

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3984639号
(P3984639)

(45) 発行日 平成19年10月3日(2007.10.3)

(24) 登録日 平成19年7月13日(2007.7.13)

(51) Int. Cl. F I
H O 1 P 3/08 (2006.01) H O 1 P 3/08

請求項の数 14 (全 24 頁)

(21) 出願番号	特願2006-524147 (P2006-524147)	(73) 特許権者	000005821
(86) (22) 出願日	平成18年3月29日(2006.3.29)		松下電器産業株式会社
(86) 国際出願番号	PCT/JP2006/306527		大阪府門真市大字門真1006番地
(87) 国際公開番号	W02006/106764	(74) 代理人	100101454
(87) 国際公開日	平成18年10月12日(2006.10.12)		弁理士 山田 卓二
審査請求日	平成18年8月4日(2006.8.4)	(74) 代理人	100081422
(31) 優先権主張番号	特願2005-97370 (P2005-97370)		弁理士 田中 光雄
(32) 優先日	平成17年3月30日(2005.3.30)	(74) 代理人	100091524
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		弁理士 和田 充夫
早期審査対象出願		(74) 代理人	100132241
			弁理士 岡部 博史
		(72) 発明者	菅野 浩
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 伝送線路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

誘電体又は半導体により形成された基板の一方の面に配置され、当該面内における第1の回転方向に湾曲するように形成された第1の信号導体と、

上記第1の回転方向と逆方向である第2の回転方向に湾曲するように形成され、上記面において上記第1の信号導体と電気的に直列に接続して配置された第2の信号導体とを備え、

少なくとも上記第1の信号導体の一部及び上記第2の信号導体の一部を含んで、伝送線路全体における信号の伝送方向に対して反転された方向に信号が伝送される伝送方向反転部を含んで構成された回転方向反転構造が、上記信号の伝送方向に対して複数直列に接続されて構成された一本の伝送線路。

【請求項2】

上記第1の信号導体と上記第2の信号導体における上記それぞれの湾曲の形状が円弧形状である請求項1に記載の伝送線路。

【請求項3】

上記第1の信号導体と上記第2の信号導体との接続部の中心に対して、当該第1の信号導体と当該第2の信号導体とが点対称に配置される請求項1に記載の伝送線路。

【請求項4】

上記第1の信号導体及び上記第2の信号導体のそれぞれは、180度以上の回転角度を有する上記湾曲形状を備える請求項1に記載の伝送線路。

10

20

【請求項 5】

上記伝送方向反転部は、上記伝送線路全体における信号の伝送方向に対して、90度を超える角度を有する方向をその信号の伝送方向とする請求項 1 に記載の伝送線路。

【請求項 6】

上記伝送方向反転部は、上記伝送線路全体における信号の伝送方向に対して、180度の角度を有する方向をその信号の伝送方向とする請求項 5 に記載の伝送線路。

【請求項 7】

上記第 1 の信号導体と上記第 2 の信号導体とを電氣的に接続する第 3 の信号導体をさらに備え、上記第 3 の信号導体を含んで、上記伝送方向反転部が構成される請求項 1 に記載の伝送線路。

10

【請求項 8】

上記第 1 の信号導体と上記第 2 の信号導体とが誘電体を介して電氣的に接続され、上記誘電体、上記第 1 の信号導体、及び上記第 2 の信号導体がキャパシタ構造を形成する請求項 1 に記載の伝送線路。

【請求項 9】

上記第 1 の信号導体及び上記第 2 の信号導体が、伝送信号の周波数において、それぞれ非共振な線路長に設定される請求項 1 に記載の伝送線路。

【請求項 10】

上記第 3 の信号導体が、伝送信号の周波数において、非共振な線路長に設定される請求項 7 に記載の伝送線路。

20

【請求項 11】

隣接する上記回転方向反転構造が、第 4 の信号導体により接続される請求項 1 に記載の伝送線路。

【請求項 12】

上記第 4 の信号導体は、上記伝送線路全体における信号の伝送方向と異なる方向に配置される請求項 11 に記載の伝送線路。

【請求項 13】

伝送信号の周波数における実効波長の 0.5 倍以上の実効線路長に渡って、上記複数の回転方向反転構造が配置された請求項 1 に記載の伝送線路。

【請求項 14】

伝送信号の周波数における実効波長の 1 倍以上の実効線路長に渡って、上記複数の回転方向反転構造が配置された請求項 1 に記載の伝送線路。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、マイクロ波帯、およびミリ波帯などのアナログ高周波信号、もしくはデジタル信号を伝送するシングルエンド伝送線路、さらにこのような伝送線路を含む高周波回路に関する。

【背景技術】

【0002】

このような従来の高周波回路において、伝送線路として用いられているマイクロストリップ線路の模式的な断面構成を図 18A に示す。図 18A に示すように、誘電体又は半導体からなる基板 101 の表面に信号導体 103 が形成されており、基板 101 の裏面には接地導体層 105 が形成されている。このマイクロストリップ線路に高周波電力が入力されると、信号導体 103 から接地導体層 105 の方向へ電界が生じ、電気力線に垂直に信号導体 103 を囲む方向に磁界が生じ、その結果、この電磁界が信号導体 103 の幅方向と直交する長さ方向へ高周波電力が伝播させる。なお、マイクロストリップ線路において、信号導体 103 や接地導体層 105 は必ずしも基板 101 の表面や裏面に形成される必要はなく、基板 101 を多層回路基板として実現すれば、信号導体 103 や接地導体層 105 を回路基板の内層導体面内に形成することも可能である。

