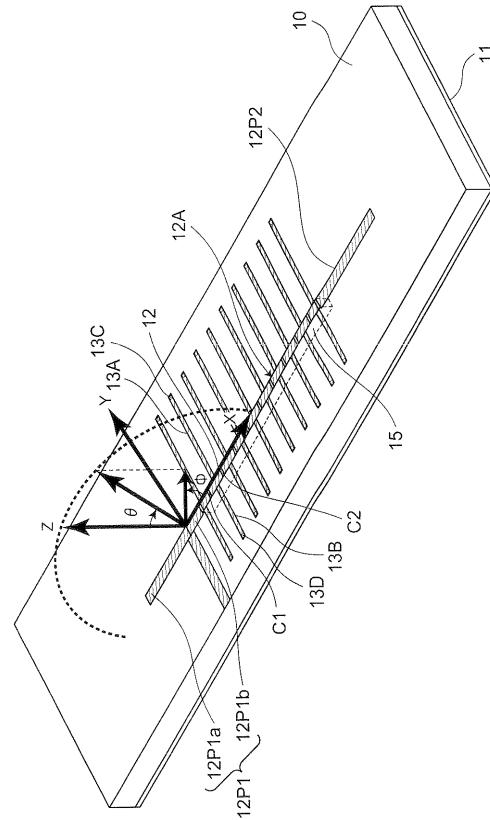
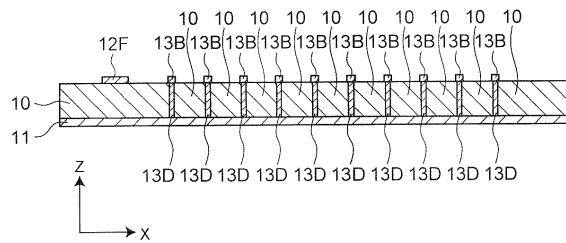
【図 7 9】



