

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

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、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少なくとも1つの非可逆伝送線路部分を備え、

上記少なくとも1つの非可逆伝送線路部分を第1と第2のポートの間で縦続接続して構成されたマイクロ波伝送線路を備えたことを特徴とする伝送線路マイクロ波装置。

10

【請求項 2】

所定の動作周波数において、上記マイクロ波伝送線路において第1のポートから第2のポートに向う方向では左手系伝送で電力伝送されかつ第2のポートから第1のポートに向う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記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 3】

所定の動作周波数において、上記マイクロ波伝送線路において第1のポートから第2のポートに向う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第2のポートから第1のポートに向う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、上記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記載の伝送線路マイクロ波装置。

20

【請求項 4】

上記マイクロ波伝送線路は、上記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乃至3のうちのいずれか1つに記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 5】

上記マイクロ波伝送線路は、所定の動作周波数において、上記マイクロ波伝送線路においてマイクロ波信号が第1のポートから第2のポートに向う伝搬方向で伝搬するとき、上記伝搬方向と実質的に方向で漏れ波の主ビームを有する放射パターンの無線信号を放射するとともに、上記伝搬方向と実質的に逆方向又は上記伝搬方向と実質的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無線信号を放射する漏れ波アンテナ装置であることを特徴とする請求項1乃至3のうちのいずれか1つに記載の伝送線路マイクロ波装置。

30

【請求項 6】

上記伝送線路マイクロ波装置は、第1のポートから第2のポートに向う方向で伝搬する第1のモードの伝搬定数を β_1 とし、第2のポートから第1のポートに向う方向で伝搬する第2のモードの伝搬定数を β_2 としたとき、 $\beta_1 = -\beta_2$ 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2記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 7】

上記マイクロ波共振器と、

上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた結合用伝送線路とを備えることにより、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6記載の伝送線路マイクロ波装置。

40

【請求項 8】

上記マイクロ波共振器と、

上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた負性抵抗素子とを備えることにより、マイクロ波発振器を構成したことを特徴とする請求項6記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 9】

上記マイクロ波共振器と、

上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた給電用伝送線路とを備えることによ

50

り、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 6 記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 10】

上記マイクロ波共振器と、

上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた給電用伝送線路と、

上記マイクロ波共振器のマイクロ波伝送線路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ることにより、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 6 記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 11】

上記マイクロ波伝送線路は、自発磁化もしくは外部磁界により磁化された基板上に形成された非対称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 乃至 10 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路マイクロ波装置。

10

【請求項 12】

上記マイクロ波伝送線路は、自発磁化もしくは外部磁界により磁化された磁性体を含む非対称導波管であることを特徴とする請求項 1 乃至 10 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 13】

上記マイクロ波伝送線路は、自発磁化もしくは外部磁界により磁化された磁性体を含む非対称誘電体伝送線路であることを特徴とする請求項 1 乃至 10 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路マイクロ波装置。

20

【請求項 14】

上記マイクロ波伝送線路において、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 12 又は 13 記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 15】

自発磁化もしくは外部磁界により磁化され、裏面に接地導体を有する基板と、

上記基板上に形成されたマイクロストリップ線路と、

上記マイクロストリップ線路を複数の線路部に分断し、上記分断された複数の線路部のうちの互いに隣接する各線路部を接続する複数のキャパシタと、

30

上記各線路部をそれぞれ接地導体に接続する複数の短絡スタブ導体とを備えた伝送線路を用いた請求項 5 記載の伝送線路マイクロ波装置である伝送線路アンテナ装置であって、

上記伝送線路の一端と他端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、上記伝送線路を前進波伝送線路又は後退波伝送線路として動作させ、上記伝送線路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、上記伝送線路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とを備えたことを特徴とする伝送線路アンテナ装置。

【請求項 16】

上記基板はさらに誘電体基板を含み、上記磁性体基板と上記誘電体基板とをそれらの側面同士で境界部分にて合体してなり、裏面に接地導体を有することを特徴とする請求項 15 記載の伝送線路アンテナ装置。

40

【請求項 17】

上記制御手段は、上記伝送線路の一端及び他端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 15 又は 16 記載の伝送線路アンテナ装置。

【請求項 18】

上記制御手段は、上記伝送線路の一端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、上記伝送線路の他端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る請求項 15 又は 16 記載の伝送線路アンテナ装置。

50

【請求項 19】

上記制御手段は、上記伝送線路の他端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、上記伝送線路の一端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 15 又は 16 記載の伝送線路アンテナ装置。

【請求項 20】

上記制御手段は、上記伝送線路の一端及び他端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 15 又は 16 記載の伝送線路アンテナ装置。

10

【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位相特性を有する非可逆伝送線路を用いた伝送線路マイクロ波回路を備えた伝送線路マイクロ波装置、並びに、上記非可逆伝送線路からの漏洩波を用いた新規な伝送線路アンテナ装置に関する。なお、本明細書において、マイクロ波とは、例えば UHF (Ultra High Frequency) バンドの周波数帯以上のマイクロ波、ミリ波、準ミリ波、テラヘルツ波をいう。以下、「非可逆右手及び左手系伝送線路」を「非可逆右手/左手系伝送線路」という。

【背景技術】

20

【0002】

最近、従来の分布定数線路のインダクタンスと容量の配置を入れ換えた左手系伝送 (Left Handed Transmission (LHT)) 線路の研究が活発化している (例えば、非特許文献 1 - 3 参照)。左手系伝送線路の回路には、後退波特性、レンズ作用などの特異性も現れるので、新しいマイクロ波回路素子への期待が大きい。

【0003】

【特許文献 1】特開平 5 - 183329 号公報。

【特許文献 2】特開 2005 - 124038 号公報。

【特許文献 3】特開 2005 - 160009 号公報。

【非特許文献 1】堤誠ほか、「フェライト基板マイクロストリップ左手系線路に見られる非可逆特性」, 電子情報通信学会論文誌 C, Vol. J87-C, No. 2, pp. 274 - 275, 2004 年 2 月。

30

【非特許文献 2】M. Tsutsumi et al., "Nonreciprocal Left-Handed Microstrip Lines", 2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, TU5C-3, pp.249-252, June 2004.

【非特許文献 3】Tetsuya Ueda, et al., "Left-Handed Transmission Characteristics of Ferrite Microstrip Lines without Series Capacitive Loading", IEICE Transactions on Electron, Vol. E89-C, No. 9, pp.1318-1323, September 2006.

【非特許文献 4】Atsushi Sanada et al., "Novel Zeroth-Order Resonance in Composite Right/Left-Handed Transmission Line Resonators", Proceeding of 2003 Asia-Pacific Microwave Conference, Seoul Korea, pp.1581-1591, November 4-7, 2003.

40

【非特許文献 5】Atsushi Sanada et al., "A Planar Zeroth-Order Resonator Antenna Using a Left-Handed Transmission Line", Proceedings of 34th European Microwave Conference, Amsterdam, Netherlands, pp.1341-1344, October 11-15, 2004.

【非特許文献 6】Tetsuya Ueda, et al., "Left-Handed Transmission Characteristics of Rectangular Waveguides Periodically Loaded With Ferrite", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 41, No. 10, pp. 3532-3537, October 2005.

【非特許文献 7】Shuang Zhang et al., "Experimental Demonstration of Near-Infrared Negative-Index Metamaterials", Physical Review Letters, The American Physical Society, PRL-95, pp.137404-1-13704-4, September 23, 2005.

50

【非特許文献 8】Gunnar Dolling et al., "Low-loss negative-index metamaterial at telecommunication wavelengths", Optics Letters, Vol.31, No.12, pp.1800-1802, June 15, 2006.

【非特許文献 9】D. R. Smith et al., "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity", Physical Review Letters, The American Physical Society, Vol.84, No. 18, pp. 4184-4187, May 1, 2000.

【非特許文献 10】R. Marques et al., "Left-Handed-Media Simulation and Transmission of EM Waves in Subwavelength Split-Ring-Resonator-Loaded Metallic Waveguides", Physical Review Letters, The American Physical Society, Vol.89, No. 18, pp.183901-1-183901-4, October 28, 2002.

【非特許文献 11】Juan D. Baena et al., "Artificial magnetic metamaterial design by using spiral resonators", Physical Review Letters, The American Physical Society, Vol.B69, pp.014402-1-014402-5, 2004.

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

例えば、非特許文献 1 においては、フェライトマイクロストリップ線路において左手系伝送線路の回路を構成し、透磁率が負になる周波数帯域において、エッジガイドモードの非可逆性の伝搬特性を数値的及び実験的に明らかにしている。具体的には、アイソレーションが 20dB 以上の非可逆性を伴って、透磁率が負になる帯域でエッジガイドモードが伝搬することを明らかにしている。また、伝送線路からの漏洩波を放射するアンテナ装置については、例えば特許文献 1 - 3 において開示されている。

【0005】

しかしながら、当該非可逆左手系伝送線路の回路を用いたアンテナ装置へのアプリケーションについてはいまだ発表されていない。特に、非可逆左手系伝送線路は高周波信号を伝送することを目的としており、非可逆左手系伝送線路からの漏洩波はほとんどない。なお、左手系伝送線路において、当該非可逆伝送線路を伝搬する高周波信号の電力の方向を逆にとれば、右手系伝送線路として動作しうる。

【0006】

また、順方向と逆方向のうち、一方が左手系伝送線路で、他方が右手系伝送線路となるような非可逆伝送線路並びに、それを用いた伝送線路マイクロ波回路（例えば、移相器、アンテナ装置、共振器、フィルタ、電力分配器、発振器など）は考案されていない。特に、マイクロ波共振器及びそれを用いたマイクロ波回路においては、線路長に依存して共振周波数が決定するために、共振周波数によってはその装置構成が大型化するという問題点があった。

【0007】

本発明の第 1 の目的は以上の問題点を解決し、従来技術に比較して大幅に小型化できかつ特有の作用効果を有する、伝送線路マイクロ波回路、並びにマイクロ波共振器及びそれを用いたマイクロ波回路などの伝送線路マイクロ波装置を提供することにある。

【0008】

また、本発明の第 2 の目的は以上の問題点を解決し、左手系又は右手系伝送線路などの伝送線路からの漏洩波を用いて、主ビームを形成しかつ主ビーム方向を制御可能な伝送線路アンテナ装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0009】

第 1 の発明に係る伝送線路マイクロ波装置は、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、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

10

20

30

40

50

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少なくとも1つの非可逆伝送線路部分を備え、

上記少なくとも1つの非可逆伝送線路部分を第1と第2のポートの間で縦続接続して構成されたマイクロ波伝送線路を備えたことを特徴とする。

【0010】

上記伝送線路マイクロ波装置において、所定の動作周波数において、上記マイクロ波伝送線路において第1のポートから第2のポートに向う方向では左手系伝送で電力伝送されかつ第2のポートから第1のポートに向う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。

【0011】

また、上記伝送線路マイクロ波装置において、所定の動作周波数において、上記マイクロ波伝送線路において第1のポートから第2のポートに向う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第2のポートから第1のポートに向う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、上記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。

【0012】

さらに、上記伝送線路マイクロ波装置において、上記マイクロ波伝送線路は、上記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。

【0013】

またさらに、上記伝送線路マイクロ波装置において、上記マイクロ波伝送線路は、所定の動作周波数において、上記マイクロ波伝送線路においてマイクロ波信号が第1のポートから第2のポートに向う伝搬方向で伝搬するとき、上記伝搬方向と実質的に同方向で漏れ波の主ビームを有する放射パターンの無線信号を放射するとともに、上記伝搬方向と実質的に逆方向又は上記伝搬方向と実質的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無線信号を放射する漏れ波アンテナ装置であることを特徴とする。

【0014】

さらに、上記伝送線路マイクロ波装置は、第1のポートから第2のポートに向う方向で伝搬する第1のモードの伝搬定数を β_1 とし、第2のポートから第1のポートに向う方向で伝搬する第2のモードの伝搬定数を β_2 としたとき、 $\beta_1 = -\beta_2$ 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。但し、 β_1 と β_2 の符号は、右手系伝送の場合に正となるように選んでいる。

【0015】

上記伝送線路マイクロ波装置において、
上記マイクロ波共振器と、
上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた結合用伝送線路とを備えることにより、マイクロ波フィルタを構成したことを特徴とする。

【0016】

また、上記伝送線路マイクロ波装置において、
上記マイクロ波共振器と、
上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた負性抵抗素子とを備えることにより、マイクロ波発振器を構成したことを特徴とする。

【0017】

さらに、上記伝送線路マイクロ波装置において、
上記マイクロ波共振器と、
上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた給電用伝送線路とを備えることにより、マイクロ波アンテナ装置を構成したことを特徴とする。

【0018】

またさらに、上記伝送線路マイクロ波装置において、
上記マイクロ波共振器と、

10

20

30

40

50

上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた給電用伝送線路と、

上記マイクロ波共振器のマイクロ波伝送線路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ることにより、マイクロ波電力分配器を構成したことを特徴とする。

【0019】

また、上記伝送線路マイクロ波装置において、上記マイクロ波伝送線路は、自発磁化もしくは外部磁界により磁化された基板上に形成された非対称マイクロストリップ線路であることを特徴とする。

【0020】

さらに、上記伝送線路マイクロ波装置において、上記マイクロ波伝送線路は、自発磁化もしくは外部磁界により磁化された磁性体を含む非対称導波管であることを特徴とする。

10

【0021】

またさらに、上記伝送線路マイクロ波装置において、上記マイクロ波伝送線路は、自発磁化もしくは外部磁界により磁化された磁性体を含む非対称誘電体伝送線路であることを特徴とする。

【0022】

またさらに、上記伝送線路マイクロ波装置においては、上記マイクロ波伝送線路において、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。

【0023】

20

第2の発明に係る伝送線路アンテナ装置は、

自発磁化もしくは外部磁界により磁化され、裏面に接地導体を有する基板と、

上記基板上に形成されたマイクロストリップ線路と、

上記マイクロストリップ線路を複数の線路部に分断し、上記分断された複数の線路部のうちの互いに隣接する各線路部を接続する複数のキャパシタと、

上記各線路部をそれぞれ接地導体に接続する複数の短絡スタブ導体とを備えた伝送線路を用いた上記伝送線路マイクロ波装置である伝送線路アンテナ装置であって、

上記伝送線路の一端と他端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、上記伝送線路を前進波伝送線路又は後退波伝送線路として動作させ、上記伝送線路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、上記伝送線路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とを備えたことを特徴とする。

30

【0024】

上記伝送線路アンテナ装置において、上記基板はさらに誘電体基板を含み、上記磁性体基板と上記誘電体基板とをそれらの側面同士で境界部分にて合体してなり、裏面に接地導体を有することを特徴とする。

【0025】

また、上記伝送線路アンテナ装置において、上記制御手段は、上記伝送線路の一端及び他端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。

40

【0026】

さらに、上記伝送線路アンテナ装置において、上記制御手段は、上記伝送線路の一端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、上記伝送線路の他端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る。

【0027】

またさらに、上記伝送線路アンテナ装置において、上記制御手段は、上記伝送線路の他端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、上記伝送線路の一端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。

50

【 0 0 2 8 】

またさらに、上記伝送線路アンテナ装置において、上記制御手段は、上記伝送線路の一端及び他端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。

【 発明の効果 】

【 0 0 2 9 】

本発明に係る伝送線路マイクロ波装置によれば、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、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少なくとも1つの非可逆伝送線路部分を備え、上記少なくとも1つの非可逆伝送線路部分を第1と第2のポートの間で縦続接続して構成されたマイクロ波伝送線路を備える。

10

【 0 0 3 0 】

従って、従来技術に比較して大幅に小型化できかつ特有の作用効果を有する伝送線路マイクロ波装置を提供することができる。具体的には、上記第1と第2のポートからそれぞれマイクロ波を入力した場合、伝送電力の向きは相反する方向関係にあるにもかかわらず、波数ベクトルの等しい2つの相異なる右手系モードと左手系モードを同時に伝送させることができる。この現象を利用して、マイクロ波移相器、漏れ波アンテナ装置及びマイクロ波電力分配器を構成できる。また、上記マイクロ波共振器を構成することにより、線路長に依存せず所定の共振周波数を有し、マイクロ波伝送線路の線路方向に対して電磁界分布の大きさが一定でありかつ波数ベクトルにより定まる位相変化(位相勾配)を有するという特有の作用効果を有する。この特長を利用して、マイクロ波フィルタ、マイクロ波発振器及びマイクロ波アンテナ装置を構成できる。

20

【 0 0 3 1 】

また、本発明に係る伝送線路アンテナ装置によれば、上記伝送線路の一端と他端の少なくとも一方に高周波信号を入力し、所定の周波数において、上記伝送線路を右手系伝送線路又は左手系伝送線路として動作させ、上記伝送線路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、上記伝送線路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。従って、左手系又は右手系伝送線路などの伝送線路からの漏洩波を用いて、主ビームを形成しかつ主ビーム方向を制御可能な伝送線路アンテナ装置を提供することができる。特に、1つの伝送線路で主ビームの方向を制御可能なアンテナ装置を形成でき、複数のアンテナ素子を備えた従来技術のアレーアンテナに比較して大幅に小型化し、しかも製造工程が簡単である。

30

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 3 2 】

【 図 1 】本発明の第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路の第1の例の単位セル60Aの構成を示す回路図である。

40

【 図 2 】本発明の第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路の第2の例の単位セル60Bの構成を示す回路図である。

【 図 3 】本発明の第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路の第3の例の単位セル60Cの構成を示す回路図である。

【 図 4 】本発明の第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路の第4の例の単位セル60Dの構成を示す回路図である。

【 図 5 】従来技術に係る可逆右手/左手系伝送線路において非平衡状態の場合の分散曲線(正規化伝搬定数 p/β に対する角周波数 ω の特性)を示すグラフである。

【 図 6 】従来技術に係る可逆右手/左手系伝送線路において平衡状態の場合の分散曲線(正規化伝搬定数 p/β に対する角周波数 ω の特性)を示すグラフである。

50

【図 7】第 1 の実施形態に係る非可逆右手 / 左手系伝送線路において非平衡状態の場合の分散曲線（正規化伝搬定数 p/ω に対する角周波数 ω の特性）を示すグラフである。

【図 8】第 1 の実施形態に係る非可逆右手 / 左手系伝送線路において平衡状態の場合の分散曲線（正規化伝搬定数 p/ω に対する角周波数 ω の特性）を示すグラフである。

【図 9】図 1 の例の単位セル 60 A を複数個縦続接続されて構成された第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70 A の構成を示すブロック図である。

【図 10】図 2 の例の単位セル 60 B を複数個縦続接続されて構成された第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70 B の構成を示すブロック図である。

【図 11】図 3 の例の単位セル 60 C を複数個縦続接続されて構成された第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70 C の構成を示すブロック図である。

【図 12】図 4 の例の単位セル 60 D を複数個縦続接続されて構成された第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70 D の構成を示すブロック図である。

【図 13】第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70 を用いた非可逆伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。