40

50

【 0 0 0 3 】

高周波信号がマイクロストリップ線路を伝送する際には、当該伝送線路周辺に高周波磁界の分布を伴うため、遠方自由空間への電磁波の不要輻射が発生する。ストリップ線路のように、信号導体をはさんで両側に接地導体が配置され電磁氣的に外界とシールドされている構造なら不要輻射をある程度抑制できるが、マイクロストリップ線路は基板の片側にしか接地導体を有しないため、原理的に自由空間への不要輻射を抑制することができない。

【 0 0 0 4 】

以上説明したのは、シングルエンドの信号を伝送する場合の伝送線路についてであるが、図 1 8 B に線路構造の断面図を示すように、マイクロストリップ線路構造 1 0 3 a、1 0 3 b を 2 本平行に配置し、それぞれに逆位相の信号を伝送させることにより、差動信号伝送線路として用いれば不要輻射を低減することが可能である。しかし、この場合、対の信号導体が必要となるため、回路占有面積が増大するという問題が生じる。また、回路内の能動素子にバイアスを供給するバイアス線路は、本来高周波信号が重畳しないはずであるが、回路内での処理が不十分な場合、高周波信号が漏洩し、不要輻射の原因となる。バイアス線路は、直流供給のための線路なので差動構成を採用できない。すなわち、バイアス線路はマイクロストリップ線路構造を採用せざるを得ないので、不要輻射を低減する構成が必要となる。

10

【 0 0 0 5 】

ここで、図 1 9 に示す典型的な伝送線路の模式斜視図を用いて、不要輻射の発生の原理を説明する。直線状の伝送線路 2 9 1 は、誘電体基板 1 0 1 の裏面に形成された接地導体 1 0 5 をその接地導体部分として、また、誘電体基板 1 0 1 の表面 2 8 1 において直線状に配置された 1 本の信号導体とその信号導体部分として構成されている。この伝送線路 2 9 1 の両端がそれぞれ図示されていない抵抗により終端されると、伝送線路 2 9 1 を、電流が流れる閉じた電流ループ 2 9 3 a に置換して考えることによって、1 本の伝送線路 2 9 1 の持つ高周波回路特性、ここでは不要輻射の起源を理解することができる。図 1 9 に示すように、電流ループ 2 9 3 a に流れた高周波電流により、電流ループ 2 9 3 a を貫く高周波磁場 8 5 5 が誘起され、遠方の空間にはこの高周波磁場 8 5 5 に伴った放射が生じる。ここで、高周波磁場 8 5 5 の強度は、電流ループ 2 9 3 a のループ面積 A に比例するので、電流ループ 2 9 3 a のループ面積 A と放射電界強度 E の間には比例関係が成立する。また、高周波電流の周波数 f の二乗と放射電界強度 E の間にも比例関係が成立し、更には流れる高周波電流の電流量 I と放射電界強度 E の間にもそれぞれ比例関係が成立する。すなわち、高周波回路において、伝送線路長が増大するほどループ面積 A が増加するので不要輻射も増加するし、高速の信号を伝送するほど、更には電流量が増加すると不要輻射は増加する傾向にある。

20

30

【 0 0 0 6 】

【非特許文献 1】シグナル・インテグリティ入門（CQ出版社 2 0 0 2 年）p p . 7 9

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 7 】

しかしながら、従来のマイクロストリップ線路においては、以下に示す原理的な課題がある。

40

【 0 0 0 8 】

従来のマイクロストリップ線路構造は、電磁氣的に完全なシールドを伴わないため不要輻射量が多いという欠点がある。電子機器から漏洩する不要輻射量については国際的に遵守すべき規格が設けられており、回路内の意図せぬ共振現象と結合して不要輻射源とならぬよう、不要輻射ができるだけ低減可能な回路構造の採用が必要である。しかしながら、扱う信号が高速化するほど伝送信号には高周波成分が含まれるため、不要輻射強度が増大するという問題がある。

【 0 0 0 9 】

50

ここで従来例の高周波回路として、誘電率 3.8 、厚さ $H = 250 \mu\text{m}$ でその裏面の全面を接地導体層 105 とした樹脂材料の誘電体基板 101 の表面に、配線幅 $W = 100 \mu\text{m}$ の1本の信号導体、すなわち伝送線路 291 を直線状に線路長 1.5cm にて配置した構造の高周波回路を作製し、回路基板から発生する不要輻射強度を十分遠方で測定した。なお、信号導体は、導電率 $3 \times 10^8 \text{ S/m}$ 、厚さ $20 \mu\text{m}$ の銅配線とした。その測定結果として、縦軸を不要輻射利得(dB)、横軸を周波数(GHz)とした不要輻射強度の周波数依存性を示すグラフ形式の図を図20に示す。図20に示すように、入力電力に対する各周波数での不要輻射最大利得は、周波数 1GHz でマイナス 51.5dB 、周波数 2GHz でマイナス 40.1dB 、周波数 5GHz でマイナス 26.4dB 、周波数 10GHz でマイナス 20.1dB 、周波数 20GHz でマイナス 16.0dB と、周波数が増えるにつれ増大する傾向を示した。