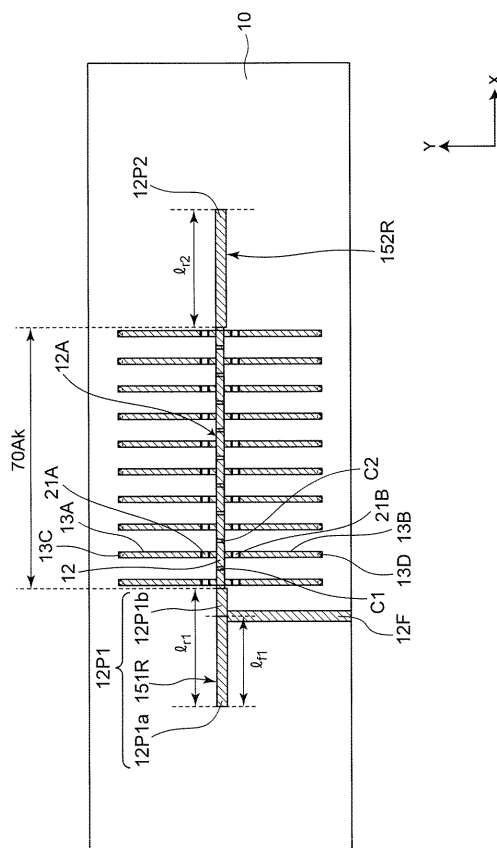
【 図 8 2 】



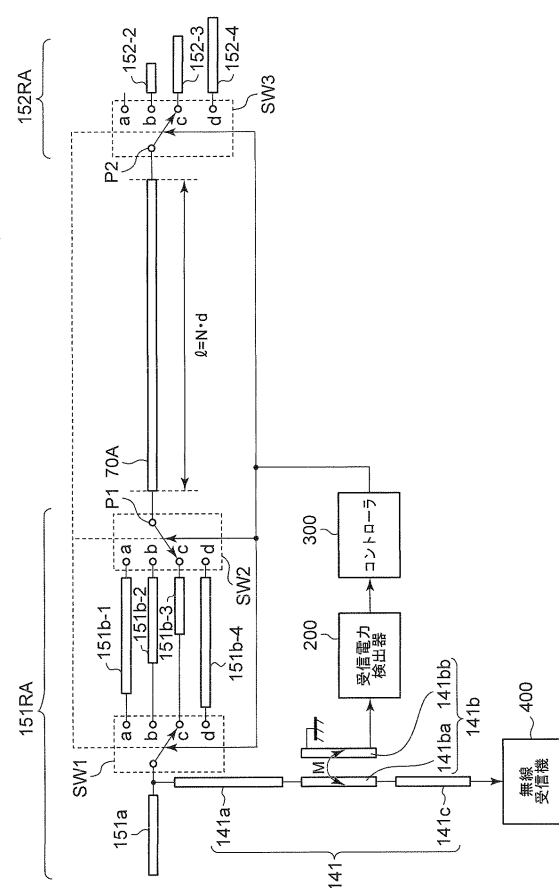
【 図 8 1 】



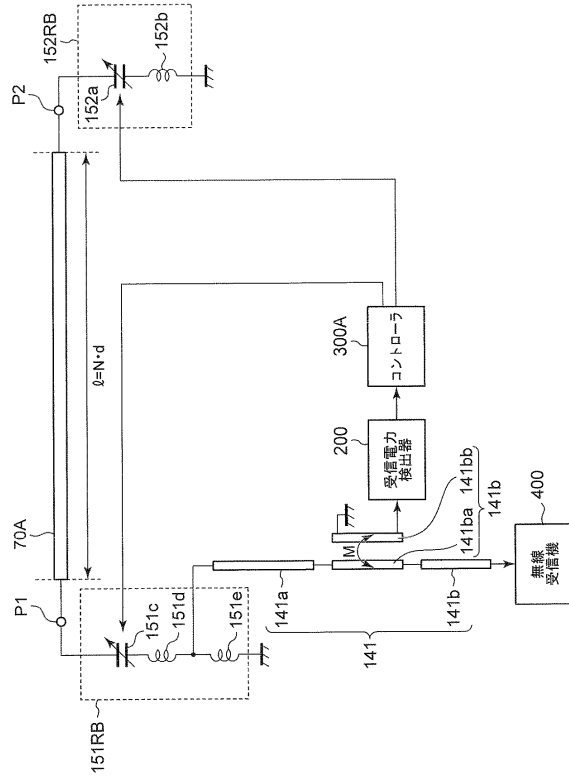
【 図 8 3 】



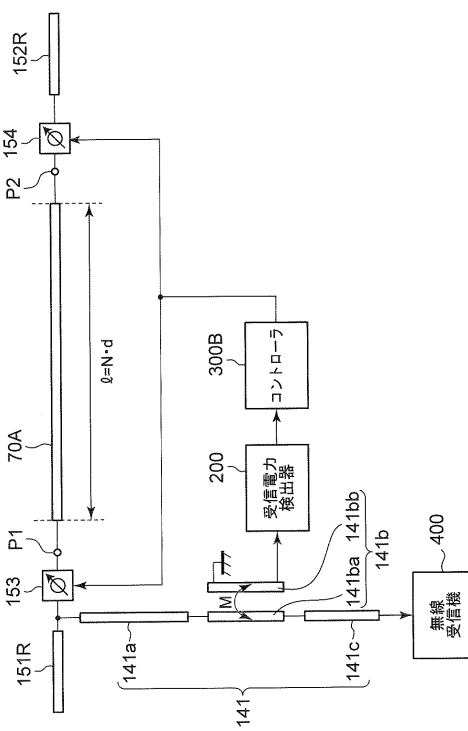
【 図 8 4 】



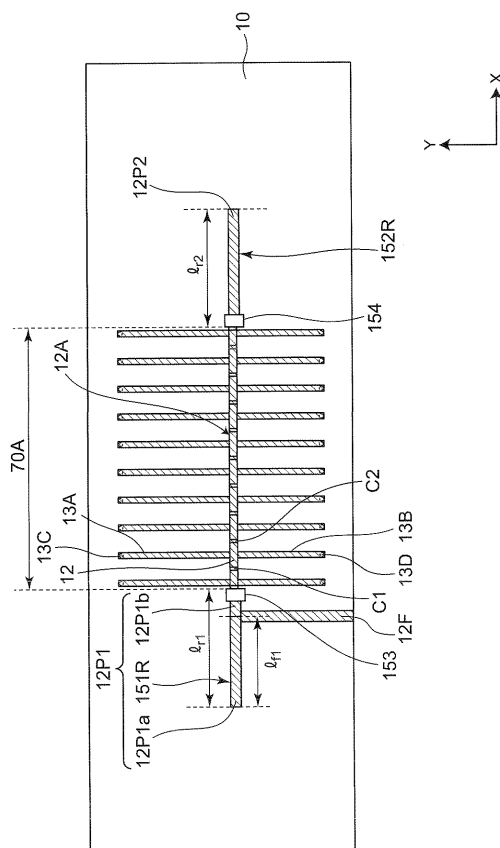
【図 85】



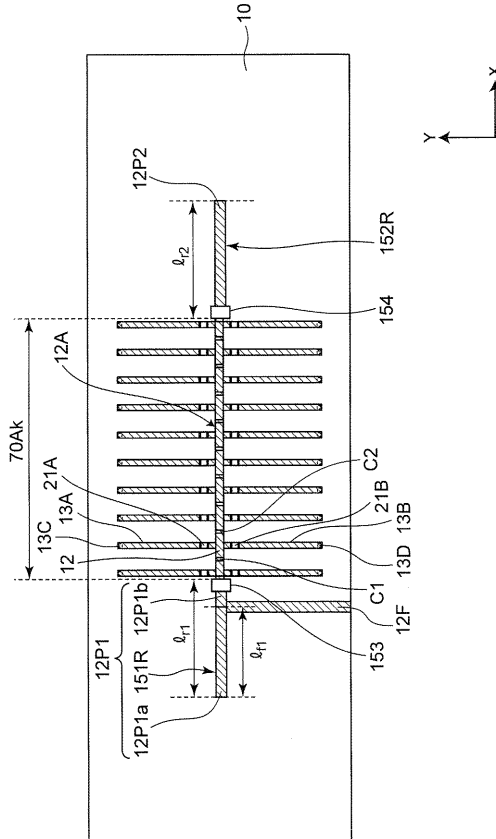
【図 86】



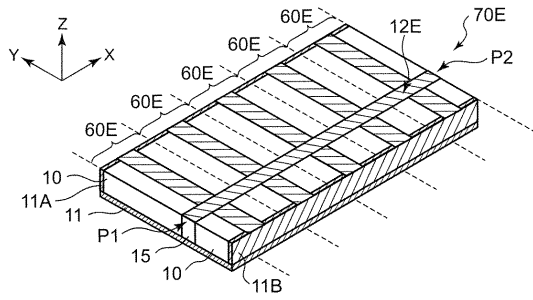
【図 87】



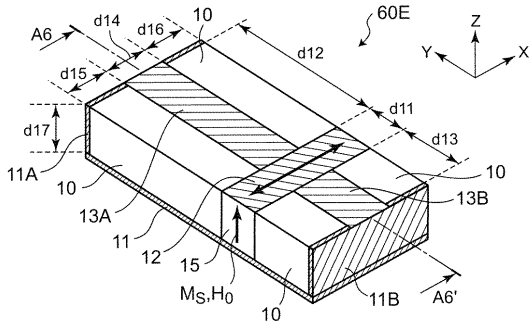
【図 88】