【図 14】伝搬方向に関係なく波数ベクトルが等しい場合の図 13 の非可逆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る。

【図 15】伝搬方向に関係なく波数ベクトルが等しい場合の図 13 の非可逆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。

【図 16】一方向伝搬方向で管内波長が無限大となる場合の図 13 の非可逆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る。

【図 17】一方向伝搬方向で管内波長が無限大となる場合の図 13 の非可逆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。

【図 18】第 1 の実施形態に係る、フェライト基板 10 F を有する非可逆右手 / 左手系伝送線路の第 1 の例の外観を示す斜視図である。

【図 19】第 1 の実施形態に係る、磁性体基板 10 M を有する非可逆右手 / 左手系伝送線路の第 2 の例の外観を示す斜視図である。

【図 20】第 1 の実施形態に係る、半導体基板 10 S を有する非可逆右手 / 左手系伝送線路の第 3 の例の外観を示す斜視図である。

【図 21】本発明の第 2 の実施形態に係る、矩形導波管 71 で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の外観を示す斜視図である。

【図 22】図 21 の非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構造（矩形導波管 71 を除いたとき）を示す斜視図である。

【図 23】本発明の第 3 の実施形態に係る、矩形導波管 71 で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の外観を示す斜視図である。

【図 24】図 23 の非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構造（矩形導波管 71 を除いたとき）を示す斜視図である。

【図 25】本発明の第 4 の実施形態に係る、矩形導波管 71 で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の外観を示す斜視図である。

【図 26】図 25 の非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構造（矩形導波管 71 を除いたとき）を示す斜視図である。

【図 27】本発明の第 5 の実施形態に係る、矩形導波管 71 で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の外観を示す斜視図である。

【図 28】図 27 の非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構造（矩形導波管 71 を除いたとき）を示す斜視図である。

【図 29】本発明の第 5 の実施形態の変形例に係る、矩形導波管 71 で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構造（矩形導波管 71 を除いたとき）を示す斜視図である。

【図 30】本発明の第 6 の実施形態に係る、1 対の金属シート 77 a, 77 b にてなる誘電体伝送線路で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構造（上側の金属シート 77 b（一点鎖線で表示）を除いたとき）を示す斜視図である。

【図 31】本発明の第 7 の実施形態に係る、ストリップ金属シート 77 c 及び接地金属シ

10

20

30

40

50

ート 77g にてなるストリップ誘電体伝送線路で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構造 (上側のストリップ金属シート 77c (一点鎖線で表示) を除いたとき) を示す斜視図である。

【図 32】本発明の第 8 の実施形態の変形例に係る、矩形導波管 71 で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構造 (矩形導波管 71 を除いたとき) を示す斜視図である。

【図 33】本発明の第 9 の実施形態に係る、フェライト基板 80 を 1 対の誘電体シート 81, 82 で挟設してなる線路基板上に金属メッシュ形状のストリップ導体 83 を形成してなるフェライト誘電体伝送線路で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の外観を示す斜視図である。

【図 34】本発明の第 10 の実施形態に係る、フェライト基板 80 を 1 対の誘電体シート 81, 82 で挟設してなる線路基板上に金属メッシュ形状のストリップ導体 83 と誘電体共振器 85 を形成してなるフェライト誘電体伝送線路で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の外観を示す斜視図である。

【図 35】本発明の第 11 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路を用いた帯域阻止フィルタの外観を示す斜視図である。

【図 36】本発明の第 12 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路を用いた帯域通過フィルタの構成を示すブロック図である。

【図 37】本発明の第 13 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70A (T 型単位セルを用いたとき) を用いたアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 38】本発明の第 14 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70A (型単位セルを用いたとき) を用いたアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【図 39】本発明の第 15 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70A を用いた、位相勾配を有する等電力分配器の構成を示すブロック図である。

【図 40】本発明の第 16 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70A を用いた、直列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。

【図 41】本発明の第 17 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70A を用いた、直列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。

【図 42】本発明の第 18 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 70A を用いた、並列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。

【図 43】本発明の第 19 の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置 1 の外観を示す斜視図である。

【図 44】図 43 の伝送線路アンテナ装置 1 の透過係数 S_{21} , S_{12} 及び反射係数 S_{11} , S_{22} の振幅の周波数特性を示すグラフである。

【図 45】図 43 の伝送線路アンテナ装置 1 の透過係数 S_{21} , S_{12} の位相の周波数特性を示すグラフである。

【図 46】図 43 の伝送線路アンテナ装置 1 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側面模式図である。

【図 47】図 43 の伝送線路アンテナ装置 1 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側面模式図である。

【図 48】図 43 の伝送線路アンテナ装置 1 が周波数 $f = 2.4 \text{ GHz}$ において透過非可逆伝送線路アンテナ装置として動作するときの Z X 面の放射パターン図である。

【図 49】図 43 の伝送線路アンテナ装置 1 が周波数 $f = 2.4 \text{ GHz}$ において減衰非可逆伝送線路アンテナ装置として動作するときの Z X 面の放射パターン図である。

【図 50】図 43 の伝送線路アンテナ装置 1 が周波数 $f = 3.3 \text{ GHz}$ において右手系非可逆伝送線路アンテナ装置として動作するときの Z X 面の放射パターン図である。

【図 51】図 43 の伝送線路アンテナ装置 1 が周波数 $f = 3.3 \text{ GHz}$ において左手系非可逆伝送線路アンテナ装置として動作するときの Z X 面の放射パターン図であり、

10

20

30

40

50

【図 5 2】図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 を用いた双方向入力アンテナ装置の構成及び動作を示す側面模式図である。

【図 5 3】図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 を用いた右手系伝送線路側入力アンテナ装置の構成及び動作を示す側面模式図である。

【図 5 4】図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 を用いた左手系伝送線路側入力アンテナ装置の構成及び動作を示す側面模式図である。

【図 5 5】図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 を用いた入力方向スイッチ切り替えアンテナ装置の構成及び動作を示す側面模式図である。

【図 5 6】本発明の第 2 0 の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置（試作回路）の外観を示す斜視図である。

【図 5 7】図 5 6 の伝送線路アンテナ装置の測定結果であって、その伝送特性（相対電力の周波数特性）を示すグラフである。

【図 5 8】図 5 6 の伝送線路アンテナ装置の測定結果であって、その伝送特性（正規化伝搬定数 p/λ に対する周波数特性）を示すグラフである。

【図 5 9】図 5 6 の伝送線路アンテナ装置の測定結果であって、順方向右手系伝送線路の XZ 面の放射パターン E (P1) を示す図である。

【図 6 0】図 5 6 の伝送線路アンテナ装置の測定結果であって、逆方向左手系伝送線路の XZ 面の放射パターン E (P2) を示す図である。

【図 6 1】本発明の第 2 1 の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置（設計回路）の測定結果であって、その非可逆伝送線路の伝送特性（並列誘導素子及び直列容量素子が挿入されたときの振幅特性）を示すグラフである。

【図 6 2】第 2 1 の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置（設計回路）の数値計算結果であって、その非可逆伝送線路の伝送特性（並列誘導素子及び直列容量素子が挿入されたときの位相特性）を示すグラフである。

【図 6 3】第 2 1 の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置（設計回路）の数値計算結果であって、その非可逆伝送線路の分散曲線を示すグラフである。

【図 6 4】第 2 1 の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置（設計回路）の数値計算結果であって、内部直流磁界がゼロのときの可逆伝送線路の伝送特性（振幅特性）を示すグラフである。

【図 6 5】第 2 1 の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置（設計回路）の数値計算結果であって、内部直流磁界がゼロのときの可逆伝送線路の伝送特性（位相特性）を示すグラフである。

【図 6 6】本発明の第 1 1 の実施形態の第 1 の変形例に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路を用いた帯域阻止フィルタの外観を示す斜視図である。

【図 6 7】本発明の第 1 1 の実施形態の第 2 の変形例に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路を用いた方向性結合器の外観を示す斜視図である。

【図 6 8】本発明の第 1 4 の実施形態の変形例に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 7 0 A (型単位セルを用いたとき) を用いたアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

【 0 0 3 3 】

1 ... 伝送線路アンテナ装置、

2 ... 伝送線路、

1 0 ... 誘電体基板、

1 0 F ... フェライト基板、

1 0 M ... 磁性体基板、

1 0 S ... 半導体基板、

1 0 a ... 境界部分、

1 1 ... 接地導体、

1 2 , 1 2 P 1 , 1 2 P 2 , 1 2 S ... ストリップ導体、

10

20

30

40

50

1 2 A ... マイクロストリップ線路、	
1 3 ... 短絡スタブ導体、	
1 4 ... 間隙、	
2 0 ... 磁性体基板、	
3 0 ... 直流磁界発生器、	
4 0 ... 高周波信号発生器、	
4 1 ... 電力分配器、	
4 2 , 4 4 ... 可変減衰器、	
4 3 , 4 5 ... 移相器、	
4 6 ... スイッチ、	10
5 0 ... コントローラ、	
6 0 A , 6 0 B , 6 0 C , 6 0 D , 6 0 A - 1 ~ 6 0 A - M ... 伝送線路の単位セル、	
6 1 , 6 2 ... 伝送線路部分、	
6 3 ... マイクロ波信号発生器、	
6 4 - 1 ~ 6 4 - N ... 信号分岐伝送線路、	
6 5 - 1 ~ 6 5 - N ... カップリングキャパシタ、	
6 6 ... 変成器、	
6 6 a ... 一次コイル、	
6 6 b ... 二次コイル、	
6 7 , 6 8 ... 伝送線路、	20
7 0 , 7 0 A , 7 0 B , 7 0 C , 7 0 D ... 伝送線路装置、	
7 1 ... 矩形導波管、	
7 2 ... フェライト部、	
7 2 a ... 磁性金属細線構造部、	
7 3 ... 金属部、	
7 4 ... フェライト板、	
7 4 a ... 半導体板、	
7 5 ... スプリットリング共振器、	
7 6 ... 誘電体ディスク共振器、	
7 6 a ... 誘電体ロッド共振器、	30
7 7 a , 7 7 b ... 金属シート、	
7 7 c ... ストリップ金属シート、	
7 7 g ... 接地金属シート、	
7 8 , 7 9 ... 金属ポスト、	
8 0 ... フェライト基板、	
8 1 , 8 2 ... 誘電体シート、	
8 3 ... ストリップ導体、	
8 4 ... スプリットリング共振器、	
8 5 ... 誘電体共振器、	
8 6 , 8 8 , 8 9 , 9 1 ... 伝送線路、	40
8 7 , 9 0 ... 負荷抵抗、	
C , C 1 , C 2 ... キャパシタ、	
C C 1 ~ C c M + 1 , C 1 1 ~ C 1 4 ... カップリング、	
L , L 1 , L 2 ... インダクタ、	
P 1 , P 2 , P 1 1 , P 1 2 , P 8 1 , P 8 2 , P 8 3 - 1 ~ P 8 3 - N , P 9 1 , P 9 2 ... ポート、	
Q 1 ... 電界効果トランジスタ (F E T) 。	
【発明を実施するための最良の形態】	
【0034】	
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	50

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。

【0035】

第1の実施形態。

図1は本発明の第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路の第1の例の単位セル60Aの構成を示す回路図であり、図2は本発明の第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路の第2の例の単位セル60Bの構成を示す回路図である。また、図3は本発明の第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路の第3の例の単位セル60Cの構成を示す回路図であり、図4は本発明の第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路の第4の例の単位セル60Dの構成を示す回路図である。

【0036】

まず、本発明に係る非可逆伝送線路の基本構成について、図1乃至図4などを参照して以下に説明する。

【0037】

本発明に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路において提案する構成は、例えば図1乃至図4に示すように、例えば単位セル60A~60Dが少なくとも1つ以上から構成される梯子型伝送線路構成である。ここで、単位セルの構成は、順方向と逆方向の伝搬定数が異なる非可逆位相推移現象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乃至図4参照。)。上記伝送線路構成として対象となる回路又は装置は、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全てが含まれる。

【0038】

上記非可逆位相推移現象を有する伝送線路は、上記に示す伝送線路構成のうち、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より構成される。上記非可逆位相推移現象を有する伝送線路としては、上記伝送線路以外に、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対象とする。上記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。具体的に対象となる例としては、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。

【0039】

上記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具体的な例としては、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全てを、等価回路として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記述されることから用いることが可能である。さらに、上記直列枝の回路に挿入される容量性素子としては、上記以外に、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

20

30

40

50

【0040】

上記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。具体的には、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全てを、等価回路として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記述されることから用いることができる。また、上記並列枝の回路に挿入される誘導性素子としては、上記以外に、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。

10

【0041】

上記非可逆位相推移伝送線路において、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。

【0042】

上記非可逆位相推移現象を有する伝送線路において、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。

20

【0043】

次いで、本発明の非可逆伝送線路の基本動作及び構成について、図1乃至図12を参照して以下に説明する。

【0044】

本発明で取り扱う非可逆伝送線路の全体は、図9乃至図12に示すように、図1乃至図4の単位セル60A～60Dを少なくとも1つ以上含みかつ縦続接続されて構成される。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、必ずしも同一種の単位セル60A～60Dより構成される必要はない。図1及び図2は、それぞれ単位セル60A、60Bが非対称T型構造及び非対称型構造を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、対称T型構造及び対称型構造を有する場合を示している。以下では原則として、単位セル60A～60Dの線路長(つまり周期長さ $p = p_1 + p_2$)が波長に比べて十分小さい場合を仮定している。従来技術に係る複合右手/左手系伝送線路における単位セルの取り扱いと同様に、T型、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。実際、L型は、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。一方で、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。

30

【0045】

図1乃至図4に示す線路構造は単純で、それぞれ線路長(図3及び図4において線路長 $p/2$ であり、図1及び図2において線路長 p_1, p_2 である。)を有する2本の伝送線路部分61、62を含む非可逆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ており、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、それぞれキャパシタ C_i ($i = 1, 2$)及びインダクタ L を挿入する。同様に、図2においては、キャパシタ C 及びインダクタ L_i ($i = 1, 2$)を挿入する。非可逆伝送線路部分の特性を表すパラメータとして、順方向(ポートP11からポートP12に向う方向をいう。)の伝搬定数及び特性インピーダンスをそれぞれ γ_p 及び Z_p とし、逆方向(ポートP12からポートP11に向う方向をいう。)のそれらをそれぞれ、 γ_m 及び Z_m と

40

50

している。具体的例として、図 1 及び 2 に示すように、伝搬定数 β_{p1} 、特性インピーダンス Z_{p1} 及び線路長 p_1 を有する伝送線路部分 6 1 と、伝搬定数 β_{p2} 、特性インピーダンス Z_{p2} 及び線路長 p_2 を有する伝送線路部分 6 2 とを有する伝送線路において、図 3 及び図 4 のような対称型伝送線路の場合 ($\beta_{p1} = \beta_{p2} = \beta / 2$, $Z_{p1} = Z_{p2} = Z_p$, $Z_{m1} = Z_{m2} = Z_m$ である。特に、T 型の場合 $C_1 = C_2 = 2C$ 、 π 型の場合、 $L_1 = L_2 = 2L$ である。) において、単位セル 6 0 A ~ 6 0 D の両端に対して周期的境界条件を課すと、次式を得る。

【 0 0 4 6 】

【 数 1 】

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

【 0 0 4 7 】

ここで、 $\bar{\beta}$ 及び

【 数 2 】

$$\bar{\beta}$$

は次式で表される。

【 0 0 4 8 】

【 数 3 】

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

【 数 4 】

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

【 0 0 4 9 】

及び $\bar{\beta}$ はそれぞれ動作角周波数及び周期構造に沿って伝搬する電磁波の伝搬定数を表す。式 (1) は動作角周波数 ω と伝搬定数 $\bar{\beta}$ の関係を表していることから、分散関係式 (ω - $\bar{\beta}$ ダイアグラム) となる。

【 0 0 5 0 】

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性の複合右手 / 左手系伝送線路と同じになり、式 (1) は次式に簡単化される。

【 0 0 5 1 】

【 数 5 】

$$\begin{aligned} & \cos \beta_p p \\ &= \cos \beta_p p - \frac{1}{2\omega^2 LC} \cos^2 \frac{\beta_p p}{2} + \frac{j}{2} \left(\frac{Y}{Y_p} + \frac{Z}{Z_p} \right) \sin \beta_p p \quad (2) \end{aligned}$$

【 0 0 5 2 】

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、 $Y = 1 / j \omega L$ 、 $Z = 1 / j \omega C$ と置いている。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 3 】

図 5 は従来技術に係る可逆右手 / 左手系伝送線路において非平衡状態の場合の分散曲線 (正規化伝搬定数 p/ω に対する角周波数 ω の特性) を示すグラフであり、図 6 は従来技術に係る可逆右手 / 左手系伝送線路において平衡状態の場合の分散曲線 (正規化伝搬定数 p/ω に対する角周波数 ω の特性) を示すグラフである。

【 0 0 5 4 】

式 (2) で表されるような従来技術に係る右手 / 左手系複合伝送線路の場合、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、伝搬定数 $p = 0$ 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。

【 0 0 5 5 】

【 数 6 】

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L\varepsilon_p p}}$$

【 数 7 】

$$\omega_2 = \sqrt{\frac{1}{C\mu_p p}}$$

【 0 0 5 6 】

ここで、 ε_p 及び μ_p は単位セル 6 0 A ~ 6 0 D 内伝送線路部分 6 1 , 6 2 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) が伝搬定数 $p = 0$ 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。

【 0 0 5 7 】

【 数 8 】

$$Z_p = \sqrt{\frac{\mu_p}{\varepsilon_p}} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (3)$$

【 0 0 5 8 】

式 (3) の結果は、すでによく知られているように、直列枝の回路に挿入されるべき容量性素子であるキャパシタ C と、並列枝の回路に挿入されるべき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

【 数 9 】

$$\sqrt{\frac{L}{C}}$$

が、挿入されるべき伝送線路部分 6 1 , 6 2 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。

【 0 0 5 9 】

式 (1) により与えられる非可逆伝送線路の場合の分散曲線について説明する。可逆伝送線路の場合の式 (2) の場合は、伝搬定数 $p = 0$ の軸 (つまり ω 軸) に対して対称構造をなしているのに対して、非可逆伝送線路の式 (1) の場合は、分散曲線の対称軸が $\omega = 0$ の軸よりも ω に関して

【 数 1 0 】

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

10

20

30

40

50

だけ正の方向にシフトした構造となっていることが式(1)の左辺を見ると容易にわかる。従って、図5に対応して、図7を得る。

【0060】

図7は第1の実施形態に係る非可逆右手/左手系伝送線路において非平衡状態の場合の分散曲線(正規化伝搬定数 p/ω に対する角周波数 ω の特性)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右手/左手系伝送線路において平衡状態の場合の分散曲線(正規化伝搬定数 p/ω に対する角周波数 ω の特性)を示すグラフである。

【0061】

このように、非可逆伝送線路を用いた右手/左手系複合伝送線路が、可逆伝送線路を用いた場合と大きく異なるのは、分散曲線の対称軸が ω 軸に平行にシフトすることであり、これは、順方向と逆方向の伝搬定数が p_p 、 p_m 、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。