10

【0010】

このような従来例の高周波回路における測定結果からも明らかなように、従来のシングルエンド伝送線路の技術では、不要輻射の抑制が求められながら、高周波帯域にて不要輻射を抑制することが原理的に困難なため、その要求を満たすことが困難であるという問題がある。

【0011】

従って、本発明の目的は、上記問題を解決することによって、マイクロ波帯、およびミリ波帯などのアナログ高周波信号、もしくはデジタル信号を伝送し得る伝送線路において、不要輻射の抑制という効果を得ることができる伝送線路を提供することにある。

20

【課題を解決するための手段】

【0012】

上記目的を達成するために、本発明は以下のように構成する。

【0013】

本発明の第1態様によれば、誘電体又は半導体により形成された基板の一方の面に配置され、当該面内における第1の回転方向に湾曲するように形成された第1の信号導体と、

上記第1の回転方向と逆方向である第2の回転方向に湾曲するように形成され、上記面において上記第1の信号導体と電氣的に直列に接続して配置された第2の信号導体とを備え、

少なくとも上記第1の信号導体の一部及び上記第2の信号導体の一部を含んで、伝送線路全体における信号の伝送方向に対して反転された方向に信号が伝送される伝送方向反転部を含んで構成された回転方向反転構造が、上記信号の伝送方向に対して複数直列に接続されて構成された一本の伝送線路を提供する。

30

【0014】

すなわち、線状の上記第1の信号導体を上記第1の回転方向に湾曲させるように形成し、当該第1の信号導体における終端と、上記第2の信号導体の始端とを電氣的に接続し、線状の当該第2の信号導体を上記第2の回転方向に湾曲させるように形成することにより、回転方向反転構造が構成されている。

【0015】

ここで、「回転方向反転構造」とは、線状の信号導体により形成される電氣的に一続きの線路であって、当該線路において伝送される信号の向き(方向)を、上記第1の回転方向から上記第2の回転方向へと反転させる構造を有する線路である。

40

【0016】

さらに、伝送線路において、上記第1の信号導体、上記第2の信号導体、あるいは他の信号導体により、上記伝送線路全体における信号の伝送方向に対して反転された方向に信号を伝送する部位である「伝送方向反転部」が構成されている。

【0017】

また、上記第1態様の伝送線路においては、回転方向反転構造内において信号導体を異なる向きに湾曲させて接続することにより、電流が流れた場合に発生する磁界の向きを局所的に変えることができる。この結果、不要輻射を増大させていた伝送線路の電流ループ

50

の長さ方向の連続性を局所的に分断することができ、遠方界への不要輻射を低い強度に抑圧することができる。

【0018】

さらに、信号の伝送方向を反転させる伝送方向反転部が設けられていることにより、当該伝送方向反転部において逆向きの磁界を発生させて、伝送線路全体において発生される磁界同士を相殺させるようにし、不要輻射強度をより低減させることができる。

【0019】

本発明の第2態様によれば、上記第1の信号導体と上記第2の信号導体における上記それぞれの湾曲の形状が円弧形状である第1態様に記載の伝送線路を提供する。

【0020】

本発明の第3態様によれば、上記第1の信号導体と上記第2の信号導体との接続部の中心に対して、当該第1の信号導体と当該第2の信号導体とが点対称に配置される第1態様に記載の伝送線路を提供する。

【0021】

本発明の第4態様によれば、上記第1の信号導体及び上記第2の信号導体のそれぞれは、180度以上の回転角度を有する上記湾曲形状を備える第1態様に記載の伝送線路を提供する。

【0022】

本発明の第5態様によれば、上記伝送方向反転部は、上記伝送線路全体における信号の伝送方向に対して、90度を超える角度を有する方向をその信号の伝送方向とする第1態様に記載の伝送線路を提供する。

【0023】

本発明の第6態様によれば、上記伝送方向反転部は、上記伝送線路全体における信号の伝送方向に対して、180度の角度を有する方向をその信号の伝送方向とする第5態様に記載の伝送線路を提供する。

【0024】

本発明の第7態様によれば、上記第1の信号導体と上記第2の信号導体とを電気的に接続する第3の信号導体（導体間接続用信号導体）をさらに備え、上記第3の信号導体を含んで、上記伝送方向反転部が構成される第1態様に記載の伝送線路を提供する。

【0025】

本発明の第8態様によれば、上記第1の信号導体と上記第2の信号導体とが誘電体を介して電気的に接続され、上記誘電体、上記第1の信号導体、及び上記第2の信号導体がキャパシタ構造を形成する第1態様に記載の伝送線路を提供する。

【0026】

本発明の第9態様によれば、上記第1の信号導体及び上記第2の信号導体が、伝送信号の周波数において、それぞれ非共振な線路長に設定される第1態様に記載の伝送線路を提供する。