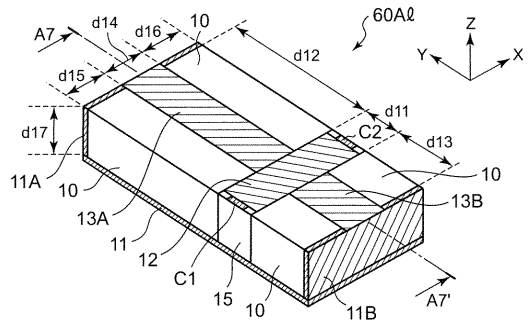
【図 89】



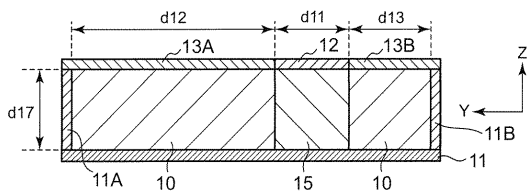
【図 90】



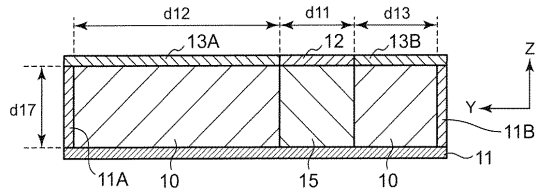
【図 93】



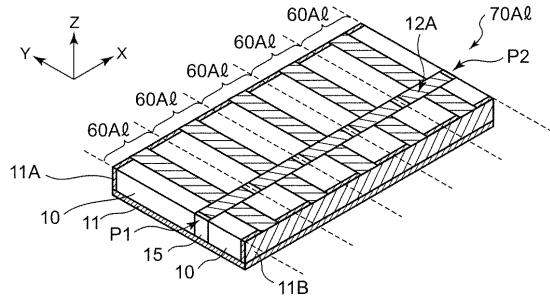
【図 94】



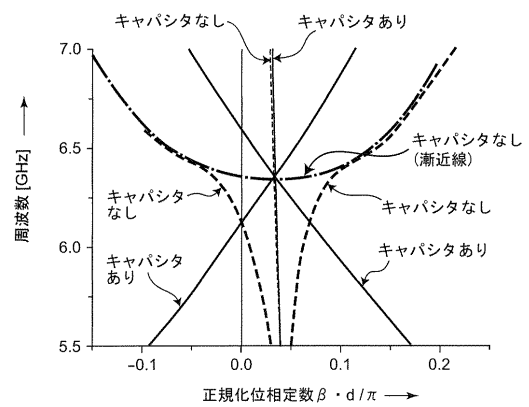
【図 91】



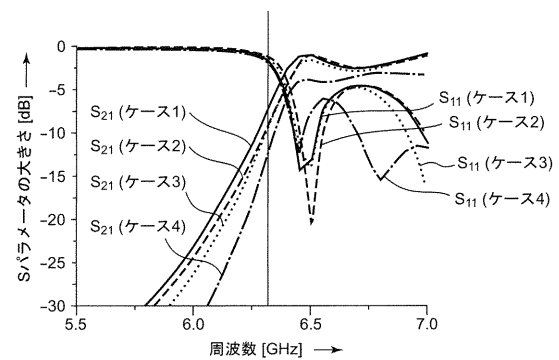
【図 92】



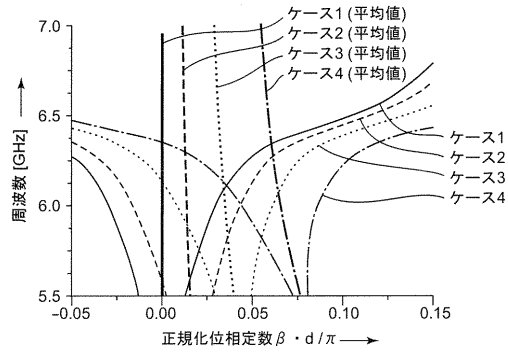
【図 95】



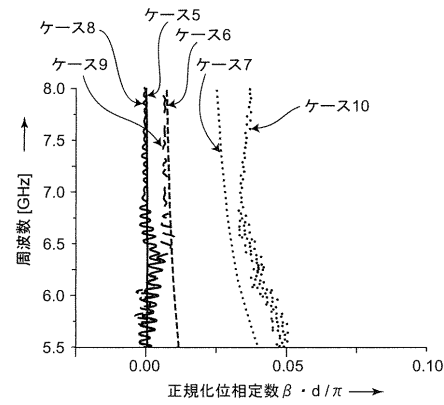
【図 96】



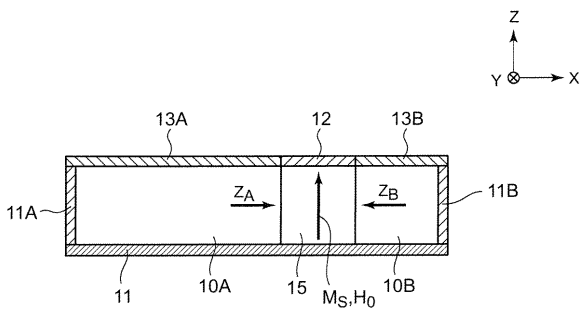