10

【0062】

- (A) 順方向及び逆方向伝搬共に左手系伝送。但し、伝搬定数の大きさは互いに異なる。
- (B) 順方向が左手系伝送、逆方向は伝搬定数がゼロで管内波長が無限大となる。
- (C) 順方向が左手系伝送、逆方向が右手系伝送。
- (D) 順方向が右手系伝送、逆方向は伝搬定数がゼロで管内波長が無限大となる。
- (E) 順方向及び逆方向伝搬共に右手系伝送。但し、伝搬定数の大きさは互いに異なる。

【0063】

但し、一般に、上記の伝送帯域(C)において、図7を見ればわかるように中央に阻止帯域(禁止バンド)が現れる。ここで、伝送帯域(B)~(D)は新規な伝送帯域の利用であり、特に、図7及び図8において、RH/LHで示している伝送帯域の利用は新規であって各ポートに双方向(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。

20

【0064】

比較のため、従来技術に係る可逆伝送線路の場合を考えると、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(3)の整合条件が成立している場合に、つまり、図8に示すように、伝搬定数 $k = 0$ 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 $k = \omega/2$ 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。

30

【0065】

【数11】

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

もしくは

【数12】

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

40

(4)

【0066】

但し、 p_p 及び μ_p はそれぞれ順方向における単位セル60A~60D内非可逆伝送線路部分61, 62の実効誘電率及び透磁率を表し、 p_m 及び μ_m は逆方向の場合のそれらを表す。式(4)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、可逆伝送線路の式(3)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、可逆伝送線路の場合に比べて

50

、より緩やかであることが特長として挙げられる。

【 0 0 6 7 】

図 1 及び図 2 に示されているような、対称性のない、より一般的な場合、つまり非対称型の場合について、若干説明する。このような非対称の場合であっても、基本的に図 7 及び図 8 と同様に動作する。対称軸の位置は図 7 及び図 8 の横軸の正規化伝搬定数 $\beta_p /$ 上で次式の位置に修正される。

【 0 0 6 8 】

【 数 1 3 】

$$\beta_p = \frac{(\beta_{p1} - \beta_{m1})p_1}{2\pi} + \frac{(\beta_{p2} - \beta_{m2})p_2}{2\pi}$$

10

【 0 0 6 9 】

また、2つの非可逆伝送線路部分 β_1 , β_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 (4) と同じになる。但し、図 1 の場合は

【 数 1 4 】

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

であり、図 2 の場合、

【 数 1 5 】

$$\frac{1}{L} = \frac{1}{L_1} + \frac{1}{L_2}$$

である。

【 0 0 7 0 】

図 9 は図 1 の例の単位セル 6 0 A を複数個縦続接続されて構成された第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 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、梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 7 0 A を構成している。

【 0 0 7 1 】

また、図 1 0 は図 2 の例の単位セル 6 0 B を複数個縦続接続されて構成された第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 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、梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 7 0 B を構成している。

【 0 0 7 2 】

さらに、図 1 1 は図 3 の例の単位セル 6 0 C を複数個縦続接続されて構成された第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 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、梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 7 0 C を構成している。

【 0 0 7 3 】

またさらに、図 1 2 は図 4 の例の単位セル 6 0 D を複数個縦続接続されて構成された第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 7 0 D の構成を示すブロック図である。図 1 2 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 D が縦続接続されることにより、梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 7 0 D を構成している。

【 0 0 7 4 】

以上の図 9 乃至図 1 2 の構成例においてそれぞれ、同一の単位セルを用いているが、本発明はこれに限らず、異なる単位セルの組み合わせであってもよい。

【 0 0 7 5 】

次いで、本発明の非可逆伝送線路型共振器の基本動作について、図 1 3 乃至図 1 7 を参照して以下に説明する。

30

20

40

50

【 0 0 7 6 】

図 1 3 は第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 7 0 を用いた非可逆伝送線路型共振器の構成を示すブロック図である。長さ l の非可逆伝送線路を用いた共振器モデルの概略図を図 1 3 に示す。線路端のポート P 1 から P 2 に向かって伝搬する主モードの線路長による位相の変化を θ_+ 、逆向きのそれを θ_- とし、線路端のポート P 1 及び P 2 の終端条件による位相の変化をそれぞれ ϕ_1 及び ϕ_2 とすると、同線路型共振器の共振条件は次式のようになる。

【 0 0 7 7 】

[数 1]

$$\theta_+ + \theta_- + \phi_1 + \phi_2 = 2n \quad (5)$$

10

但し、 n は整数を表す。

【 0 0 7 8 】

特に、両線路端が共に開放もしくは短絡である場合を考えると上の条件式は簡単化され、次式で表される。

【 0 0 7 9 】

[数 2]

$$\theta_+ + \theta_- = 2n \quad (6)$$

【 0 0 8 0 】

さらに、線路端のポート P 1 から P 2 に向かって伝搬する主モードの伝搬定数を γ_+ 、逆方向のそれを γ_- とする。このとき、式 (6) は次式で表される。

20

【 0 0 8 1 】

[数 3]

$$\gamma_+ + \gamma_- = -(\theta_+ + \theta_-)l = 2n \quad (7)$$

【 0 0 8 2 】

共振条件の式 (7) において、

[数 4]

$$\gamma_+ + \gamma_- = 0 \quad (8)$$

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。

【 0 0 8 3 】

30

図 1 4 は伝搬方向に関係なく波数ベクトルが等しい場合の図 1 3 の非可逆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 1 5 は伝搬方向に関係なく波数ベクトルが等しい場合の図 1 3 の非可逆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 0 8 4 】

本発明に係る本実施形態では、式 (8) すなわち

[数 5]

$$\gamma_+ = -\gamma_- = 0$$

を満たす非可逆伝送線路型マイクロ波共振器を提案する。この条件は、伝送線路の伝搬特性として、一方の伝搬方向は右手系伝送 (フォワード波)、逆方向の伝搬においては左手系伝送 (バックワード波) 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。これは先に提案した非可逆右手左手系伝送線路に関して、上述の伝送帯域 (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構成可能である (図 7 及び図 8 参照。) 。

40

【 0 0 8 5 】

当該条件を満たす非可逆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、

(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。

50

(I I I) 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。

このように、従来技術に係る可逆伝送線路による 0 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。

【 0 0 8 6 】

図 1 6 は一方向伝搬方向で管内波長が無限大となる場合の図 1 3 の非可逆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 1 7 は一方向伝搬方向で管内波長が無限大となる場合の図 1 3 の非可逆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 0 8 7 】

上述の伝送帯域 (B) 及び (D) に示す非可逆伝送線路の場合、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 (5)、(7) 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、上述の本実施形態に係る非可逆伝送線路型共振器と同様に、以下の特長を持つ非可逆伝送線路型マイクロ波共振器の構成が可能である (図 1 6 及び図 1 7 参照)。

(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 0 8 8 】

次いで、非可逆右手 / 左手系線路構成の具体的構成例について以下、図 1 8 乃至図 3 4 を参照して以下に説明する。なお、図 2 1 乃至図 3 4 については、第 2 乃至第 1 0 の実施形態として分けて説明する。

【 0 0 8 9 】

図 1 8 は第 1 の実施形態に係る、フェライト基板 1 0 F を有する非可逆右手 / 左手系伝送線路の第 1 の例の外観を示す斜視図である。図 1 8 において、単位セルを構成する非可逆位相推移現象を持つ伝送線路として、構造が非対称な垂直磁化されたフェライト基板 1 0 F 上に形成されたマイクロストリップ線路 1 2 A に沿って伝搬するエッジモードを利用した非可逆右手 / 左手系伝送線路を示す。ここで、当該伝送線路の直列枝に集中定数容量素子である間隙 1 4 のキャパシタ C を形成し、並列枝に誘導性素子として短絡スタブ導体 1 3 をフェライト基板 1 0 F に隣接して置かれた誘電体基板 1 0 上に形成することを特徴としている。

【 0 0 9 0 】

図 1 8 において、当該伝送線路は、

(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 1 0 F と、例えばガラスエポキシ樹脂などの誘電体基板 1 0 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 1 1 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 1 2 A と、

(c) マイクロストリップ線路 1 2 A を、それぞれ間隙 1 4 を形成して、幅 w の線路部である複数のストリップ導体 1 2 に分断し、複数のストリップ導体 1 2 のうちの互いに隣接する各ストリップ導体 1 2 を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 1 2 をそれぞれ接地導体 1 1 に接続する複数の短絡スタブ導体 1 3 とを備えて構成される。

【 0 0 9 1 】

なお、図 1 8 の伝送線路では、6 個のキャパシタ C を装荷し、5 個の短絡スタブ導体 1 3 を形成してなる 5 周期の分布定数回路型伝送線路を形成している。また、磁性体基板 1 0 F 及び誘電体基板 1 0 を挟設する各ストリップ導体 1 2 及び線路端のストリップ導体 1

10

20

30

40

50

2P1, 12P2 (幅 w_{port}) と接地導体 11 によりマイクロストリップ線路 12A を構成する。さらに、キャパシタ C は入力される高周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、図 18 のごとく上記各間隙 14 の浮遊容量のみで構成し、もしくは上記各間隙 14 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、スタブ長 l_{stub} 及びスタブ幅 w_{stub} の短絡スタブ導体 13 の形成間隔は単位セルの周期 p [mm] と同じである。

【0092】

図 19 は第 1 の実施形態に係る、磁性体基板 10M を有する非可逆右手 / 左手系伝送線路の第 2 の例の外観を示す斜視図である。図 19 において、当該例の非可逆右手 / 左手系伝送線路は、図 18 の例に比較して、フェライト基板 10F に代えて、磁性体基板 10M を用いたことを特徴としている。すなわち、単位セルを構成する非可逆位相推移現象を持つ伝送線路として、垂直磁化 M_s された磁性金属細線構造からなる磁性体基板 10M を用いた非対称な構成を有するマイクロストリップ線路 12A に沿って伝搬するエッジモードを利用した非可逆右手 / 左手系伝送線路を示す。ここで、当該伝送線路の直列枝に集中定数容量素子である間隙 14 のキャパシタ C を形成し、並列枝に誘導性素子として短絡スタブ導体 13 を磁性体基板 10M に隣接して置かれた誘電体基板 10 上に形成することを特徴としている。

10

【0093】

図 20 は第 1 の実施形態に係る、半導体基板 10S を有する非可逆右手 / 左手系伝送線路の第 3 の例の外観を示す斜視図である。図 19 において、当該例の非可逆右手 / 左手系伝送線路は、図 18 の例に比較して、フェライト基板 10F に代えて、半導体基板 10S と、それに対して垂直直流磁界を印加する直流磁界発生器 30 を用いたことを特徴としている。すなわち、単位セルを構成する非可逆位相推移現象を持つ伝送線路として、直流磁界発生器 30 により垂直磁化 H_0 された半導体基板 10S を用いた非対称な構成を有するマイクロストリップ線路 12A に沿って伝搬するエッジモードを利用した非可逆右手 / 左手系伝送線路を示す。ここで、当該伝送線路の直列枝に集中定数容量素子である間隙 14 のキャパシタ C を形成し、並列枝に誘導性素子として短絡スタブ導体 13 を半導体基板 10S に隣接して置かれた誘電体基板 10 上に形成することを特徴としている。

20

【0094】

さらに、第 1 の実施形態に係る非可逆右手 / 左手系伝送線路を用いた応用例について以下に説明する。当該応用例としては、移相器、漏れ波アンテナ装置、及び共振器について説明する。

30

【0095】

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。ここで提案する非可逆右手 / 左手系伝送線路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。

40

(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。

(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ことにより構成される非可逆移相器。

50

【 0 0 9 6 】

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

【 数 1 6 】

$$\frac{\partial \omega}{\partial \beta}$$

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。

(a) 動作周波数が $\omega_{LH} < \omega < \omega_{0L}$ の領域にある非可逆伝送線路の場合、順方向電力伝送の場合の伝搬定数が負の値を有し、逆方向電力伝送の場合の伝搬定数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 $\omega = \omega_{0L}$ の非可逆伝送線路の場合、順方向電力伝送の場合の伝搬定数が 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伝搬定数が正であり、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 $\omega_{0L} < \omega < \omega_{cL}$ あるいは $\omega_{cU} < \omega < \omega_{0U}$ の領域にある非可逆伝送線路の場合、順方向電力伝送の場合の伝搬定数が正の値を有し、逆方向電力伝送の場合の伝搬定数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。

(d) 動作周波数が $\omega = \omega_{0U}$ の非可逆伝送線路の場合、逆方向電力伝送の場合の伝搬定数が 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伝搬定数が正であり、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 $\omega_{0U} < \omega < \omega_{RHU}$ の領域にある非可逆伝送線路の場合、順方向電力伝送の場合の伝搬定数が正の値を有し、逆方向電力伝送の場合の伝搬定数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。

【 0 0 9 7 】

本発明に係る非可逆右手左手系伝送線路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。

【 0 0 9 8 】

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。

【 0 0 9 9 】

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、発明の非可逆伝送線路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

10

20

30

40

50

線路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、発明の非可逆右手左手系伝送線路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、非結合の切り替えが可能となる。

【0100】

さらに、本実施形態に係る非可逆伝送線路を用いた非可逆漏れ波アンテナ装置について以下に説明する。

【0101】

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しい前方放射を行う。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しい後方放射を行う。漏れ波アンテナを構成する線路部分に、本発明に係る非可逆右手/左手系伝送線路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ることにより構成された非可逆漏れ波アンテナ装置。

【0102】

これらの本実施形態に係る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。

【0103】

(A) 線路の構成パラメータを変えることなく、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、ここで提案する本実施形態に係る非可逆右手/左手系伝送線路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伝送線路の両端から信号を入力、双方向同時伝搬による漏れ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

10

20

30

40

50

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。

【0104】

さらに、本実施形態に係る非可逆伝送線路を用いた共振器について以下に説明する。

【0105】

当該共振器を構成する伝送線路内において、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、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。

10

(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窮大で入出力間に位相変化のない非可逆伝送線路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窮大で入出力間に位相変化のない非可逆伝送線路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。

(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非可逆右手/左手系伝送線路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。

20

(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。

【0106】

図13は、本実施形態に係る非可逆右手左手系伝送線路を用いた共振器の一般的な構成を模式的に表したものである。図16及び図17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16及び図17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14及び図15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。

30

【0107】

第2の実施形態

図21は本発明の第2の実施形態に係る、矩形導波管71で構成された非可逆右手/左手系伝送線路の外観を示す斜視図であり、図22は図21の非可逆右手/左手系伝送線路の内部構成(矩形導波管71を除いたとき)を示す斜視図である。

40

【0108】

図21及び図22において、単位セルを構成する非可逆位相推移現象を持つ伝送線路として、非対称な構成を有する横方向に磁化されたフェライトの充填された導波管モードを利用した伝送線路を示す。ここで、矩形導波管71と金属部73により非対称矩形導波管を構成し、以下同様である。当該線路構造を伝搬する電磁波のTEモードの実効透磁率は、磁気共鳴周波数付近で負となることから、伝送線路モデルにおける直列枝の回路に挿入された容量性素子の役割も果たす。また、空洞もしくは誘電体で充填された導波管TEモードは、カットオフ周波数において、実効誘電率が負となることから、並列枝の回路に誘導性素子の挿入された線路構造となる。この両者の特性を組み合わせ、開口面71Sが

50

ら見て例えば右側一部に金属部 7 3 を所定の周期で有する非対称の矩形導波管 7 1 からなる単位セル内に、Y 方向で磁化 M_s されてなるフェライト部 7 2 と、空隙部（又は誘電体領域）とを所定の周期で繰り返し縦続接続となるよう配置することにより、非可逆右手 / 左手系伝送線路を構成したことを特徴としている。

【 0 1 0 9 】

第 3 の実施形態 .

図 2 3 は本発明の第 3 の実施形態に係る、矩形導波管 7 1 で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の外観を示す斜視図であり、図 2 4 は図 2 3 の非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構成（矩形導波管 7 1 を除いたとき）を示す斜視図である。

【 0 1 1 0 】

図 2 3 及び図 2 4 において、単位セルを構成する非可逆位相推移現象を持つ伝送線路として、Y 方向に磁化 M_s された磁性金属細線構造部 7 2 a 及び金属部 7 3 からなる人工媒質の充填された構成の非対称な導波管モードを利用した伝送線路を示す。ここで、当該線路構造の実効透磁率は、磁気共鳴周波数付近で負となることから、伝送線路モデルにおける直列枝の回路に挿入された容量性素子の役割も果たす。また、磁性体を含まない空洞もしくは誘電体により充填された導波管 TE モードは、カットオフ周波数において、実効誘電率が負となることから、並列枝の回路に誘導性素子の挿入された線路構造となる。この両者の特性を組み合わせるように、開口面 7 1 S から見て例えば右側一部に金属部 7 3 を所定の周期で有する非対称の矩形導波管 7 1 からなる単位セル内に、磁性金属細線構造部 7 2 a と、空隙部（又は誘電体領域）を交互に所定の周期で配置することにより、非可逆右手 / 左手系伝送線路を構成してことを特徴としている。

【 0 1 1 1 】

第 4 の実施形態 .

図 2 5 は本発明の第 4 の実施形態に係る、矩形導波管 7 1 で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の外観を示す斜視図であり、図 2 6 は図 2 5 の非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構成（矩形導波管 7 1 を除いたとき）を示す斜視図である。

【 0 1 1 2 】

図 2 5 及び図 2 6 において、TE カットオフモードを有する矩形導波管 7 1 の中に、垂直方向で磁化 M_s されたフェライト板 7 4 をその板面が矩形導波管 7 1 の YZ 面と平行となるようにかつ電磁波の伝搬方向（Z 方向）に対して周期的に繰り返し挿入配置し、各フェライト板 7 4 にそれぞれ対向するように、横方向の一方の側にスプリットリング共振器 7 5（又はスパイラル共振器）を立設して挿入配置されている。図中には示されていないが、スプリットリング共振器 7 5 は、誘電体基板などにより支持されて立設されている。電磁波の電界方向（Y 方向）と、フェライト板 7 4 中の磁化 M_s の方向がほぼ同一方向を向いている。なお、スプリットリング共振器 7 5 は、スプリットリング共振器 7 5 の軸方向が、電磁波の磁界の横方向成分とほぼ平行になるように配置している。

【 0 1 1 3 】

第 5 の実施形態 .