【0027】

本発明の第10態様によれば、上記第3の信号導体が、伝送信号の周波数において、非共振な線路長に設定される第7態様に記載の伝送線路を提供する。

【0028】

なお、上記伝送信号の周波数とは、例えば、伝送帯域の上限周波数のことである。

【0030】

本発明の第11態様によれば、隣接する上記回転方向反転構造が、第4の信号導体（構造間接続用信号導体）により接続される第1態様に記載の伝送線路を提供する。

【0031】

本発明の第12態様によれば、上記第4の信号導体は、上記伝送線路全体における信号の伝送方向と異なる方向に配置される第11態様に記載の伝送線路を提供する。

【0032】

上記第1態様のように、上記複数の回転方向反転構造を直列に接続して伝送線路を形成

10

20

30

40

50

すれば、伝送信号に対して連続的に本発明の有利な効果を与えることができる。また、上記複数の回転方向反転構造は直接接続されるような場合であっても良いし、また、第12態様のように、第4の信号導体により接続されるような場合であっても良い。

【0033】

本発明の第13態様によれば、伝送信号の周波数における実効波長の0.5倍以上の実効線路長に渡って、上記複数の回転方向反転構造が配置された第1態様に記載の伝送線路を提供する。

【0034】

本発明の第14態様によれば、伝送信号の周波数における実効波長の1倍以上の実効線路長に渡って、上記複数の回転方向反転構造が配置された第10態様に記載の伝送線路を提供する。

10

【0035】

上記第13態様や第14態様のように、伝送信号の周波数における実効波長の0.5倍以上、さらに好ましくは1倍以上の実効線路長にわたり上記回転方向反転構造を連続して配列すれば、本発明の伝送線路では不要輻射抑制効果をより強めることができる。

【0036】

なお、本発明の伝送線路において、上記第1及第2の信号導体、さらに上記第3の信号導体、及び上記第4の信号導体は、それぞれ伝送する電磁波の波長に対して短い線路長に設定されることが伝送信号の共振を回避するためには好ましい。具体的には、各構造の実効線路長は伝送信号の周波数における電磁波の実効波長の1/4未満に設定されることが好ましい。

20

【0037】

また、本発明の伝送線路の上記回転方向反転構造内においては、第1の信号導体と第2の信号導体の接続部、若しくは、第1の信号導体と第2の信号導体を接続する上記第3の信号導体の中心を回転軸として、第1の信号導体と第2の信号導体が回転対称の関係で配置されることが好ましい。また、何らかの理由で回転対称性の維持が困難な場合でも、第1の信号導体と第2の信号導体の回転回数 N_r を等しくすることにより本発明の有利な効果を得ることができる。

【0038】

また、本発明の伝送線路において不要輻射を抑制するためには、第1の信号導体、および第2の信号導体の回転回数 N_r はそれぞれ0.5以上に設定することが好ましく、現実的な使用条件では0.75以上2以下の範囲内にて設定することがより好ましい。

30

【発明の効果】

【0039】

本発明の伝送線路によれば、従来の伝送線路よりも極めて少ない強度にまで遠方空間への不要電磁波輻射を抑制することが可能となるものである。従って、極めて配線密度が高く、省面積で、高速動作時にも誤動作が少ない高周波回路の提供が可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0040】

本発明の記述を続ける前に、添付図面において同じ部品については同じ参照符号を付している。

40

【0041】

以下本発明の実施の形態について、不要輻射を抑制する原理について、図面を参照しながら説明する。

【0042】

(実施形態)

本発明の一の実施形態にかかる伝送線路2の模式平面図を図1に示す。図1に示すように、伝送線路2は、誘電体基板1の表面に形成された1本の信号導体3と、誘電体基板1の裏面に形成された接地導体層5とを備えている。また、信号導体3は、後述する回転方向反転構造7という大略螺旋形状の回転構造を有する信号導体部分を備えている。まず、

50

このような伝送線路 2 が有する回転方向反転構造 7 の詳細な構造の説明、並びに当該構造により得られる不要輻射抑制の原理について、具体的に説明する。

【 0 0 4 3 】

また、当該説明にあたって、図 1 に示す伝送線路 2 の模式平面図を図 2 A に示し、また、図 2 A の伝送線路 2 における A 1 - A 2 線断面図を図 2 B に示す。

【 0 0 4 4 】

図 2 A 及び図 2 B に示すように、誘電体基板 1 の表面には信号導体 3 が、裏面には接地導体層 5 が形成されており、これらにより伝送線路 2 が構成されている。仮に、図 2 A において図示左側から右側へと信号を送信する場合、本実施形態の伝送線路 2 の信号導体 3 は、少なくとも一部の領域において、基板 1 の表面内における第 1 の回転方向（図示時計方向）R 1 に高周波電流を 1 回転だけ螺旋形状に回転させる（すなわち、360 度回転させる）第 1 の信号導体 7 a と、第 1 の回転方向 R 1 とは逆方向の第 2 の回転方向（図示反時計方向）R 2 に高周波電流を 1 回転だけ螺旋形状に回転させる（すなわち反転させる）第 2 の信号導体 7 b が、接続部 9 において接続された構造となっている。本実施形態においては、このような構造が回転方向反転構造 7 となっている。なお、図 2 A に示す信号導体 3 において、第 1 の信号導体 7 a と第 2 の信号導体 7 b との範囲を明確に示すために、それぞれの信号導体 7 a 及び 7 b には、互いに異なるハッチング模様を付している。