【図 97】



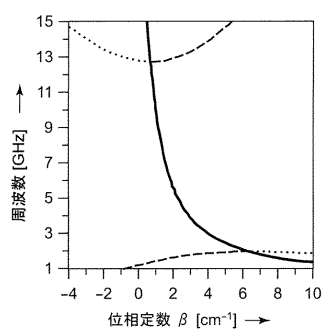
【図 98】



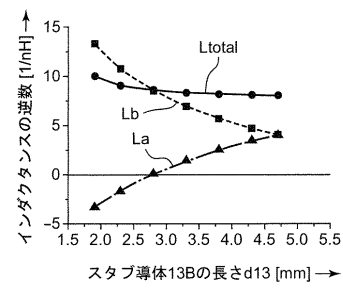
【図 101】



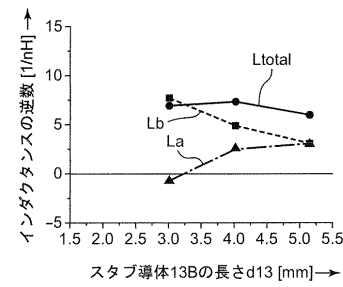
【図 102】



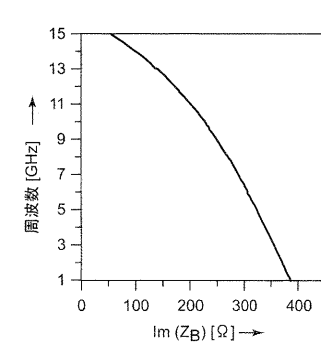
【図 99】



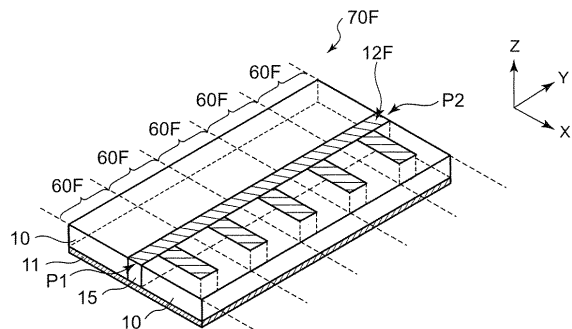
【図 100】



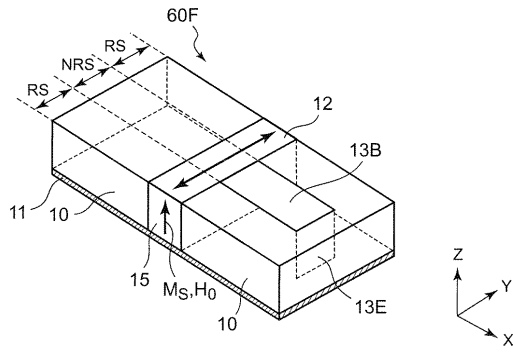
【図 103】



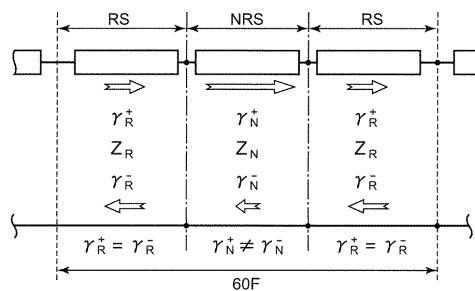
【図 104】



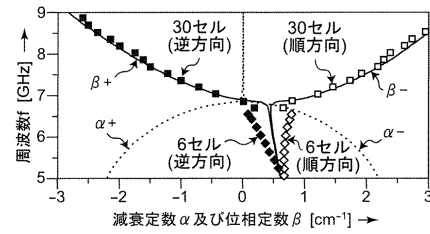