図 2 7 は本発明の第 5 の実施形態に係る、矩形導波管 7 1 で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の外観を示す斜視図であり、図 2 8 は図 2 7 の非可逆右手 / 左手系伝送線路の内部構成（矩形導波管 7 1 を除いたとき）を示す斜視図である。

【 0 1 1 4 】

図 2 7 及び図 2 8 において、本実施形態に係る伝送線路は、図 2 6 の伝送線路と比較して、図 2 6 のスプリットリング共振器 7 5 を誘電体共振器 7 6 に置き換えたことを特徴としている。本実施形態では、TE カットオフモードを有する矩形導波管 7 1 の中に、垂直磁化 M_s されたフェライト板 7 4 を電磁波の伝搬方向に周期的に繰り返し挿入配置し、各フェライト板 7 4 に対向するようにその一方の横方向に誘電体ディスク共振器 7 6 が周期的挿入配置されている。図中には示されていないが、誘電体ディスク共振器 7 6 は、低誘電率の誘電体基板あるいは背景媒質などにより支持されて立設されている。なお、電磁波の電界方向（Z 方向）とフェライト板 7 4 中の磁化 M_s の方向がほぼ同一方向を向いてい

10

20

30

40

50

る。

【0115】

また、図28において、 Dmd は誘電体ディスク共振器76による磁気双極子の方向を示し、以下の図においても同様である。本実施形態においては、誘電体共振器の形状もしくはその構造の軸方向が重要ではなく、磁気共振状態において、誘電体ディスク共振器76により形成される電磁界分布が、磁気双極子を形成し、その双極子の向き Dmd が電磁波の磁界の横方向成分とほぼ平行になるように配置していることが重要である。

【0116】

なお、図27及び図28の構成が順方向で右手系伝送線路、逆方向で左手系伝送線路となっていることを、本発明者は簡単な数値計算結果により確認している。

10

【0117】

図29は本発明の第5の実施形態の変形例に係る、矩形導波管71で構成された非可逆右手/左手系伝送線路の内部構成(矩形導波管71を除いたとき)を示す斜視図である。図29の伝送線路は、図28の伝送線路に比較して、誘電体ディスク共振器76に代えて、誘電体ロッド共振器76aを設けたことを特徴としており、その他の構成は同様である。

【0118】

第6の実施形態。

図30は本発明の第6の実施形態に係る、1対の金属シート77a, 77bにてなる誘電体伝送線路で構成された非可逆右手/左手系伝送線路の内部構成(上側の金属シート77b(一点鎖線で表示)を除いたとき)を示す斜視図である。図30において、図28のTEカットオフモードを有する矩形導波管71と同様の動作を示すものとして、矩形導波管71に代えて、上下両面が金属シート77a, 77bで覆われた空隙(又は誘電体基板)に、図28のフェライト板74及び誘電体ディスク共振器76のX方向の両側にそれぞれ、複数の金属ポスト78を挿入することにより2つの側壁を形成してなる誘電体伝送線路を示す。

20

【0119】

第7の実施形態。

図31は本発明の第7の実施形態に係る、ストリップ金属シート77c及び接地金属シート77gにてなるストリップ誘電体伝送線路で構成された非可逆右手/左手系伝送線路の内部構成(上側のストリップ金属シート77c(一点鎖線で表示)を除いたとき)を示す斜視図である。図31においては、マイクロストリップ線路を構成するストリップ金属シート77cと接地金属シート77gとの間に、図28の矩形導波管71内で用いられた構成要素全てをそのまま挿入し、さらに実効誘電率を負にする構成として、TEカットオフモードの矩形導波管71を用いる代わりに、フェライト板74間の空隙に挿入立設された金属ポスト79の短絡スタブを用いている。

30

【0120】

第8の実施形態。

図32は本発明の第8の実施形態の変形例に係る、矩形導波管71で構成された非可逆右手/左手系伝送線路の内部構成(矩形導波管71を除いたとき)を示す斜視図である。図32において、本実施形態に係る伝送線路は、図26のフェライト板74を半導体板74aに置き換えかつ矩形導波管71の外部より上記半導体板74aに対して垂直方向の磁界 H_0 を印加する直流磁界発生器30を、矩形導波管71の下部に設けたことを特徴としている。

40

【0121】

第9の実施形態。

図33は本発明の第9の実施形態に係る、フェライト基板80を1対の誘電体シート81, 82で挟設してなる線路基板の上に金属メッシュ形状のストリップ導体83を形成してなるフェライト誘電体伝送線路で構成された非可逆右手/左手系伝送線路の外観を示す斜視図である。

50

【 0 1 2 2 】

図 3 3 において、同一平面内に二次元構成として構成されたスプリットリング共振器 8 4 及びその周囲に形成された金属メッシュ形状のストリップ導体 8 3 を、1 対の誘電体シート 8 1 , 8 2 で挟設されてなるフェライト基板 8 0 に平行でかつその上側に配置することにより伝送線路を構成している。当該例では、ストリップ導体 8 3 とフェライト基板 8 0 との間に誘電体シート 8 2 (又は間隙でもよい)を与えた場合を示している。一方、フェライト基板 8 0 の下側には、

(1) 二次元構成として構成された金属メッシュ形状のストリップ導体 8 3 のみを含む金属膜と、

(2) 二次元構成として構成されたスプリットリング共振器 8 4 のみを含む金属膜と、

(3) 上側の金属膜で構成されているのと、サイズが異なるメッシュ形状のストリップ導体 8 3 及びスプリットリング共振器 8 4 を含む金属膜と

のいずれかを平行に配置し、線路構造に非対称性を与える。下側金属膜とフェライト基板 8 0 との間には間隙 8 1 を設け、フェライト基板 8 0 はその表面に平行な方向に磁化ベクトル M_s を有する。ここで、磁化ベクトル M_s と入射電磁波の電界成分が、ほぼ同じ方向を向くように配置される。なお、図 3 3 において、8 0 S は当該伝送線路へのマイクロ波信号の入射方向を示しており、以下同様である。

【 0 1 2 3 】

なお、図 3 3 において、挿入されている金属膜として、一次元構成を用いることも可能であり、この場合において、スプリットリング共振器 8 4 及び金属細線を電磁波の伝搬方向に交互に配置し、金属細線を電界ベクトルとほぼ平行となる方向に配置するように形成してもよい。また、図 3 3 において、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 8 0 を用いているが、本発明はこれに限らず、外部磁界により磁化される誘電体基板を用いてもよい。

【 0 1 2 4 】

第 1 0 の実施形態 .

図 3 4 は本発明の第 1 0 の実施形態に係る、フェライト基板 8 0 を 1 対の誘電体シート 8 1 , 8 2 で挟設してなる線路基板上に金属メッシュ形状のストリップ導体 8 3 を形成してなるフェライト誘電体伝送線路で構成された非可逆右手 / 左手系伝送線路の外観を示す斜視図である。図 3 4 において、本実施形態では、図 3 3 の伝送線路に比較して、図 3 4 のスプリットリング共振器 8 4 の代わりに誘電体共振器 8 5 を用いたことを特徴としており、その他の構成は同様である。なお、図 3 4 において、誘電体共振器 8 5 としては、誘電体ディスク共振器の場合を示しているが、形状もしくはその構成の軸方向自体が重要なのではなく、磁気共振状態において、共振器の作る電磁界分布が、磁気双極子を形成し、その双極子の向きが電磁波の磁界の横方向成分とほぼ平行になるように配置することが重要である。

【 0 1 2 5 】

第 1 1 及び 1 2 の実施形態 .

図 3 5 は本発明の第 1 1 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路を用いた帯域阻止フィルタの外観を示す斜視図である。また、図 3 6 は本発明の第 1 2 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路を用いた帯域通過フィルタの構成を示すブロック図である。

【 0 1 2 6 】

本実施形態に係る非可逆伝送線路型共振器を用いたフィルタとして、従来技術に係る伝送線路型共振器を用いたフィルタと同様に、少なくとも 1 つ以上の非可逆共振器と給電用伝送線路とを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を用いた伝送線路型共振器を備えたフィルタ。

(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

10

20

30

40

50

間に位相変化のない非可逆伝送線路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非可逆右手／左手系伝送線路を用いた伝送線路型共振器を備えたフィルタ。

これらのフィルタの場合、フィルタを構成する伝送線路型共振器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方に比べて、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。

【 0 1 2 7 】

図 3 5 に図 1 8 の非可逆伝送線路を用いた非可逆伝送線路型共振器と、給電用伝送線路からなる帯域阻止フィルタの一例を示す。ここで、給電用伝送線路は、誘電体基板 1 0 上に形成された、２つのポート P 9 1 , P 9 2 を有するマイクロストリップ線路 1 2 S であって、上記共振器と電磁的にサイド結合するように、図 1 8 の非可逆伝送線路のスタブ導体 1 3 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 1 3 は誘電体基板 1 0 を厚さ方向に貫通するスルーホール導体 1 3 c を介して接地導体 1 1 に接続される。以上のように構成することにより、２つのポート P 9 1 , P 9 2 を有する帯域阻止フィルタを構成することができる。なお、図 3 5 において、ポート用ストリップ導体 1 2 P 1 , 1 2 P 2 などは除去されている。

10

【 0 1 2 8 】

図 6 6 は本発明の第 1 1 の実施形態の第 1 の変形例に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手／左手系伝送線路を用いた帯域阻止フィルタの外観を示す斜視図である。図 6 6 の帯域阻止フィルタは、図 3 5 の帯域阻止フィルタに比較して、２つのポート P 9 1 , P 9 2 を有するマイクロストリップ線路 1 2 S をストリップ導体 1 2 側であって、ストリップ導体 1 2 のマイクロストリップ線路 1 2 S の長手方向に沿って設けたことを特徴としている。ここで、接地導体 1 1 上に置かれた誘電体基板 1 0 において、ストリップ導体 1 2 の直下部分に、部分的にフェライト基板 1 0 F が埋め込まれた構造を有する。フェライト基板 1 0 F は基板表面に対して垂直に磁化され、そのフェライト基板 1 0 F 上においては、セル数が有限の（図 6 6 では 5 セル）で非可逆右手／左手系伝送線路が、両端開放の状態に共振器を構成している。この伝送線路型共振器を誘電体基板 1 0 上に構成されたマイクロストリップ線路 1 2 S に平行でかつ近接させて配置することにより、当該共振器は、共振周波数付近でマイクロストリップ線路 1 2 S に沿って伝搬するマイクロ波信号からエネルギーを搾取し、帯域阻止フィルタとして動作する。

20

30

【 0 1 2 9 】

図 6 7 は本発明の第 1 1 の実施形態の第 2 の変形例に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手／左手系伝送線路を用いた方向性結合器の外観を示す斜視図である。図 6 7 において、非可逆右手／左手系伝送線路と、その対向伝送線路であるマイクロストリップ線路 1 2 S とを互いに平行に近接させて配置することにより、４つのポート P 9 1 ~ P 9 4 を有する方向性結合器を構成している。なお、ストリップ導体 1 2 の直下の誘電体基板 1 0 内にフェライト基板 1 0 F を埋設している。上記対向伝送線路相手の線路としては、例えば、右手系伝送線路、左手系伝送線路、右手／左手系伝送線路、非可逆右手／左手系伝送線路を用いることができる。

40

【 0 1 3 0 】

また、図 3 6 には上記共振器をエッジ結合させた場合の帯域通過フィルタの例を示す。図 3 6 において、非可逆伝送線路 7 0 A は複数 M 個の伝送線路部分 6 0 A - 1 乃至 6 0 A - M をカップリングキャパシタ C c 2 乃至 C c M を介して縦続接続されて構成され、ポート P 8 1 は、伝送線路 6 7 と、カップリングキャパシタ C c 1 と、非可逆伝送線路 7 0 A と、カップリングキャパシタ C c M + 1 と、伝送線路 6 8 とを介してポート P 8 2 に接続され、これにより、帯域通過フィルタを構成する。

【 0 1 3 1 】

以上の図 3 5 及び図 3 6 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、共振器の単位セルが 型で終端に並列誘導性素子が位置す

50

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。

【 0 1 3 2 】

フィルタを構成する非可逆伝送線路型共振器が上記 (iii) のタイプの共振器で構成される場合、各共振器の線路長 (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 3 6 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氣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型共振器の終端位置が電氣的に変えられることから、フィルタを構成する共振器の総数を変えたり、個々の共振器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替えることが可能となる。図 3 5 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替える方法としては、直列容量素子だけでなく、その他の構成パラメータを、上記の電氣的な方法以外に、機械的、電氣的、磁氣的あるいは光学的に、変えることによっても可能である。

10

【 0 1 3 3 】

なお、以上の各実施形態において用いた、非可逆位相推移伝送線路を構成するための磁化 Ms の磁化方向と、マイクロ波の電磁界の伝搬方向の関係について以下に説明する。本実施形態に係る非可逆伝送線路における非対称な構造とは、「電磁波の伝搬方向」と、自発磁化もしくは外部磁界により磁化された「磁化方向」(この磁化方向は、伝搬方向と異なる方向であって、好ましくは直交する方向である。) の 2 つのベクトルよりなる平面に対して非対称となる構造をいう。

20

【 0 1 3 4 】

第 1 3 及び第 1 4 の実施形態。

図 3 7 は本発明の第 1 3 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 7 0 A (T 型単位セルを用いたとき) を用いたアンテナ装置の構成を示すブロック図である。また、図 3 8 は本発明の第 1 4 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 7 0 A (型単位セルを用いたとき) を用いたアンテナ装置の構成を示すブロック図である。

【 0 1 3 5 】

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型共振器を用いたアンテナ装置は、以下の特長を有する。

30

(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。

40

(C) 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、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。

【 0 1 3 6 】

非可逆伝送線路型共振器を用いたアンテナ装置の構成例を、図 3 7 及び図 3 8 に示す。図 3 7 は単位セルが T 型の場合で共振器両端が直列枝容量の場合の一例を示し、図 3 8 は単位セルが 型で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 3 7 及び図 3 8 において、6 7 A はマイクロ波信号の給電方向を示す。

【 0 1 3 7 】

図 3 7 において、ポート P 8 1 は伝送線路 6 7 及びカップリングキャパシタ C c 1 を介して伝送線路装置 7 0 にてなる非可逆伝送線路型共振器のアンテナ装置に接続される。こ

50

ここで、ポート P 8 1 にマイクロ波信号を給電することにより、伝送線路装置 7 0 にてなる非可逆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。

【 0 1 3 8 】

また、図 3 8 において、ポート P 8 1 は伝送線路 6 7 と、互いに電磁的に結合 M された一次コイル 6 6 a 及び二次コイル 6 6 b にてなる変成器 6 6 とを介して伝送線路装置 7 0 にてなる非可逆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 P 8 1 にマイクロ波信号を給電することにより、伝送線路装置 7 0 にてなる非可逆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 6 8 に図 3 8 の変形例を示す。図 6 8 において、磁気結合のための変成器 6 6 に代えて並列インダクタ 6 6 c を挿入したことを特徴としている。

10

【 0 1 3 9 】

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、上記非可逆伝送線路型共振器の応用例としてのアンテナ装置の応用について述べた。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思なすこともできる。以上のことから、本実施形態に係る非可逆伝送線路を用いたアンテナ装置は、伝送線路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。

20

【 0 1 4 0 】

第 1 5 の実施形態。

図 3 9 は本発明の第 1 5 の実施形態に係る、第 1 の実施形態に係る梯子型非可逆右手 / 左手系伝送線路 7 0 A を用いた、位相勾配を有する等電力分配器の構成を示すブロック図である。本実施形態では、非可逆伝送線路型共振器を用いた結合器の一種である等電力分配器について、図 3 9 を参照して以下に説明する。

30

【 0 1 4 1 】

図 3 9 において、マイクロ波信号発生器 6 3 により発生されたマイクロ波信号は伝送線路 6 7 及びカップリングキャパシタ C c 1 を介して線路長 l の伝送線路装置 7 0 A に入力される。伝送線路装置 7 0 A には、線路長方向で所定の間隔 d 1 , d 2 , ... でカップリングキャパシタ 6 5 - 1 乃至 6 5 - N を介してそれぞれ、各出力ポート 8 3 - 1 乃至 8 3 - N を有する信号分岐伝送線路 6 4 - 1 乃至 6 4 - 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型共振器の等電力分配器においては、各出力ポート P 8 3 - 1 乃至 P 8 3 - 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 P 8 3 - 1 乃至 P 8 3 - N 間に位相変化を持たせた電力分配器を構成できる。

40

【 0 1 4 2 】

具体的には、本実施形態に係る非可逆伝送線路型共振器のうち、
(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非可逆右手 / 左手系伝送線路を用いた伝送線路型共振器と
のいずれかの共振器を用いると、伝送線路上で振幅が一定となることから、共振器を構成する伝送線路と出力端子用伝送線路との結合部の設置場所に関係なく、電磁的結合の度合

50

いが同程度となり、設計が容易となる。

【0143】

また、伝送線路上に位相分布が存在することから、共振器と出力ポート用伝送線路間の結合部の設置場所を変えることにより、複数の出力ポート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、電気的、磁気的あるいは光学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も可能となる。

【0144】

上記位相傾斜型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るが、上記等電力分配器の場合、非可逆伝送線路型共振器部分の構成パラメータを、機械的、電気的、磁気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ことから、同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。

【0145】

第16乃至第18の実施形態。

非可逆伝送線路型共振器を用いた発振器について図40乃至図42を参照して以下に説明する。図40は本発明の第16の実施形態に係る、第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路70Aを用いた、直列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。また、図41は本発明の第17の実施形態に係る、第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路70Aを用いた、直列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。さらに、図42は本発明の第18の実施形態に係る、第1の実施形態に係る梯子型非可逆右手/左手系伝送線路70Aを用いた、並列帰還型発振器の構成を示すブロック図である。

【0146】

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。本実施形態に係る非可逆伝送線路型共振器は、共振器としての機能だけでなく、共振器間に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、非可逆伝送線路型共振器部分の構成パラメータを、機械的、電気的、磁気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。

【0147】

図40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86及び50の負荷抵抗87を介して接地され、当該伝送線路86にはカップリングキャパシタC13を介して伝送線路装置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88と、カップリングキャパシタC12と、抵抗値 R_L の負荷抵抗90を介して接地される。なお、伝送線路88の一端には、開放端を有する伝送線路89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。また、図41において、図40の発振器と比較して、FET1のゲートに接続された回路に代えて伝送線路装置70Aの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40及び図41においては、非可逆伝送線路型共振器あるいは同共振器と伝送線路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。

【0148】

図42において、図40の発振器と比較して、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88の他端は伝送線路91及びカップリングキャパシタC14を介して伝送線路装置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91と、カップリングキャパシタC14と、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86とを介してFETQ1のゲートに接続され、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42においては、非可逆伝送線路型共振器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。

【0149】

第19の実施形態。

図43は、本発明の第19の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置1の外観を示す斜視図である。本実施形態に係る伝送線路アンテナ装置1の伝送線路2は、

(a)例えばフェライトなどの磁性体にてなる磁性体基板20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10a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10a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、それぞれ間隙14を形成して、幅wの線路部である複数のストリップ導体12に分断し、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Cと、

(d)上記各ストリップ導体12をそれぞれ接地導体11に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。