10

【 0 0 4 5 】

図 2 A に示すように、回転方向反転構造 7 は、所定の線路幅 w を有する信号導体により形成されており、第 1 の回転方向 R 1 に向けて湾曲されて形成された滑らかな円弧による螺旋形状を有する第 1 の信号導体 7 a と、第 2 の回転方向 R 2 に向けて湾曲されて形成された滑らかな円弧による螺旋形状を有する第 2 の信号導体 7 b と、第 1 の信号導体 7 a の一の端部と第 2 の信号導体 7 b の一の端部とを電気的に接続する接続部 9 とを備えている。さらに、図 2 A に示すように、第 1 の信号導体 7 a と第 2 の信号導体 7 b は、接続部 9 の中心を基点として、回転対称（あるいは点对称）の配置関係にあり、接続部 9 の中心において誘電体基板 101 を垂直に貫通する軸（図示せず）が、上記回転対称の回転軸に相当する。

20

【 0 0 4 6 】

さらに、図 2 A に示すように、回転方向反転構造 7 において、第 1 の信号導体 7 a は、その湾曲曲率が比較的小さな半円弧形状の信号導体と、その湾曲曲率が比較的大きな半円弧形状の信号導体とが接続されることにより、360 度回転構造を有する螺旋形状の信号導体を形成しており、第 2 の信号導体についても同様である。そして、上記湾曲曲率が大きな 2 本の半円弧形状の信号導体が、接続部 9 において互いに電気的に接続されることにより、回転方向反転構造 7 が構成されている。なお、図 2 A に示すように、回転方向反転構造 7 のそれぞれの端部、すなわち、第 1 の信号導体 7 a の外側端部及び第 2 に信号導体 7 b の外側端部は、略直線状の外部信号導体 4 に接続されている。

30

【 0 0 4 7 】

また、回転方向反転構造 7 において、仮に図示左側から右側への方向を伝送線路 2 全体における信号の伝送方向とした場合に、当該伝送方向が反転された方向に信号を送信する伝送方向反転部 8（図示点線で囲まれた部分）が構成されている。なお、この伝送方向反転部 8 は、第 1 の信号導体 7 a の一部と第 2 の信号導体 7 b の一部とにより構成されている。

40

【 0 0 4 8 】

ここで、伝送線路における信号の伝送方向について、図 2 1 に示す伝送線路の模式平面図を用いて以下に説明する。本明細書において、信号導体の形状が湾曲された形状を有している場合には、伝送方向とはその接線方向であり、信号導体の形状が直線形状を有しているような場合には、伝送方向とはその長手方向となる。具体的には、図 2 1 に示すように、直線形状を有する信号導体部分と、円弧形状を有する信号導体部分とを有する信号導体 503 により構成された伝送線路 502 を例とすると、直線形状の信号導体部分における局所的な位置 P 1 及び P 2 においては、その伝送方向 T は、信号導体の長手方向である

50

図示右向き方向となる。一方、円弧形状を有する信号導体部分における局所的な位置 P 2 ~ P 5 においては、当該局所的な位置 P 2 ~ P 5 における接線方向がそれぞれの伝送方向 T となる。

【 0 0 4 9 】

また、図 2 1 の伝送線路 5 0 2 において、その伝送線路 5 0 2 全体における信号の伝送方向 6 5 を図示右向きとし、この方向を X 軸方向、この X 軸方向に同一平面において直交する方向を Y 軸方向とすると、位置 P 1 ~ P 6 におけるそれぞれの伝送方向 T は、X 軸方向の成分である T_x と、Y 軸方向の成分である T_y とに分解することができる。位置 P 1、P 2、P 5、及び P 6 においては、 T_x が + (プラス) X 方向の成分となる一方、位置 P 3 及び P 4 においては、 T_x が - (マイナス) X 方向の成分となる。本明細書においては、このようにその伝送方向が - X 方向の成分を含む部分が、「伝送方向反転部」となっている。具体的には、位置 P 3 及び P 4 は、伝送方向反転部 5 0 8 内における位置であり、図 2 1 の信号導体において、ハッチングを付した部分が伝送方向反転部 5 0 8 となっている。本実施形態の伝送線路においては、必ずこのような伝送方向反転部が含まれて構成される。なお、このような伝送方向反転部が配置されることにより得られる効果等についての説明は後述する。

10

【 0 0 5 0 】

また、図 3 の本実施形態の変形例にかかる伝送線路 1 2 の模式平面図に示すように、回転方向反転構造 7 を複数回直列に接続して、伝送線路 1 2 を構成することが本発明の有利な効果を得るためには好ましい。図 3 では互いに隣接されるそれぞれの回転方向反転構造 7 は、他の信号導体を介することなく、直接的に接続された構成となっている。