【図105】



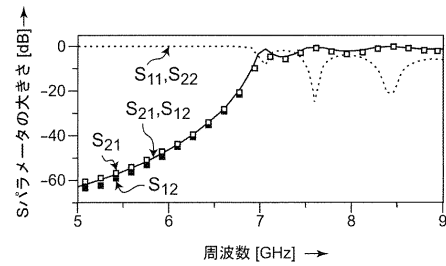
【図106】



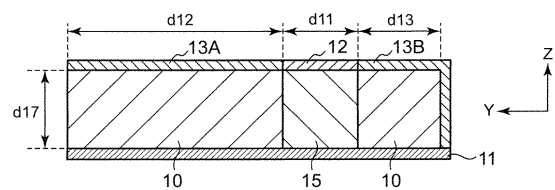
【図107】



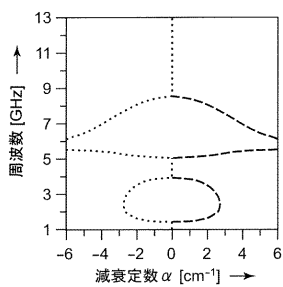
【図108】



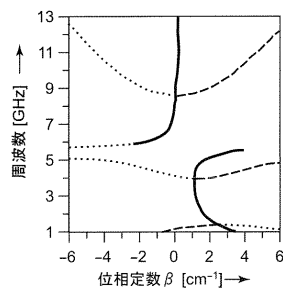
【図109】



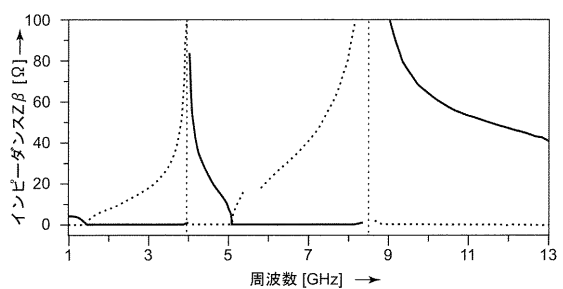
【図110】



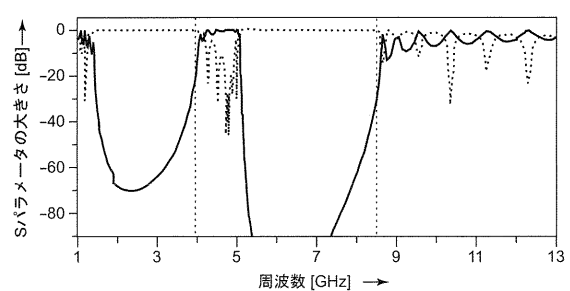
【図111】



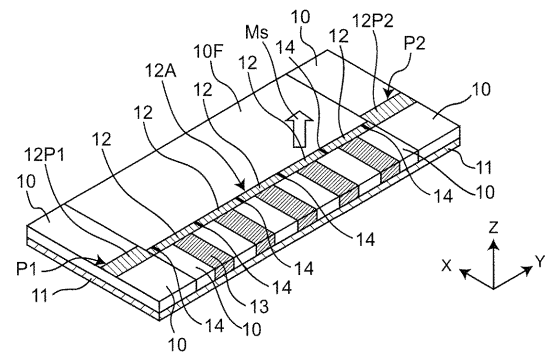
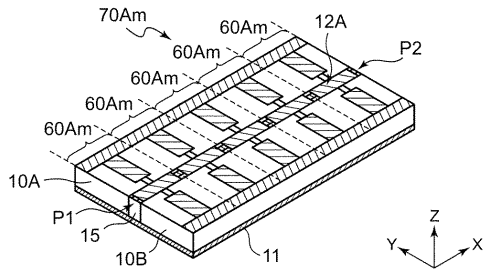
【図112】