なお、図43の伝送線路2では、6個のキャパシタCを装荷し、5個の短絡スタブ導体13を形成してなる5周期の分布定数回路型伝送線路を形成している。また、磁性体基板20及び誘電体基板10を挟設する各ストリップ導体12と接地導体11によりマイクロストリップ線路12Aを構成する。さらに、キャパシタCは入力される高周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、上記各間隙14の浮遊容量のみ、もしくは上記各間隙14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、短絡スタブ導体13の形成間隔は周期p[mm]である。さらに、マイクロストリップ線路12Aの長手方向をX軸方向とし、各短絡スタブ導体13の延在方向をY軸方向とし、磁性体基板20に垂直な上方向をZ軸方向としている。

【0150】

本実施形態に係る伝送線路アンテナ装置1は、上記伝送線路2を用いた伝送線路アンテナ装置であって、

(a)伝送線路2の直下に設けられ、伝送線路2に対して所定の直流磁界 H_0 を印加する、例えば電磁石などの直流磁界発生器30と、

(b)伝送線路2の一端(以下、ポートP1という。)と他端(以下、ポートP2という。)の少なくとも一方に高周波信号を入力し、所定の周波数において、伝送線路2を前進波伝送線路又は後退波伝送線路として動作させ、伝送線路2の非可逆性を利用して、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、伝送線路2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コントローラ50(図52乃至図55参照。)とを備えて構成される。

【0151】

以上のように構成された伝送線路2の回路は、フェライト周期構成線路であって、誘電体基板10上で一端が短絡された短絡スタブ導体13(並列インダクタンスとして動作する)と直列容量であるキャパシタCが周期的にフェライトマイクロストリップ線路12Aに装荷された回路を構成する。直流磁界は直流磁界発生器30から磁性体基板20に対して垂直に印加されており、この伝送線路2にエッジガイドモードが伝搬する。ここでは、エッジガイドモードの分散曲線において透磁率が負になる帯域に着目し、この帯域及びその周辺における伝送特性を求める。当該伝送線路2の回路の散乱パラメータを理論的に求める簡単な方法として等価回路法が有効であるが、この方法は2次元的な電磁界の広がりにより現れるエッジガイドモードの非可逆特性を求めるには困難さがある。ここでは、電磁界シミュレータとして有限要素法に基づくANSOFT製HFSSを用いて、伝搬特性を数値的に求める。

10

20

30

40

50

【 0 1 5 2 】

数値計算により得られた散乱パラメータの周波数特性の例を以下に示す。なお、計算に用いたパラメータは以下の通りである。直流磁界 $\mu_0 H_0 = 30 \text{ mT}$ 、フェライトの飽和磁化 $\mu_0 M_0 = 175 \text{ mT}$ 、磁気損 $\mu_0 H = 5 \text{ mT}$ 、フェライトの磁性体基板 20 の比誘電率 15、誘電体基板 10 の比誘電率 2.6、磁性体基板 20 及び誘電体基板 10 の厚さ $d = 1 \text{ mm}$ 、マイクロストリップ線路 12 A の幅 $w = 0.5 \text{ mm}$ 、伝送線路 2 の周期（間隔） $p = 5 \text{ mm}$ 、短絡スタブ導体 13 の幅 1 mm 、その長さ 7 mm 、直列容量であるキャパシタ $C = 1 \text{ pF}$ 、周期の個数は 5 である。

【 0 1 5 3 】

当該伝送線路 2 は、垂直に磁化された磁性体基板のマイクロストリップ線路 12 A において、直列及び並列に容量性及び誘導性素子が周期的に装荷された構成となっている。ここでは、印加磁界、飽和磁化の大きさに関係なく、並列に挿入されるべき誘導性素子の動作を保障するために、磁性体基板 20 上ではなく、隣接する誘電体基板 10 上に短絡スタブ導体 13 を形成しているが、集中定数素子により置き換えることも可能である。すなわち、短絡スタブ導体 13 を構成するために誘電体基板 10 を設けているが、上記の集中定数素子がマイクロストリップ線路に対して並列にかつ周期的に挿入されている場合には、誘電体基板 10 を設けなくてもよい。つまり、誘電体基板 10 の設置は非可逆伝送特性を得るために必要不可欠なものではない。さらに、図 4 3 においては、直流印加磁界及び磁性体基板 20 の磁性体の磁化方向として z 方向を正方向に選択しているが、本発明はこれに限らず、 $-z$ 方向を正方向に選択してもよい。この場合、ポート P 1 とポート P 2 の伝送特性をそのまま入れ替えることができる。

【 0 1 5 4 】

図 4 4 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 の透過係数 S_{21} 、 S_{12} 及び反射係数 S_{11} 、 S_{22} の振幅の周波数特性を示すグラフであり、図 4 5 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 の透過係数 S_{21} 、 S_{12} の位相の周波数特性を示すグラフである。また、図 4 6 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 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側面模式図であり、図 4 7 は図 1 の伝送線路アンテナ装置 1 のポート P 2 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側面模式図である。

【 0 1 5 5 】

当該垂直に磁化された磁性体基板マイクロストリップ線路 12 A においては、電磁界分布がストリップの片側のエッジ下に集中するエッジガイドモードが主モードとなる。従って構成が非対称性を有する場合、図 4 4 及び図 4 5 に示すように、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特性としては、大きく分けて次の 2 つに分けられる。

【 0 1 5 6 】

まず 1 つ目は、図 4 5 の周波数 1.5 GHz から 2.8 GHz の周波数帯域に見られるように、ポート P 1 からポート P 2 への順方向伝送は透過（透過係数 S_{21} は約 -5 dB 程度であり、ほとんど損失がない。）、ポート P 2 からポート P 1 への逆方向伝送は減衰（透過係数 S_{12} は約 -20 dB 以下であって、ほとんど透過させない。）となる場合である。この場合、当該伝送線路 2 はアイソレータとして用いることができる。

【 0 1 5 7 】

もう 1 つの非可逆特性としては、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。図 4 5 には、散乱行列成分の透過係数 S_{21} 及び S_{12} の位相を単位セル当たりの位相変化として規格化したものを縦軸に用いているが、これは伝搬定数と周期 p の積が単位セル当たりの位相 $[\text{rad}]$ を表すことから $\frac{p}{\lambda}$ で割って規格化した $\frac{p}{\lambda}$ と同じ次元を持つ。従って、図 4 5 は分散曲線に対応する。図 4 5 において、周波数 3 GHz から 3.5 GHz の周波数領域においては、順方向が右手形（前進波）伝送線路（図 4 6）として、逆方向は左手系（後退波）伝送線路（図 4 7）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。特に、図 4 5 中の周波数 3.3 GHz 付近においては、順方向及び逆方向入力の場合の伝搬定数の大きさが同じとなっている（図 4 5 中の黒丸 5 1, 5 2 で表示）。図 4 5 では、順方向及び逆方向の位相特性を表す 2 本の曲線の傾きが共に右下がりとなっているが、分散曲線の傾きはエネルギー伝搬（群速度）の向きに対応するため、図 4 5 は、実際の電力伝送の向きと対応しておらず、順方向及び逆方向に伝搬する電力のいずれも正に選んだ場合の伝搬定数を表している。もちろん実際には、伝送電力は、順方向と逆方向で互いに反平行となるため、結果として、伝搬定数は周波数 3.3 GHz 付近で大きさだけでなく、向き（符号）も同じとなる。

【 0 1 5 8 】

次いで、伝送線路 2 をアンテナ装置 1 として用いたときの放射特性について以下に示す。図 4 8 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 が周波数 $f = 2.4 \text{ GHz}$ において透過非可逆伝送線路アンテナ装置として動作するときの Z X 面の放射パターン図であり、図 4 9 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 が周波数 $f = 2.4 \text{ GHz}$ において減衰非可逆伝送線路アンテナ装置として動作するときの Z X 面の放射パターン図である。また、図 5 0 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 が周波数 $f = 3.3 \text{ GHz}$ において右手系非可逆伝送線路アンテナ装置として動作するときの Z X 面の放射パターン図であり、図 5 1 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 が周波数 $f = 3.3 \text{ GHz}$ において左手系非可逆伝送線路アンテナ装置として動作するときの Z X 面の放射パターン図である。

【 0 1 5 9 】

伝送線路 2 の伝送特性の非可逆特性に対応して、当該伝送線路 2 からの漏洩波放射に見られる非可逆特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（図 4 8 及び図 4 9 参照）。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（図 5 0 及び図 5 1 参照）。このように、フェライト線路の持つ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。

【 0 1 6 0 】

さらに、図 5 2 乃至図 5 5 に右手 / 左手系非可逆伝送線路を用いた漏洩波アンテナ装置の例を示す。

【 0 1 6 1 】

図 5 2 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 を用いた双方向入力アンテナ装置の構成及び動作を示す側面模式図である。図 5 2 において、1 個の高周波信号発生器 4 0 からの高周波信号を電力分配器 4 1 により 2 分配して、1 つの伝送線路 2 に対して互いに逆方向である双方向で両端ポート P 1, P 2 を介して入射し、漏洩波を放射する。すなわち、電力分配器 4 1 から 1 つの高周波信号は可変減衰器 4 2 及び移相器 4 3 を介してポート P 1 を介して伝送線路 2 に入射する一方、電力分配器 4 1 からのもう 1 つの高周波信号は可変減衰器 4 4 及び移相器 4 5 を介してポート P 2 を介して伝送線路 2 に入射する。ここで、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、伝送線路 2 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）を変化することができ、入力ポート P 1, P 2 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、伝送線路 2 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、伝送線路 2 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。

【 0 1 6 2 】

図 5 3 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 を用いた右手系伝送線路側入力アンテナ装置の構成及び動作を示す側面模式図である。図 5 3 は入力ポートとして一方のポート P 1 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、当該伝送線路 2 の終端（ポート P 2）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 2）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 2）のインピーダンスを最適に選んで（例えば、伝送線路 2 の電気長を所定値に選択する。）、伝送線路 2 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、伝送線路 2 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。

【 0 1 6 3 】

図 5 4 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 を用いた左手系伝送線路入力アンテナ装置の構成及び動作を示す側面模式図である。図 5 4 は入力ポートとして一方のポート P 2 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、当該伝送線路 2 の終端（ポート P 1）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、伝送線路 2 の電気長を所定値に選択する。）、伝送線路 2 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、伝送線路 2 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。

10

【 0 1 6 4 】

図 5 5 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 を用いた入力方向スイッチ切り替えアンテナ装置の構成及び動作を示す側面模式図である。図 5 5 はスイッチ 4 6 により入力方向の切り替えが可能なアンテナ装置を示す。図 5 5 のアンテナ装置は、図 5 2 のアンテナ装置と比較して、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 5 においては、図 4 5 中の周波数 $f = 3.3 \text{ GHz}$ で見られるように伝搬定数の大きさが同じ場合、伝搬方向の選択に関係なく、図 5 0 及び図 5 1 のように放射方向が伝搬方向を向くため、スイッチ 4 6 の切り替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偏波特性の切り替えがスイッチング操作により可能となる。図 5 5 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、例えば、図 4 5 中の周波数 3.2 GHz 又は 3.4 GHz を動作周波数として選ぶと、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、伝送線路 2 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。

20

30

【 0 1 6 5 】

第 2 0 の実施形態。

図 5 6 は本発明の第 2 0 の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置（試作回路）の外観を示す斜視図である。当該アンテナ装置の構成は図 1 8 の構成と同様であるが、スタブ導体 1 3 の個数などが異なる。当該試作回路の具体的な構成パラメータは以下の通りである。

(1) フェライト基板 1 0 F として寸法 $5.1 \text{ mm} \times 1.5 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$ の多結晶イットリウム / 鉄 / ガーネット基板を使用した。

40

(2) 誘電体基板 1 0 として、比誘電率 2.6 、寸法 $5.1 \text{ mm} \times 3 \text{ mm} \times 1 \text{ mm}$ の基板を使用した。

(3) 寸法 $60 \text{ mm} \times 20 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ の永久磁石（図示せず。）を接地導体 1 1 の下側に、フェライト基板 1 0 F の面に対して垂直な方向で磁化するよう配置した。

(4) 入出力ポート P 1, P 2 のマイクロストリップ線路は、5 0 の線路幅 0.5 mm を有し、周期 3 mm の短絡スタブ導体 1 3 の線路幅 1 mm を有し、短絡スタブ導体 1 3 の線路長 3 mm を有し、直列容量 0.4 pF のチップコンデンサ（図示せず。）を使用した。なお、単位セルの数 1 6 を有し、外部印加磁界を 131 mT （測定値）とした。

【 0 1 6 6 】

図 5 7 は図 5 6 の伝送線路アンテナ装置の測定結果であって、その伝送特性（相対電力

50

の周波数特性)を示すグラフである。また、図58は図56の伝送線路アンテナ装置の測定結果であって、その伝送特性(正規化伝搬定数 p/λ に対する周波数特性)を示すグラフである。すなわち、図57は散乱行列の大きさを示しており、図58は各パラメータ S_{21} 及び S_{12} の位相特性を分散曲線に変換した図である。図58において、 S_{12} と S_{21} の2本の線が交差する周波数 6.35 GHz の点では電力伝送方向に関係なく伝搬定数が等しいことがわかる。

【0167】

図59は図56の伝送線路アンテナ装置の測定結果であって、順方向右手系伝送線路のXZ面の放射パターンE (P1)を示す図であり、図60は図56の伝送線路アンテナ装置の測定結果であって、逆方向左手系伝送線路のXZ面の放射パターンE (P2)を示す図である。図59及び図60を比較すると、伝送線路に沿って伝搬する電力方向が互いに逆であるにもかかわらず、放射ビームの方向がほぼ同一方向を向いていることが確認できる。

10

【0168】

第21の実施形態。

図61は本発明の第21の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置(設計回路)の数値計算結果であって、その非可逆伝送線路の伝送特性(並列誘導素子及び直列容量素子が挿入されたときの振幅特性)を示すグラフである。また、図62は第21の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置(試作回路)の測定結果であって、その非可逆伝送線路の伝送特性(並列誘導素子及び直列容量素子が挿入されたときの位相特性)を示すグラフである。本実施形態では、図56と同様に構成したときの別の実施例について以下に説明する。ここで、数値計算に用いた構成パラメータを以下に示す。

20

【0169】

(1)フェライト基板10Fとして、イットリウム/鉄/ガーネット(YIG)基板を仮定し、飽和磁化 $\mu_0 M_s = 0.175\text{ T}$ であり、磁気損失 $H = 500\text{ e}$ 、比誘電率15、内部直流磁界 $\mu_0 H_0 = 0.05\text{ T}$ とした。

(2)誘電体基板10の比誘電率2.6とした。各基板10F, 10の厚さを共に1mmとし、入出力ポートP1, P2であるマイクロストリップ線路の特性インピーダンスがほぼ50 Ω となるようストリップ幅を2.4mmとした。

(3)フェライト基板10Fのエッジ付近に設けられたマイクロストリップ線路幅は同様の理由により、0.5mmとした。

30

(4)単位セルとしては、図3に対応する対称T型伝送線路(周期 $p = 3\text{ mm}$)を用い、挿入される容量として $C = 0.6\text{ pF}$ (フェライト基板10Fの線路部分の両端は2Cである。図3参照。)を挿入している。誘導性短絡スタブ導体13としては、幅1mm及び長さ3.5mmのストリップ導体を用いた。

(5)セル数16に設定した。

【0170】

図61及び図62から明らかなように、基板に対して垂直な方向に磁化されたフェライト基板10F上のマイクロストリップ線路12Aにおいては、電磁界分布がストリップの片側のエッジ下に集中するエッジモードが主モードとなる。従って、当該伝送線路が非対称性の構造を有する場合、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造に見られる伝送特性の非可逆特性としては、大きく分けて次の2つに分けられる。まず1つ目は図61の4.2GHzから5.5GHzの周波数帯域に見られるように、順方向(S_{21})は透過、逆方向(S_{12})は減衰となる場合である。この場合、同線路はアイソレータとして用いることができる。もう1つの非可逆特性としては、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。図62には、散乱行列成分係数 S_{21} 及び S_{12} の位相を単位セル当りの位相変化として規格化したものを縦軸に用いているが、これは伝搬定数 β に周期 p を掛けて規格化した $\beta p/\lambda$ と同じ次元を持つ。従って、図62は分散曲線に対応する。図62では順方向及び逆方向の位相特性を表す2本の曲線の傾きが共に右下がりとなっているが、分散曲線の傾きはエネルギー伝搬

40

50

(群速度)の向きに対応するため、図62は、実際の電力伝送の向きと対応しておらず、順方向及び逆方向に伝搬する電力のいずれも正に選んだ場合の伝搬定数を表している。

【0171】

図63は第21の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置(設計回路)の数値計算結果であって、その非可逆伝送線路の分散曲線を示すグラフである。すなわち、伝送電力の向きを考慮して、図62を - ダイアグラムに変換したものを図63に示す。図63において、周波数4.6GHzから5.6GHzの周波数領域においては、順方向が右手系(前進波)伝送線路として、逆方向は左手系(後退波)伝送線路として動作している。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、この線路は伝送電力方向選択性位相制御として応用できる。特に、図63中の周波数5.2GHz付近においては、順方向及び逆方向入力の場合の伝搬定数の大きさが同じとなっている(図63中の黒丸で表示している交差点をいう)。当該周波数が、図8の角周波数 ω_0 に対応する。このように、伝送電力が逆向きで、等しい波数ベクトルを持つデュアルモードが結合を起こすことなく、独立に伝搬可能であることが具体的な構成において、三次元フルベクトル電磁界シミュレーションを用いた数値計算により示された。

10

【0172】

さらに、本実施形態に係る非可逆伝送線路の磁気同調性について以下に説明する。

【0173】

上述のように、実際に非可逆伝送線路の構成が可能であることを垂直に磁化されたフェライト基板を用いて明らかにした。実際、このようなフェライト基板内の直流磁界が、ほぼゼロであるかもしくは非常に大きくて、磁気共鳴周波数が関心ある周波数帯よりも十分大きい場合、フェライト基板は誘電体基板と同様の振舞いをする。すなわち、上述したような非可逆位相推移現象は消滅する。その結果、従来技術に係る右手/左手系複合伝送線路と全く同じ動作をする。

20

【0174】

図64は第21の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置(設計回路)の数値計算結果であって、内部直流磁界がゼロのときの可逆伝送線路の伝送特性(振幅特性)を示すグラフである。また、図65は第21の実施形態に係る伝送線路アンテナ装置(試作回路)の測定結果であって、内部直流磁界がゼロのときの可逆伝送線路の伝送特性(位相特性)を示すグラフである。すなわち、構成パラメータが図62と同じ場合で、内部直流磁界のみがゼロの場合の伝送特性を図64及び図65に示す。図64及び図65から明らかのように、右手系及び左手系伝送帯域の間に阻止帯域は現れず、インピーダンス整合がほぼ保たれていることがわかる。但し、右手系と左手系伝送帯域の間の伝搬定数 $\beta_p = \beta_m = 0$ となる周波数は、図65からわかるように周波数 $f = 4.95 \text{ GHz}$ であり、図63において伝搬定数 $\beta_p = \beta_m$ となる周波数 $f = 5.2 \text{ GHz}$ に比べて数%低くなっていることがわかる。これを補償するためには、内部直流磁界の変化は、透磁率テンソルの変化すなわち線路の実効透磁率の変化に主として現れるため、直列に挿入された容量性素子を電気的に変化させることにより、伝搬定数 $\beta_p = \beta_m$ となる周波数を一定にすることも可能である。以上のことから、内部直流磁界及び直列容量性素子を変化させることにより、図8の対称軸のシフト量 $\Delta\omega/2$ に相当する物理量を電気的に変化させることが可能である。

30

40

【0175】

また、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、電気的に構成パラメータを変えることにより、同位相差を電気的に変えることも可能である。

【0176】

以上の各実施形態に係る伝送線路マイクロ波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。

【0177】

(A) 非可逆伝送線路 .