20

【 0 0 5 1 】

また、図 4 の本実施形態の変形例にかかる伝送線路 2 2 の模式平面図に示すように、回転方向反転構造 2 7 内の第 1 の信号導体 2 7 a 及び第 2 の信号導体 2 7 b の回転回数 N_r の設定を、図 2 A における回転方向反転構造 7 における $N_r = 1$ 回とは異なり、 $N_r = 0.75$ 回と設定するような場合であっても良い。また、図 5 の伝送線路 3 2 の模式平面図に示すように、回転方向反転構造 3 7 内の第 1 の信号導体 3 7 a 及び第 2 の信号導体 3 7 b の回転回数 N_r を 1.5 回に設定するような場合であっても良い。いずれの伝送線路 2 2、3 2 も、回転方向反転構造 2 7、3 7 及び伝送方向反転部 2 8、3 8 が含まれた構成が採用されている。なお、図 4 の伝送線路 2 2 及び図 5 の伝送線路 3 2 においては、図示点線で囲まれた部分が伝送方向反転部 2 8、3 8 であり、図 5 の伝送線路 3 2 の各回転方向反転構造 3 7 においては、伝送方向反転部 3 8 は 2 つの部分に分けて構成されている。また、図示はしていないが、これ以外の回転回数 N_r を設定するような場合であっても良いが、上記それぞれの変形例の伝送線路のように、回転方向反転構造及び伝送方向反転部が含まれるように、回転回数 N_r を設定する必要がある。

30

【 0 0 5 2 】

ただし、不要輻射抑制の目的では、回転方向反転構造内の回転回数 N_r の設定は、大きい値となるほど有利な効果が得られるものの、第 1 の信号導体と第 2 の信号導体の電気長が伝送電磁波の実効波長に対して無視できない線路長に達すると、本発明の効果が失われることにもなる。また、回転回数 N_r の増加は、総配線領域幅 W の増加も招き、回路の省面積化にとって好ましくない。また、総配線長の増加は、信号遅延の原因ともなると考えられる。また、伝送周波数帯域の上限においては電磁波の実効波長は短くなるので、回転数を高く設定すれば、第 1 の信号導体及び第 2 の信号導体の配線長が電磁波波長に近づき共振条件に近づくことにもなるため反射が生じやすくなり、本発明の伝送線路の使用帯域が制限されることになり、実用上好ましくない。このような信号の不要な反射は、伝送される信号の強度低下や不要な輻射につながるだけでなく、群遅延特性の劣化を招いてしまうためシステムとしては伝送エラーレートの低下につながり好ましくない。よって、第 1 の信号導体及び第 2 の信号導体における回転回数 N_r の実用的な設定上限は、通常の使用では 2 回転以下とすることが好ましい。

40

【 0 0 5 3 】

50

なお、本実施形態の伝送線路 2 においては、信号導体 3 が誘電体基板 1 の最表面に形成されている場合にのみ限られるものではなく、内層導体面（例えば、多層構造基板における内層表面）に形成されているような場合であっても良い。同様に、接地導体層 5 も誘電体基板 1 の最裏面に形成されている場合にのみ限られるものではなく、内層導体面に形成されているような場合であっても良い。すなわち、本明細書において、基板の一方の面（あるいは表面）とは、単層構造の基板あるいは積層構造の基板における最表面若しくは最裏面、又は内層表面のことである。

【 0 0 5 4 】

具体的には、図 2 2 の伝送線路 2 A の模式断面図に示すように、誘電体基板 1 の一方の面（図示上面）S に信号導体 3 が配置され、他方の面（図示下面）に接地導体層 5 が配置された構造において、誘電体基板 1 の一方の面 S に別の誘電体層 L 1 が配置され、接地導体層 5 の下面にさらに別の誘電体層 L 2 が配置されるような場合であってもよい。さらに、図 2 3 の模式断面図に示す伝送線路 2 B のように、誘電体基板 1 自体が複数の誘電体層 1 a、1 b、1 c、及び 1 d からなる積層体 L 3 として構成され、この積層体 L 3 の一方の面（図示上面）S に信号導体 3 が配置され、他方の面（図示下面）に接地導体層 5 が配置されるような場合であってもよい。また、図 2 2 に示す構成と図 2 3 に示す構成とが組み合わされた構成を有する図 2 4 に示す伝送線路 2 C のように、積層体 L 3 の一方の面 S に別の誘電体層 L 1 が配置され、接地導体層 5 の下面にさらに別の誘電体層 L 2 が配置されるような場合であってもよい。図 2 2 から図 2 4 のいずれの構成の伝送線路 2 A、2 B、及び 2 C においても、符号 S にて示す表面が「基板の表面（一方の面）」となる。

【 0 0 5 5 】

また、図 2 A に示す伝送線路 2 においては、第 1 の信号導体 7 a と第 2 の信号導体 7 b の間は接続部 9 において直接接続されているが、本実施形態にかかる伝送線路は、このような場合についてのみ限られるものではない。このような場合に代えて、例えば、図 6 の模式平面に示す伝送線路 4 2 のように、回転方向反転構造 4 7 において第 1 の信号導体 4 7 a と第 2 の信号導体 4 7 b とが、直線（若しくは非回転構造）の導体間接続用信号導体の一例である第 3 の信号導体 4 7 c を介して接続されるような場合であっても良い。この場合、第 3 の信号導体 4 7 c の中点を 180 度回転対称の回転軸と設定することができる。なお、図 6 に示す伝送線路 4 2 において、図示点線にて囲まれた部分である伝送方向反転部 4 8 は、第 1 の信号導体 4 7 a の一部と、第 2 の信号導体 4 7 b の一部と、第 3 の信号導体 4 7 c の全部とにより構成されている。