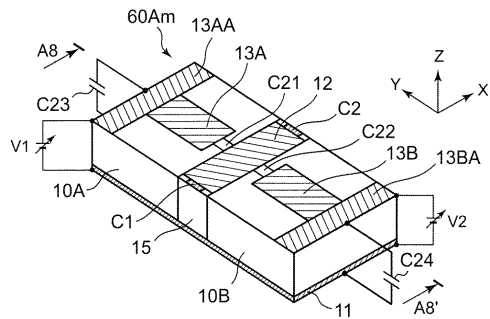
【図113】



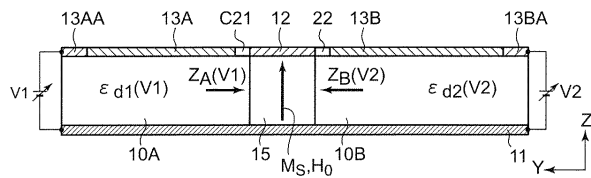
【 図 1 1 7 】



【 図 1 1 5 】



【 図 1 1 6 】



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)

堤誠(外1名),「厚いフェライト基板を用いた左手系マイクロストリップ線路とその可変フィルタへの応用」,電子情報通信学会技術研究報告,2008年12月5日,Vol.108,No.350,pp.13-18

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01P 1/00 - 11/00

H01Q 1/00 - 25/04 JSTPlus/JMEDPlus/JST7580(JD
reamIII)

IEEE Xplore

CiNii