50

(1) 同一周波数において、順方向が右手系伝送（フォワード波伝搬）で逆方向が左手系伝送（バックワード波伝搬）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大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大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非可逆右手/左手系伝送線路の構成。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、非可逆右手/左手系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)の非可逆右手/左手系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

10

20

30

40

50

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)の非可逆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)の非可逆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。

(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。

【産業上の利用可能性】

【0178】

以上詳述したように、本発明に係る伝送線路マイクロ波装置によれば、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、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少なくとも1つの非可逆伝送線路部分を備え、上記少なくとも1つの非可逆伝送線路部分を第1と第2のポートの間で縦続接続して構成されたマイクロ波伝送線路を備える。

【0179】

従って、従来技術に比較して大幅に小型化できかつ特有の作用効果を有する伝送線路マイクロ波装置を提供することができる。具体的には、上記第1と第2のポートからそれぞれマイクロ波を入力した場合、伝送電力の向きは相反する方向関係にあるにもかかわらず、波数ベクトルの等しい2つの相異なる右手系モード及び左手系モードを伝送させることができる。この現象を利用して、マイクロ波移相器、漏れ波アンテナ装置及びマイクロ波電力分配器を構成できる。また、上記マイクロ波共振器を構成することにより、線路長に依存せず所定の共振周波数を有し、マイクロ波伝送線路の線路方向に対して電磁界分布の大きさが一定でありかつ波数ベクトルにより定まる位相変化(位相勾配)を有するという特有の作用効果を有する。この特長を利用して、マイクロ波結合器、マイクロ波フィルタ、マイクロ波発振器及びマイクロ波アンテナ装置を構成できる。

【0180】

また、本発明に係る伝送線路アンテナ装置によれば、上記伝送線路の一端と他端の少なくとも一方に高周波信号を入力し、所定の周波数において、上記伝送線路を前進波伝送線

10

20

30

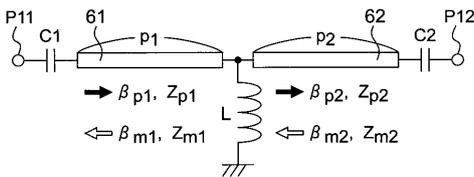
40

50

路又は後退波伝送線路として動作させ、上記伝送線路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、上記伝送線路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。従って、左手系又は右手系伝送線路などの伝送線路からの漏洩波を用いて、主ビームを形成しかつ主ビーム方向を制御可能な伝送線路アンテナ装置を提供することができる。特に、1つの伝送線路で主ビームの方向を制御可能なアンテナ装置を形成でき、複数のアンテナ素子を備えた従来技術のアレーアンテナに比較して大幅に小型化し、しかも製造工程が簡単である。