【 0 0 5 6 】

また、回転方向反転構造 7 の接続部 9 には、信号導体が配置されるような場合に限られるものではない。このような場合に代えて、例えば、図 7 に示すように、伝送線路 5 2 の回転方向反転構造 5 7 において、第 1 の信号導体 5 7 a と第 2 の信号導体 5 7 b と電気的に接続する接続部 5 9 に誘電体 5 7 c が配置され、通過する高周波信号にとって通過可能となるに十分な容量値を有するキャパシタで高周波的に両者が接続されるような場合であっても良い。このような場合にあっては、回転方向反転構造 5 7 がキャパシタ構造を有することとなる。なお、図 7 の伝送線路 5 2 において、図示点線にて囲まれた部分である伝送方向反転部 5 8 は、第 1 の信号導体 5 7 a の一部と、第 2 の信号導体 5 7 b の一部と、誘電体 5 7 c とにより構成されている。

【 0 0 5 7 】

また、図 3 に示す伝送線路 1 2 においては、隣接する回転方向反転構造 7 の間には、その他の導体を介させることなく、直接接続としたが、このように直接接続が行われるような場合についてのみ限られるものではない。このような場合に代えて、例えば、図 6 に示す伝送線路 4 2 のように、直線（若しくは非回転構造等）の構造間接続用信号導体の一例である第 4 の信号導体 4 7 d を介して、隣接する回転方向反転構造 4 7 同士を接続するような場合であっても良い。また、図示はしないが、このような構造間の電気的な接続は、動作帯域の下限周波数の電磁波に対しても良好な通過特性を提供しうる容量でキャパシタを構成するように行われるような場合であっても良い。

10

20

30

40

50

【0058】

また、信号導体を所定の回転方向に湾曲させて形成する第1の信号導体7a及び第2の信号導体7bは、必ずしも螺旋円弧形状である必要はなく、多角形、矩形の配線の足し合わせによって構成されてもよいが、信号の不要な反射を回避するためには、なだらかな曲線を描いて実現されることが好ましい。信号伝送経路が曲げられると回路的にはシャントのキャパシタンスが発生するため、この効果を減じるため、第1の信号導体及び第2の信号導体は、第3の信号導体や第4の信号導体の線路幅と比べて細い線路幅wでその一部が実現されるような場合であっても良い。

【0059】

また、一の回転方向反転構造において、第1の信号導体と第2の信号導体の回転回数 N_r は、その設定が必ずしも同じである場合にのみ限られるものではないが、回転回数 N_r を等しく設定されることが好ましい。また、このように回転回数 N_r を一の回転方向反転構造において考えるような場合に代えて、一の回転方向反転構造における第1の信号導体と第2の信号導体の組み合わせと、上記一の回転方向反転構造に隣接配置される回転方向反転構造における第1の信号導体と第2の信号導体の組み合わせを考慮して、総回転回数 N_r の和が0(ゼロ)に近い値になるよう設定するような場合であっても、本発明の有利な効果を得ることができる。

【0060】

また、第1の信号導体7a、第2の信号導体7b、及び接続部9により構成され、伝送方向反転部8を含む回転方向反転構造7を少なくとも1個以上有していれば、本発明の効果を得ることができるが、特に回転方向反転構造7が複数配列されていることがより好ましい。

【0061】

なお、本発明の伝送線路内において回転方向反転構造を複数回直列に接続する場合、例えば図5に示したように、一の回転方向反転構造37が有する第2の信号導体37bと、当該一の回転方向反転構造37に隣接する別の一の回転方向反転構造37が有する第1の信号導体37aとの互いの回転方向が逆向きに設定される配置すれば、良好な不要輻射抑制効果を得ることが可能である。

【0062】

また、図8の模式平面図に示す伝送線路62のように、隣接する回転方向反転構造67、67間を、信号の伝送方向65に平行な第4の信号導体67dを用いて接続することにより、回転方向反転構造67(図示左端に配置)に含まれる第2の信号導体67bと、隣接する回転方向反転構造67(図示中央に配置)に含まれる第1の信号導体67aとを、同一の回転方向(すなわち第2の回転方向 R_2)に設定することも同様に可能である。

【0063】

また、図9の伝送線路72のように、第4の信号導体77dを、信号の伝送方向65に対して平行に配置させず、傾斜された方向に配置させることも同様に可能である。なお、図9の伝送線路72のように、隣接する回転方向反転構造77同士を接続する第4の信号導体77dが、略直線状に形成されながら、信号伝送方向65に対して傾斜された方向に配置されるような構造においては、それぞれの回転方向反転構造77は同じ配置形状となる。

【0064】

また、第4の信号導体を伝送する間に伝送信号の位相が極端に回転することは好ましくないので、第4の信号導体の線路長は伝送される信号の周波数における実効波長の4分の1未満の線路長に設定されることが好ましい。