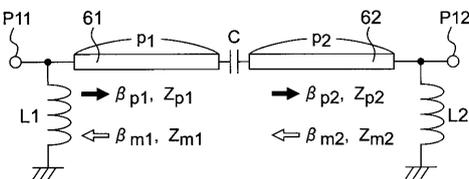
【 図 1 】

60A



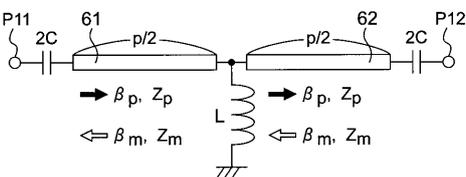
【 図 2 】

60B



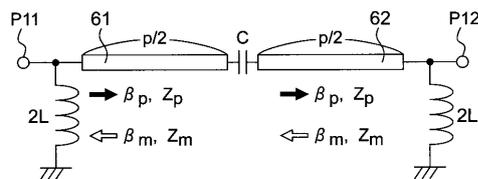
【 図 3 】

60C

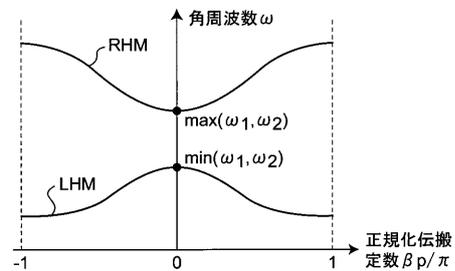


【 図 4 】

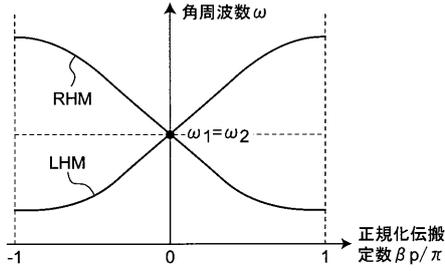
60D



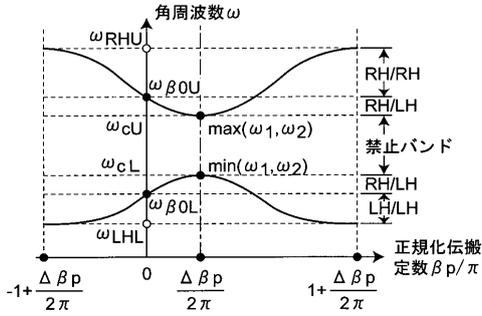
【 図 5 】



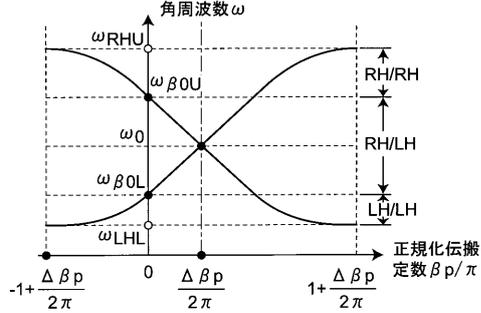
【 図 6 】



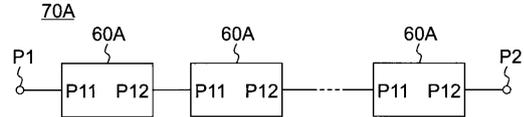
【 図 7 】



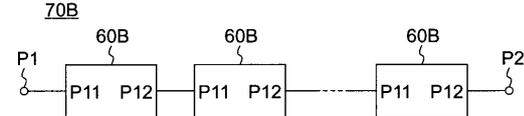
【 図 8 】



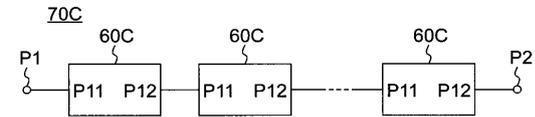
【 図 9 】



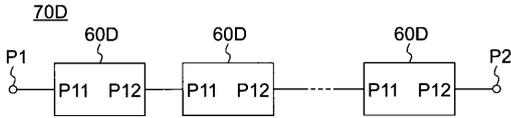
【 図 10 】



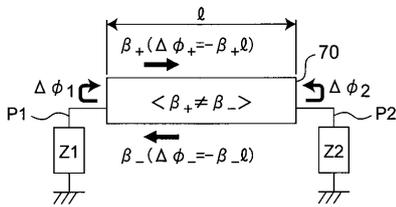
【 図 11 】



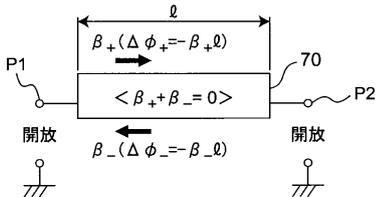
【 図 12 】



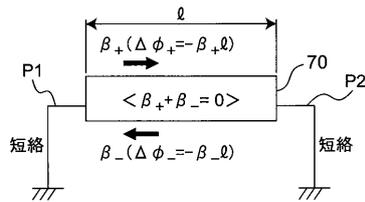
【 図 13 】



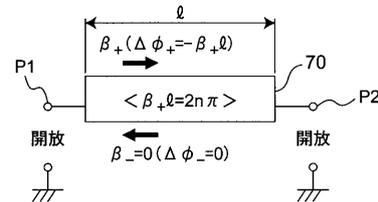
【 図 14 】



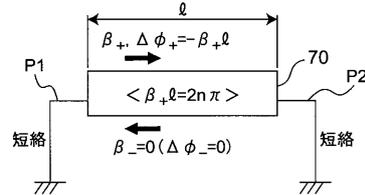
【 図 15 】



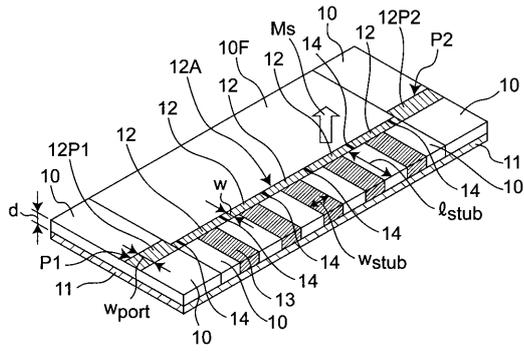
【 図 16 】



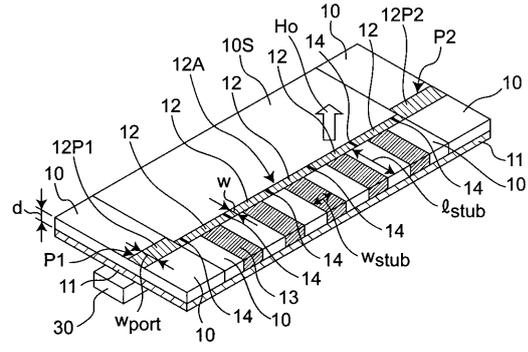
【 図 17 】



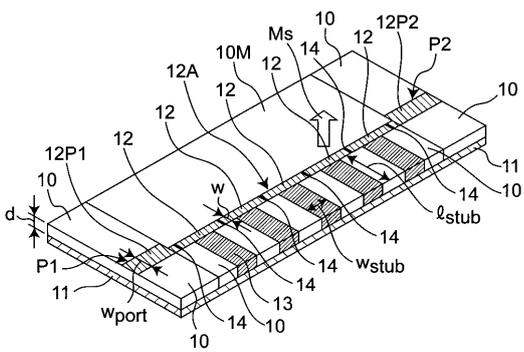
【 図 1 8 】



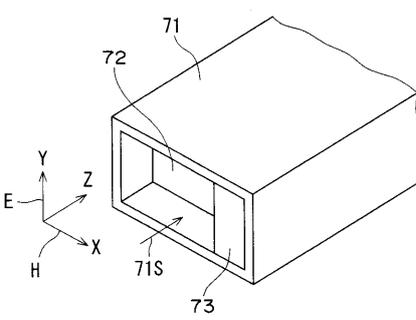
【 図 2 0 】



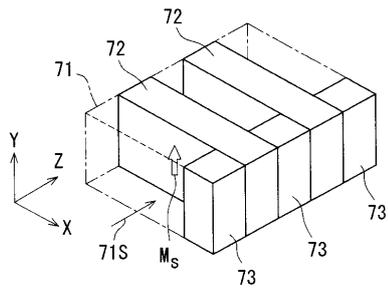
【 図 1 9 】



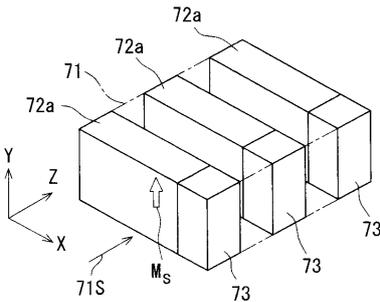
【 図 2 1 】



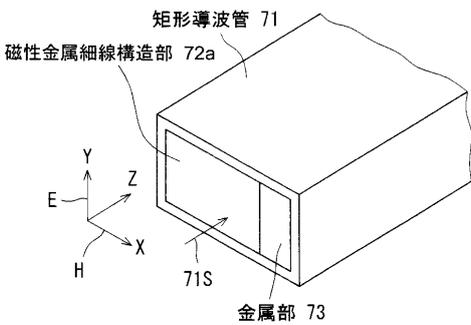
【 図 2 2 】



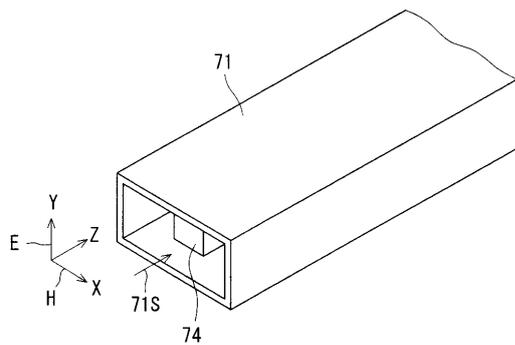
【 図 2 4 】



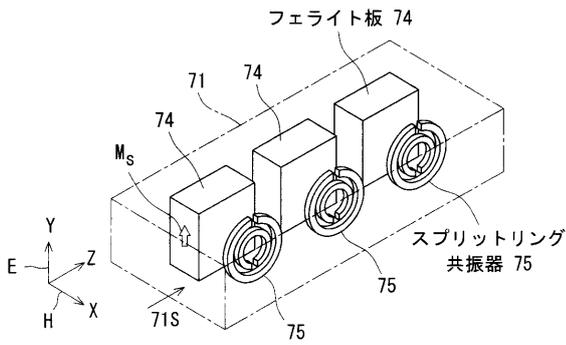
【 図 2 3 】



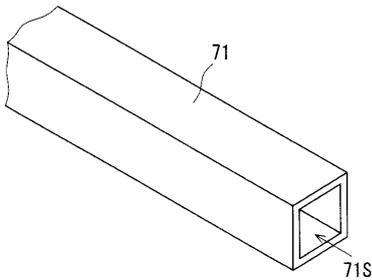
【 図 2 5 】



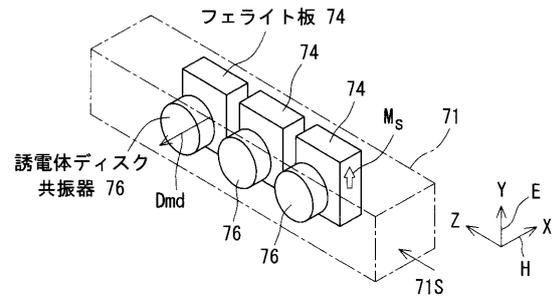
【図26】



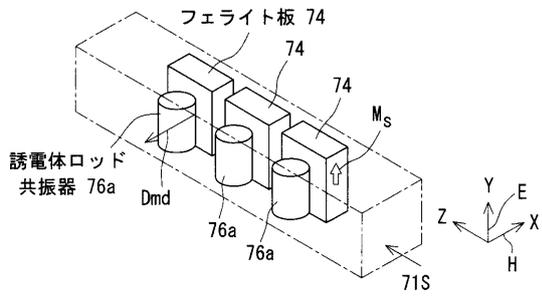
【図27】



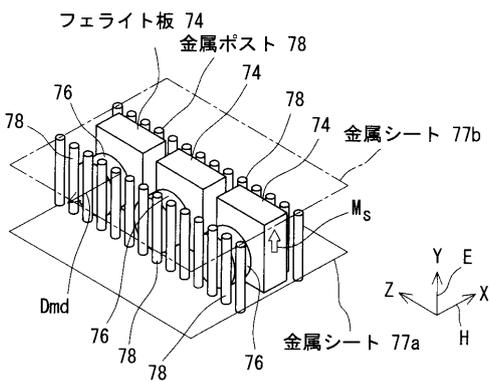
【図28】



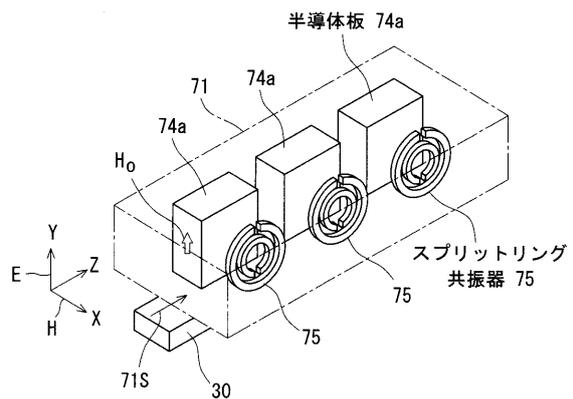
【図29】



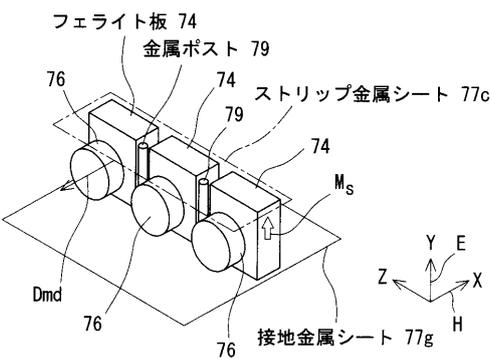
【図30】



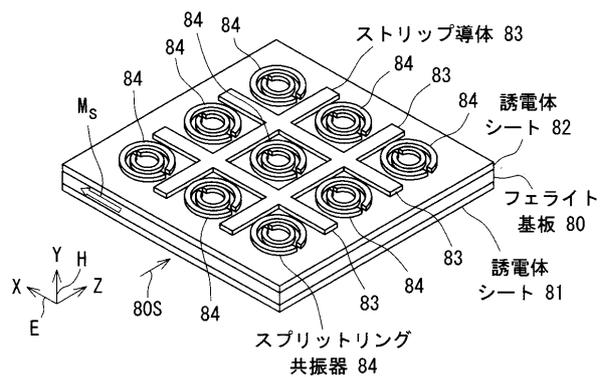
【図32】



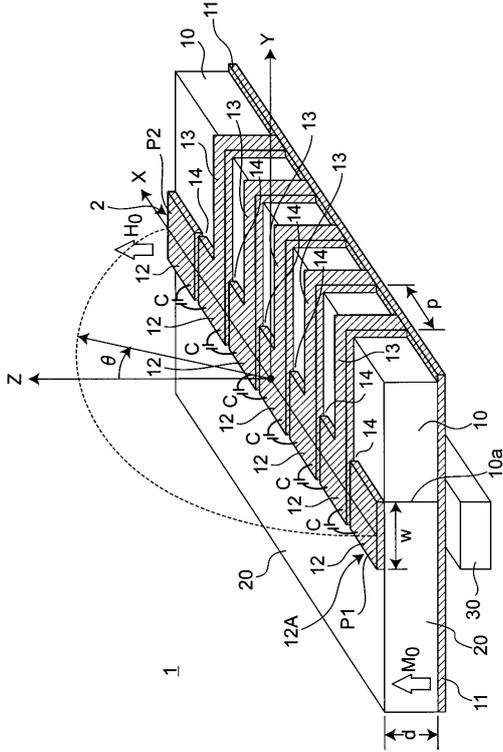
【図31】



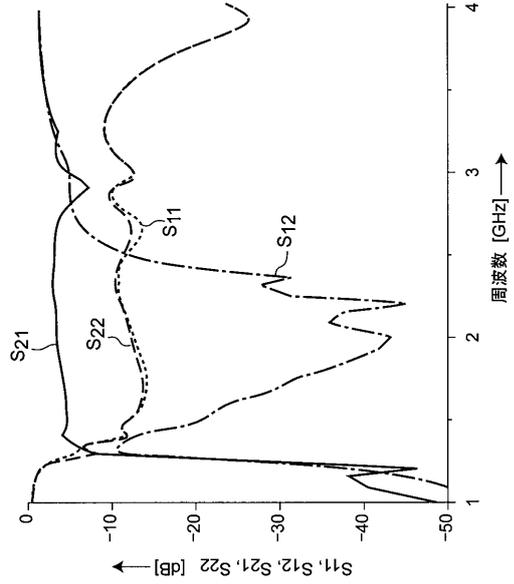
【図33】



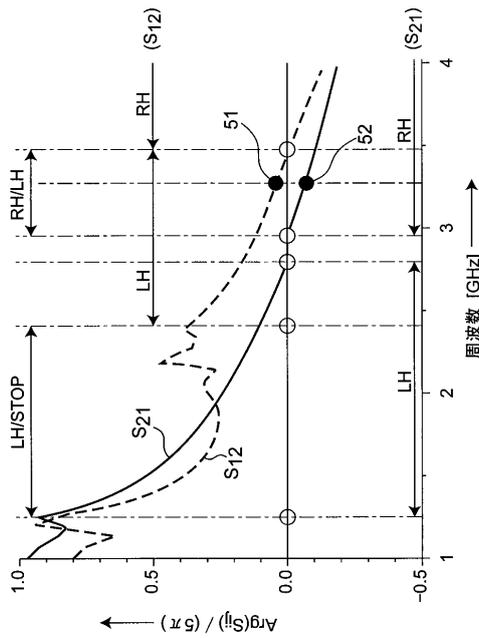
【図 4 3】



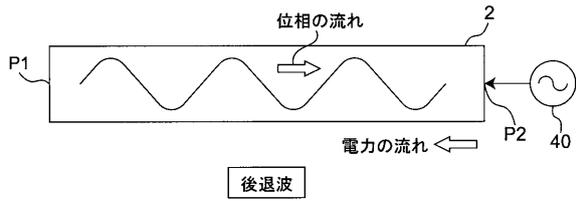
【図 4 4】



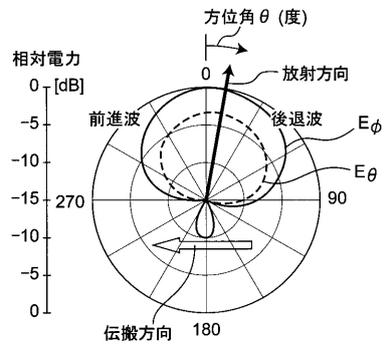
【図 4 5】



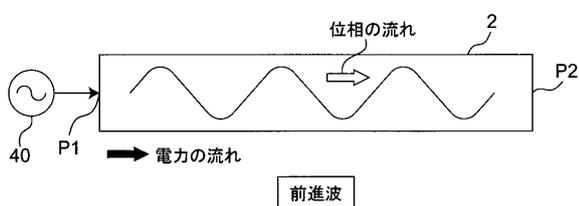
【図 4 7】



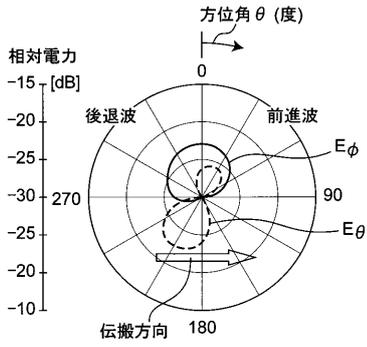
【図 4 8】



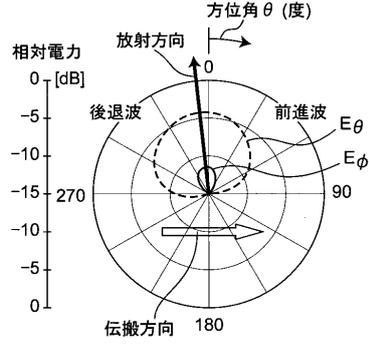
【図 4 6】



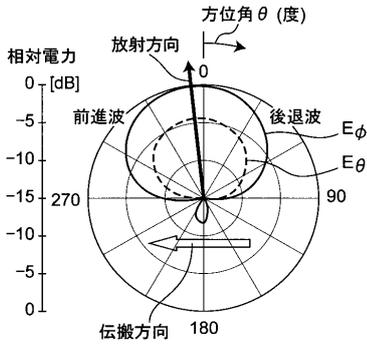
【 図 4 9 】



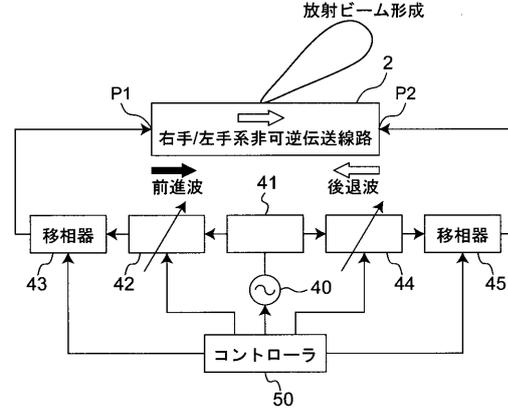
【 図 5 1 】



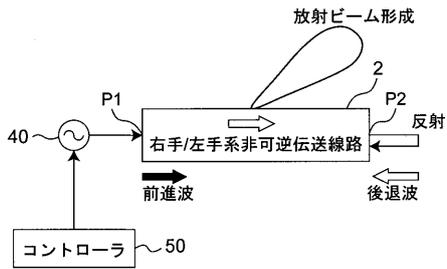
【 図 5 0 】



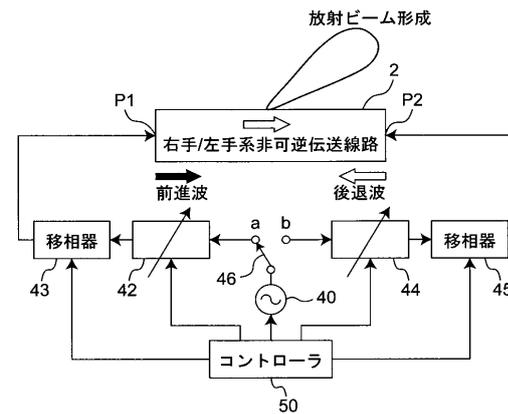
【 図 5 2 】



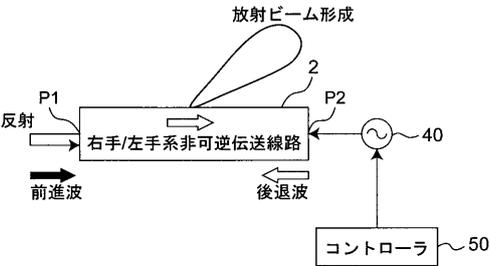
【 図 5 3 】



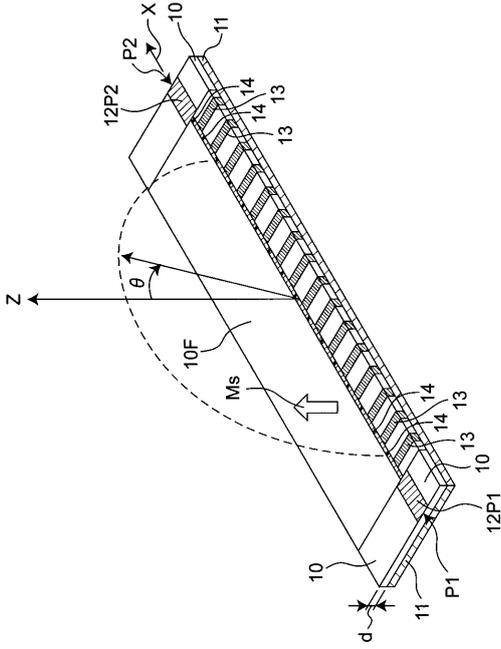
【 図 5 5 】



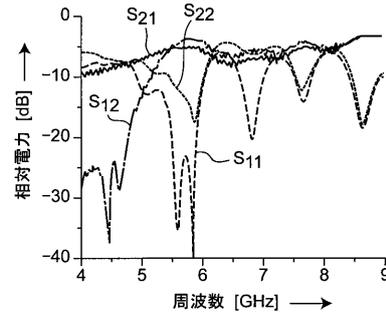
【 図 5 4 】



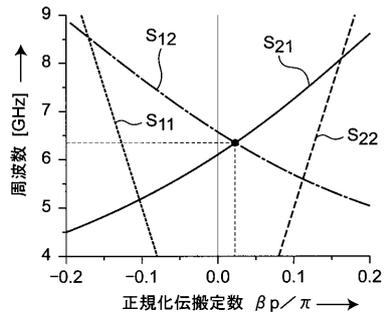
【 図 5 6 】



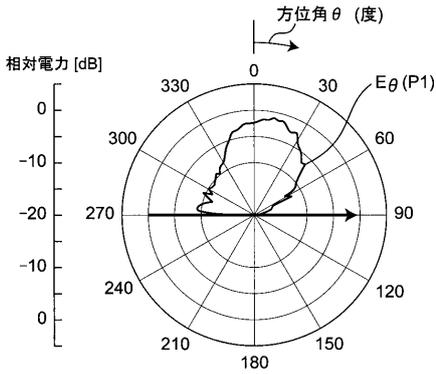
【 図 5 7 】



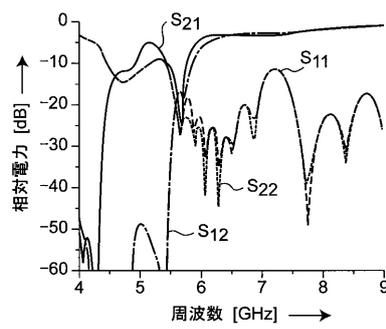
【 図 5 8 】



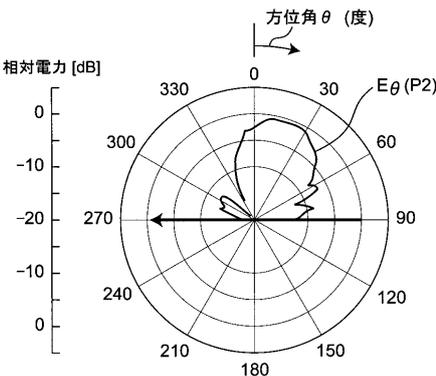
【 図 5 9 】



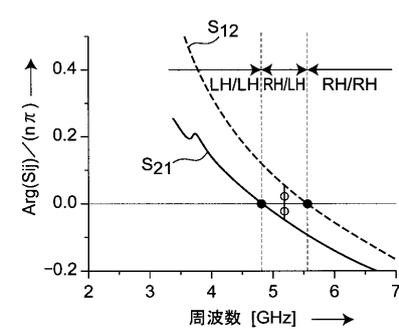
【 図 6 1 】



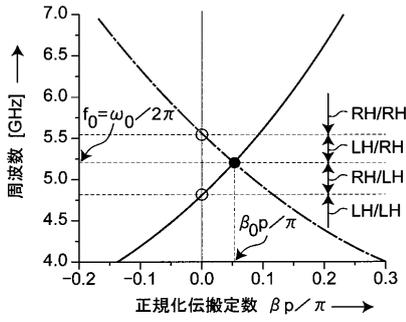
【 図 6 0 】



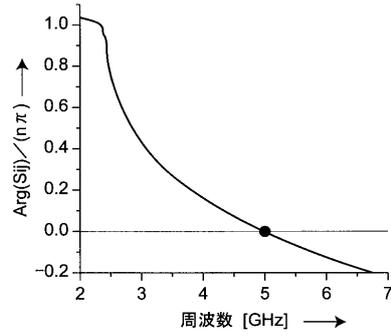
【 図 6 2 】



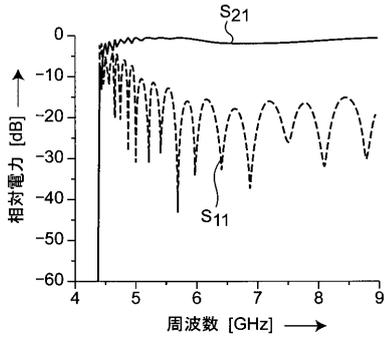
【 図 6 3 】



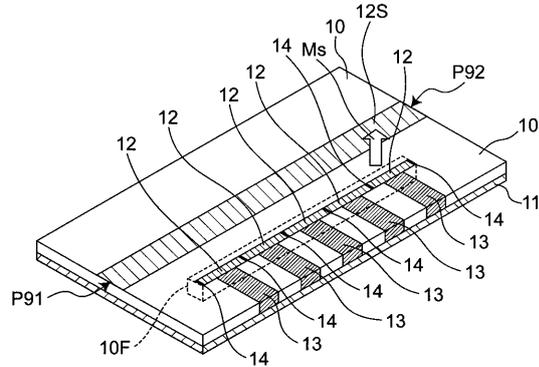
【 図 6 5 】



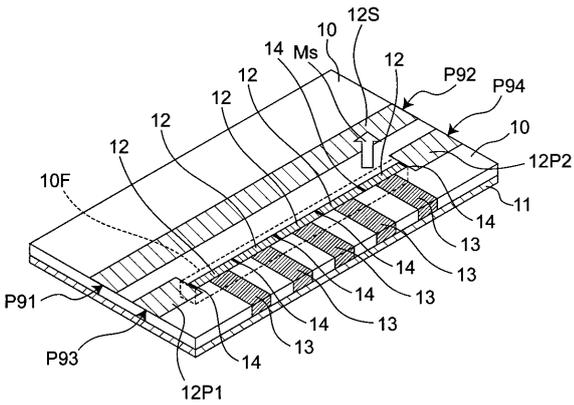
【 図 6 4 】



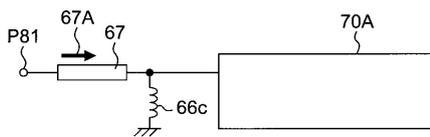
【 図 6 6 】



【 図 6 7 】



【 図 6 8 】



【手続補正書】

【提出日】平成21年9月17日(2009.9.17)

【手続補正1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

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、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少なくとも1つの非可逆伝送線路部分を備え、

上記少なくとも1つの非可逆伝送線路部分を第1と第2のポートの間で縦続接続して構成されたマイクロ波伝送線路を備えたことを特徴とする伝送線路マイクロ波装置。

【請求項2】

所定の動作周波数において、上記マイクロ波伝送線路において第1のポートから第2のポートに向う方向では左手系伝送で電力伝送されかつ第2のポートから第1のポートに向う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記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項3】

所定の動作周波数において、上記マイクロ波伝送線路において第1のポートから第2のポートに向う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第2のポートから第1のポートに向う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、上記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記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項4】

上記マイクロ波伝送線路は、上記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、所定の位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乃至3のうちのいずれか1つに記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項5】

上記マイクロ波伝送線路は、所定の動作周波数において、上記マイクロ波伝送線路においてマイクロ波信号が第1のポートから第2のポートに向う伝搬方向で伝搬するとき、上記伝搬方向に対して斜め前方、斜め後方、もしくはブロードサイド方向に漏れ波の主ビームを有する放射パターンの無線信号を放射する漏れ波アンテナ装置であることを特徴とする請求項1乃至3のうちのいずれか1つに記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項6】

上記伝送線路マイクロ波装置は、第1のポートから第2のポートに向う方向で伝搬する第1のモードの伝搬定数を β_1 とし、第2のポートから第1のポートに向う方向で伝搬する第2のモードの伝搬定数を β_2 としたとき、 $\beta_1 = -\beta_2$ 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2記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項7】

上記マイクロ波共振器と、

上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた結合用伝送線路とを備えることにより、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6記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項8】

上記マイクロ波共振器と、

上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた負性抵抗素子とを備えることにより、マイクロ波発振器を構成したことを特徴とする請求項 6 記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 9】

上記マイクロ波共振器と、

上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた給電用伝送線路とを備えることにより、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 6 記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 10】

上記マイクロ波共振器と、

上記マイクロ波共振器と結合するように設けられた給電用伝送線路と、

上記マイクロ波共振器のマイクロ波伝送線路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ることにより、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 6 記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 11】

上記マイクロ波伝送線路は、自発磁化もしくは外部磁界により磁化された基板上に形成された非対称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 乃至 10 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 12】

上記マイクロ波伝送線路は、自発磁化もしくは外部磁界により磁化された磁性体を含む非対称導波管であることを特徴とする請求項 1 乃至 10 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 13】

上記マイクロ波伝送線路は、自発磁化もしくは外部磁界により磁化された磁性体を含む非対称誘電体伝送線路であることを特徴とする請求項 1 乃至 10 のうちのいずれか 1 つに記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 14】

上記マイクロ波伝送線路において、上記直列枝の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、上記並列枝の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 12 又は 13 記載の伝送線路マイクロ波装置。

【請求項 15】

自発磁化もしくは外部磁界により磁化され、裏面に接地導体を有する基板と、

上記基板上に形成されたマイクロストリップ線路と、

上記マイクロストリップ線路を複数の線路部に分断し、上記分断された複数の線路部のうちの互いに隣接する各線路部を接続する複数のキャパシタと、

上記各線路部をそれぞれ接地導体に接続する複数の短絡スタブ導体とを備えた伝送線路を用いた請求項 5 記載の伝送線路マイクロ波装置である伝送線路アンテナ装置であって、

上記伝送線路の一端と他端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、上記伝送線路を前進波伝送線路又は後退波伝送線路として動作させ、上記伝送線路の非可逆性を利用して、上記伝送線路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とを備えたことを特徴とする伝送線路アンテナ装置。

【請求項 16】

上記基板はさらに誘電体基板を含み、上記磁性体基板と上記誘電体基板とをそれらの側面同士で境界部分にて合体してなり、裏面に接地導体を有することを特徴とする請求項 15 記載の伝送線路アンテナ装置。

【請求項 17】

上記制御手段は、上記伝送線路の一端及び他端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 15 又は 16 記載の伝送線路アンテナ装置。

【請求項 18】

上記制御手段は、上記伝送線路の一端に上記高周波信号を入力し、上記伝送線路の他端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る請求項 15 又は 16 記載の伝送線路アンテナ装置。

【請求項 19】

上記制御手段は、上記伝送線路の他端に上記高周波信号を入力し、上記伝送線路の一端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 15 又は 16 記載の伝送線路アンテナ装置。

【請求項 20】

上記制御手段は、上記伝送線路の一端及び他端にそれぞれ上記高周波信号を選択的に入力し、放射波の主ビームを切り替えることを特徴とする請求項 15 又は 16 記載の伝送線路アンテナ装置。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0012

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0012】

さらに、上記伝送線路マイクロ波装置において、上記マイクロ波伝送線路は、上記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、所定の位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。

【手続補正 3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0013

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0013】

またさらに、上記伝送線路マイクロ波装置において、上記マイクロ波伝送線路は、所定の動作周波数において、上記マイクロ波伝送線路においてマイクロ波信号が第 1 のポートから第 2 のポートに向う伝搬方向で伝搬するとき、上記伝搬方向に対して斜め前方、斜め後方、もしくはブロードサイド方向に漏れ波の主ビームを有する放射パターンの無線信号を放射する漏れ波アンテナ装置であることを特徴とする。

【手続補正 4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0014

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0014】

さらに、上記伝送線路マイクロ波装置は、第 1 のポートから第 2 のポートに向う方向で伝搬する第 1 のモードの伝搬定数を β_1 とし、第 2 のポートから第 1 のポートに向う方向で伝搬する第 2 のモードの伝搬定数を β_2 としたとき、 $\beta_1 = -\beta_2$ 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。但し、 β_1 と β_2 の符号は、右手系伝送の場合に正となるように選んでいる。

【手続補正 5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0023

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0023】

第 2 の発明に係る伝送線路アンテナ装置は、

自発磁化もしくは外部磁界により磁化され、裏面に接地導体を有する基板と、
上記基板上に形成されたマイクロストリップ線路と、
上記マイクロストリップ線路を複数の線路部に分断し、上記分断された複数の線路部のうちの互いに隣接する各線路部を接続する複数のキャパシタと、
上記各線路部をそれぞれ接地導体に接続する複数の短絡スタブ導体とを備えた伝送線路を用いた上記伝送線路マイクロ波装置である伝送線路アンテナ装置であって、
上記伝送線路の一端と他端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、上記伝送線路を前進波伝送線路又は後退波伝送線路として動作させ、上記伝送線路の非可逆性を利用して、上記伝送線路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とを備えたことを特徴とする。

【手続補正 6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0026

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0026】

さらに、上記伝送線路アンテナ装置において、上記制御手段は、上記伝送線路の一端に上記高周波信号を入力し、上記伝送線路の他端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る。

【手続補正 7】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0027

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0027】

またさらに、上記伝送線路アンテナ装置において、上記制御手段は、上記伝送線路の他端に上記高周波信号を入力し、上記伝送線路の一端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。

【手続補正 8】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0028

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0028】

またさらに、上記伝送線路アンテナ装置において、上記制御手段は、上記伝送線路の一端及び他端にそれぞれ上記高周波信号を選択的に入力し、放射波の主ビームを切り替えることを特徴とする。

【手続補正 9】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0045

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0045】

図1乃至図4に示す線路構造は単純で、それぞれ線路長（図3及び図4において線路長 $p/2$ であり、図1及び図2において線路長 p_1 , p_2 である。）を有する2本の伝送線路部分 6_1 , 6_2 を含む非可逆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ており、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値を示すために図1においては、それぞれキャパシタ C_i ($i = 1, 2$) 及びインダクタ L を挿入する。同様に、図2においては、キャパシタ C 及びインダクタ L_i ($i = 1, 2$) を挿入する。非可逆伝送線路部分の特性を表

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。）の伝搬定数及び特性インピーダンスをそれぞれ β_p 及び Z_p とし、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_m 及び Z_m としている。具体的例として、図 1 及び 2 に示すように、伝搬定数 β_{p1} 、特性インピーダンス Z_{p1} 及び線路長 p_1 を有する伝送線路部分 6 1 と、伝搬定数 β_{p2} 、特性インピーダンス Z_{p2} 及び線路長 p_2 を有する伝送線路部分 6 2 とを有する伝送線路において、図 3 及び図 4 のような対称型伝送線路の場合（ $\beta_{p1} = \beta_{p2} = \beta / 2$ 、 $\beta_{m1} = \beta_{m2} = \beta_m$ 、 $Z_{p1} = Z_{p2} = Z_p$ 、 $Z_{m1} = Z_{m2} = Z_m$ である。特に、T 型の場合 $C_1 = C_2 = 2C$ 、 π 型の場合、 $L_1 = L_2 = 2L$ である。）において、単位セル 6 0 A ~ 6 0 D の両端に対して周期的境界条件を課すと、次式を得る。

【手続補正 1 0】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0 0 4 8

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0 0 4 8】

【数 1】

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

【手続補正 1 1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0 0 5 1

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0 0 5 1】

【数 2】

$\cos\beta p$

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

【手続補正 1 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0 0 6 1

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0 0 6 1】

このように、非可逆伝送線路を用いた右手/左手系複合伝送線路が、可逆伝送線路を用いた場合と大きく異なるのは、分散曲線の対称軸が 軸からシフトすることであり、これは、順方向と逆方向の伝搬定数が β_p 、 β_m 、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。

【手続補正 1 3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0 0 6 4

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0 0 6 4】

比較のため、従来技術に係る可逆伝送線路の場合を考えると、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 (3) 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、伝搬定数 $\beta = 0$ の点で 2 つのモードが結合することなく交差することにな

る。同様に、式(1)により与えられる分散曲線の対称軸線上 $\beta = \beta_0 / 2$ 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。

【手続補正14】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0084

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0084】

本発明に係る本実施形態では、式(8)すなわち

[数5]

$$+ = -$$

を満たす非可逆伝送線路型マイクロ波共振器を提案する。この条件は、伝送線路の伝搬特性として、一方の伝搬方向は右手系伝送(フォワード波)、逆方向の伝搬においては左手系伝送(バックワード波)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。これは先に提案した非可逆右手左手系伝送線路に関して、上述の伝送帯域(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構成可能である(図7及び図8参照。)。

【手続補正15】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0093

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0093】

図20は第1の実施形態に係る、半導体基板10Sを有する非可逆右手/左手系伝送線路の第3の例の外観を示す斜視図である。図20において、当該例の非可逆右手/左手系伝送線路は、図18の例に比較して、フェライト基板10Fに代えて、半導体基板10Sと、それに対して垂直直流磁界を印加する直流磁界発生器30を用いたことを特徴としている。すなわち、単位セルを構成する非可逆位相推移現象を持つ伝送線路として、直流磁界発生器30により垂直磁界H₀により磁化された半導体基板10Sを用いた非対称な構成を有するマイクロストリップ線路12Aに沿って伝搬するエッジモードを利用した非可逆右手/左手系伝送線路を示す。ここで、当該伝送線路の直列枝に集中定数容量素子である間隙14のキャパシタCを形成し、並列枝に誘導性素子として短絡スタブ導体13を半導体基板10Sに隣接して置かれた誘電体基板10上に形成することを特徴としている。

【手続補正16】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0114

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0114】

図27及び図28において、本実施形態に係る伝送線路は、図26の伝送線路と比較して、図26のスプリットリング共振器75を誘電体共振器76に置き換えたことを特徴としている。本実施形態では、TEカットオフモードを有する矩形導波管71の中に、垂直磁化M_sされたフェライト板74を電磁波の伝搬方向に周期的に繰り返し挿入配置し、各フェライト板74に対向するようにその一方の横方向に誘電体ディスク共振器76が周期的挿入配置されている。図中には示されていないが、誘電体ディスク共振器76は、低誘電率の誘電体基板あるいは背景媒質などにより支持されて立設されている。なお、電磁波の電界方向(Y方向)とフェライト板74中の磁化M_sの方向がほぼ同一方向を向いている。

【手続補正17】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0147

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0147】

図40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86及び50の負荷抵抗87を介して接地され、当該伝送線路86にはカップリングキャパシタC13を介して伝送線路装置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88と、カップリングキャパシタC12と、抵抗値 R_L の負荷抵抗90を介して接地される。なお、伝送線路88の一端には、開放端を有する伝送線路89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。また、図41において、図40の発振器と比較して、FETQ1のゲートに接続された回路に代えて伝送線路装置70Aの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40及び図41においては、非可逆伝送線路型共振器あるいは同共振器と伝送線路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。

【手続補正18】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0151

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0151】

以上のように構成された伝送線路2の回路は、フェライト周期構造線路であって、誘電体基板10上で一端が短絡された短絡スタブ導体13（並列インダクタンスとして動作する）と直列容量であるキャパシタCが周期的にフェライトマイクロストリップ線路12Aに装荷された回路を構成する。直流磁界は直流磁界発生器30から磁性体基板20に対して垂直に印加されており、この伝送線路2にエッジガイドモードが伝搬する。ここでは、エッジガイドモードの分散曲線において透磁率が負になる帯域に着目し、この帯域及びその周辺における伝送特性を求める。当該伝送線路2の回路の散乱パラメータを理論的に求める簡単な方法として等価回路法が有効であるが、この方法は2次元的な電磁界の広がりにより現れるエッジガイドモードの非可逆特性を求めるには困難さがある。ここでは、電磁界シミュレータとして有限要素法に基づくANSOFT製HFSSを用いて、伝搬特性を数値的に求める。

【手続補正19】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0153

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0153】

当該伝送線路2は、垂直に磁化された磁性体基板のマイクロストリップ線路12Aにおいて、直列及び並列に容量性及び誘導性素子が周期的に装荷された構成となっている。ここでは、印加磁界、飽和磁化の大きさに関係なく、並列に挿入されるべき誘導性素子の動作を保障するために、磁性体基板20上ではなく、隣接する誘電体基板10上に短絡スタブ導体13を形成しているが、集中定数素子により置き換えることも可能である。すなわち、短絡スタブ導体13を構成するために誘電体基板10を設けているが、上記の集中定数素子がマイクロストリップ線路に対して並列にかつ周期的に挿入されている場合には、誘電体基板10を設けなくてもよい。つまり、誘電体基板10の設置は非可逆伝送特性を得るために必要不可欠なものではない。さらに、図43においては、直流印加磁界及び磁性体基板20の磁性体の磁化方向としてz軸の正方向に選択しているが、本発明はこれに

限らず、z 軸の負の方向を正方向に選択してもよい。この場合、ポート P 1 とポート P 2 の伝送特性をそのまま入れ替えることができる。

【手続補正 2 0】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0 1 6 4

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0 1 6 4】

図 5 5 は図 4 3 の伝送線路アンテナ装置 1 を用いた入力方向スイッチ切り替えアンテナ装置の構成及び動作を示す側面模式図である。図 5 5 はスイッチ 4 6 により入力方向の切り替えが可能なアンテナ装置を示す。図 5 5 のアンテナ装置は、図 5 2 のアンテナ装置と比較して、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 5 においては、図 4 5 中の周波数 $f = 3.3 \text{ GHz}$ で見られるように伝搬定数の大きさが同じ場合、伝搬方向の選択に関係なく、図 5 0 及び図 5 1 のように放射方向が同じ方向を向くため、スイッチ 4 6 の切り替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偏波特性の切り替えがスイッチング操作により可能となる。図 5 5 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、例えば、図 4 5 中の周波数 3.2 GHz 又は 3.4 GHz を動作周波数として選ぶと、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 の移相量を变化することにより、伝送線路 2 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。）を变化させることができる。

【手続補正 2 1】

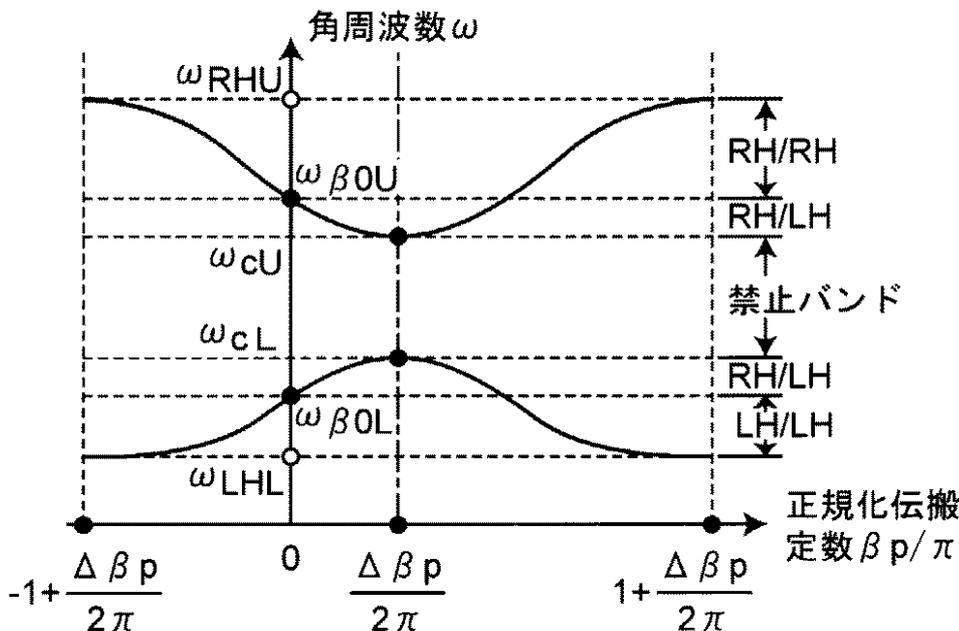
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 7

【補正方法】変更

【補正の内容】

【図 7】



【手続補正 2 2】

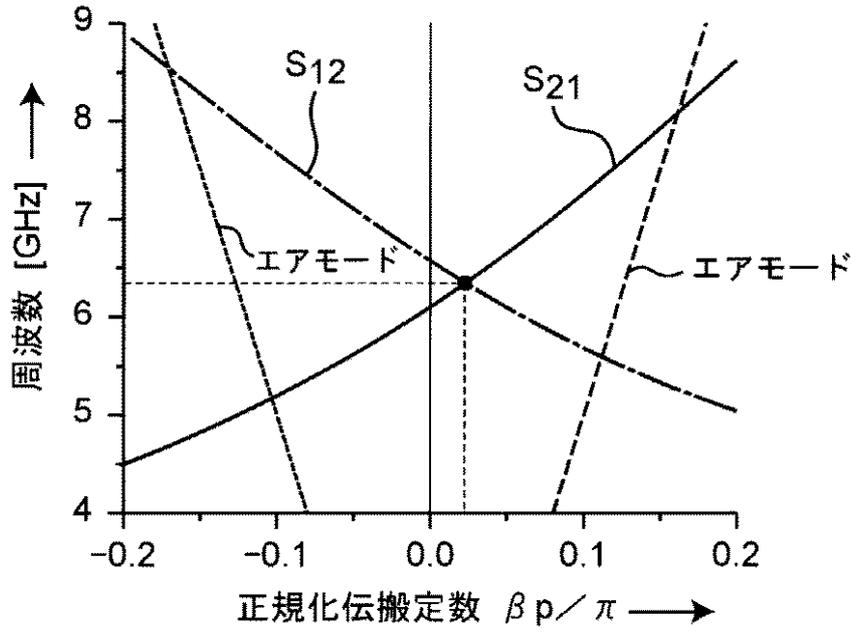
【補正対象書類名】図面

【補正対象項目名】図 5 8

【補正方法】変更

【補正の内容】

【図58】



【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/JP2008/053964
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER H01Q3/26(2006.01)i, H01P3/08(2006.01)i, H01P5/02(2006.01)i, H01Q1/38(2006.01)i, H01Q13/08(2006.01)i According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H01Q3/26, H01P3/08, H01P5/02, H01Q1/38, H01Q13/08 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2008 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2008 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2008 Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) IEEE		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	K. Okubo and M. Tsutsumi, "Effect of nonuniform magnetic field on left handed ferrite microstrip line", 2006 Asia-Pacific Microwave Conference Digest, 2006.12, pp. 1769 - 1772	1-20
A	M. Tsutsumi and T. Ueda, "Nonreciprocal left-handed microstrip lines using ferrite substrate", 2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2004.06, Vol. 1, pp. 249 - 252	1-20
A	WO 2006/137575 A1 (Yamaguchi University), 28 December, 2006 (28.12.06), Full text; all drawings (Family: none)	1-20
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 30 May, 2008 (30.05.08)		Date of mailing of the international search report 10 June, 2008 (10.06.08)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2008/053964

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	A. Lai, T. Itoh and C. Caloz, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials", IEEE Microwave Magazine, 2004.10.12 (date of receipt), Vol. 5, No. 3, pp. 34 - 50	1-20

国際調査報告		国際出願番号 PCT/JP2008/053964									
A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H01Q3/26(2006.01)i, H01P3/08(2006.01)i, H01P5/02(2006.01)i, H01Q1/38(2006.01)i, H01Q13/08(2006.01)i											
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H01Q3/26, H01P3/08, H01P5/02, H01Q1/38, H01Q13/08											
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの <table border="0"> <tr> <td>日本国実用新案公報</td> <td>1922-1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971-2008年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996-2008年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994-2008年</td> </tr> </table>				日本国実用新案公報	1922-1996年	日本国公開実用新案公報	1971-2008年	日本国実用新案登録公報	1996-2008年	日本国登録実用新案公報	1994-2008年
日本国実用新案公報	1922-1996年										
日本国公開実用新案公報	1971-2008年										
日本国実用新案登録公報	1996-2008年										
日本国登録実用新案公報	1994-2008年										
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語) IEEE											
C. 関連すると認められる文献											
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号									
A	K. Okubo and M. Tsutsumi, "Effect of nonuniform magnetic field on left handed ferrite microstrip line", 2006 Asia-Pacific Microwave Conference Digest, 2006.12, pp. 1769 - 1772	1 - 20									
A	M. Tsutsumi and T. Ueda, "Nonreciprocal left-handed microstrip lines using ferrite substrate", 2004 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2004.06, Vol. 1, pp. 249 - 252	1 - 20									
<input checked="" type="checkbox"/> C欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> パテントファミリーに関する別紙を参照。											
* 引用文献のカテゴリー		の日の後に公表された文献									
「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの		「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの									
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの		「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの									
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)		「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの									
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献		「&」同一パテントファミリー文献									
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願											
国際調査を完了した日 30.05.2008		国際調査報告の発送日 10.06.2008									
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/JP) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官 (権限のある職員) 佐藤 当秀	5T 3784								
		電話番号 03-3581-1101	内線 3568								

国際調査報告		国際出願番号 PCT/JP2008/053964
C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	WO 2006/137575 A1 (国立大学法人山口大学) 2006.12.28, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1 - 20
A	A. Lai, T. Itoh and C. Caloz, "Composite right/left-handed transmission line metamaterials", IEEE Microwave Magazine, 2004.10.12 (date of receipt) , Vol. 5, No. 3, pp. 34 - 50	1 - 20

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW

(注) この公表は、国際事務局(WIPO)により国際公開された公報を基に作成したものである。なおこの公表に係る日本語特許出願(日本語実用新案登録出願)の国際公開の効果は、特許法第184条の10第1項(実用新案法第48条の13第2項)により生ずるものであり、本掲載とは関係ありません。