【0065】

また、本発明の伝送線路を用いる場合、群遅延特性に関しては、2種類の問題が存在することが考えられる。第1の問題は総遅延量の増大であり、第2の問題は高周波になるほど遅延量が増大する遅延分散の問題である。上記第1の問題である総遅延量の増大は、本発明の伝送線路を用いる際には、根本的には不可避の問題である。しかしながら、本発明

10

20

30

40

50

の伝送線路における配線の引き伸ばしによる遅延量増加の度合いは、従来の伝送線路と比べて数%から数十%程度の遅延量増加に留まる範囲であり、この程度の遅延量の増加は実用上大きな問題にはならない。

【0066】

また、上記第2の問題として挙げている伝送帯域の高周波側に向かうほど遅延量が増大して、伝送パルス形状の崩れの要因となる遅延分散については容易に回避可能である。これは、本発明の構造内の各部位が電磁波の実効波長に対して無視できない電気長に達することにより生じる問題である。一般に、平面高周波回路の伝送線路構造は線路幅と基板厚の比を保つことにより同じ等価インピーダンスの伝送線路を実現することができるので、基板厚を薄く設定するほど総線路幅は縮小される。よって、各部位の電気長も実効波長に対して無視できるようになり、本発明の有利な効果を減じることなく、上記第2の問題として挙げた遅延分散の問題を解決することができる。

10

【0067】

ここで、例として、本発明の伝送線路の構造を基板厚H1が大きい誘電体基板に形成した場合の伝送線路82の模式平面図を図10Aに示し、これに対して、本発明の伝送線路を基板厚H2が小さい誘電体基板に形成した場合の伝送線路92の模式平面図を図10Bに示し、両者の構成を比較する。図10Aに示す伝送線路82においては、総線路幅W1が大きく設定されることになるので、回転方向反転構造87をはじめとする各部位が大きくなっているが、図10Bに示す伝送線路92においては、回路基板厚の低減に伴い総線路幅W2(すなわち $W2 < W1$)が小さく設定されるので、回転方向反転構造97をはじめとする回路を構成する各部位の電気長は縮小されることがわかる。このことは、回路構造を薄く、配線幅をできる限り微細にしていく高密度配線化のトレンドが進行するほど、本発明の伝送線路構造の対応できる伝送帯域の上限周波数を向上させることが可能であることを示している。

20

【0068】

次に、本実施形態の伝送線路の採用が、不要輻射抑制について、従来の伝送線路に対して有利な効果を有することを説明するとともに、そのために採用すべき条件について説明する。

【0069】

図19に示した従来の伝送線路からの不要輻射の強度が増大するのは、伝送線路の長さ方向にわたって連続した長い電流ループ293aが形成されるので、形成された電流ループを鎖交する高周波磁場855の向きは連続して一方向に向けられるとともに、当該形成された電流ループのループ面積を小さな値に保つことができないことが要因と考えられる。ここで、図2A及び図2Bにおいて説明した本実施形態の伝送線路2の平面的な模式説明図を図11に示し、この伝送線路2に高周波電流を伝送させた場合に生じる高周波磁場について図11の模式説明図を用いて以下に説明する。

30

【0070】

図11に示すように、伝送線路2においては、例えば、その回転回数Nrが1回転に設定された回転方向反転構成7が1つ形成されている。この伝送線路2において、伝送線路全体として図示矢印65の方向(信号伝送方向)、すなわち図示左側から図示右側へ向けて高周波電流305を進行させると、回転方向反転構成7における局所的な部位において、信号伝送方向65とは異なる向きに当該電流305が伝送されることとなる。すなわち、回転方向反転構成7は、第1の回転方向R1に湾曲された第1の信号導体7aと第2の回転方向R2に湾曲された第2の信号導体7bとにより構成されているため、その局所的な部位において、信号導体の配置方向が変化し、その結果、伝送される電流305の向きが微小な周期で変化されることとなる。このように伝送される高周波電流305の向きが変化されることにより、回転方向反転構成7における局所的な部位において様々な向き301a、301b、301c、301d、301e、301f、及び301gに高周波磁場が発生されることとなる。

40

【0071】

50

このように高周波磁場の向き 301a ~ 301g が様々な向きとされることにより、従来の伝送線路では線路長全長に渡って連続していた巨大な電流ループを局所的に分断させるように、回転方向反転構造 7 において、局所的に分断された小さなループ面積の電流ループの集合体が生じることとなる。図 11 に示すように、例えば、従来の伝送線路と同様な向き 855 に生じている高周波磁場 301b、301f と逆向きに、すなわち 180 度反転させた向きに高周波磁場 301d、301e を生じさせることができ、また、信号伝送方向 65 と同じ向きに生じている高周波磁場 301c と逆向きに高周波磁場 301a、301g を生じさせることができる。このように、回転方向反転構造 7 内において、様々な向きに高周波磁場を生じさせることができることにより、不要輻射の低減効果を得ることができる。

10

【0072】

特に、図 11 の伝送線路 2 において、局所的に高周波電流 305 を信号伝送方向 65 とは逆の方向に流す部位（伝送方向反転部 8）が設けられていることにより、伝送線路に生じる高周波磁場を互いに相殺するような成分を生じさせることができ、不要輻射の低減効果をより効果的に得ることができる。具体的には、図 11 の伝送線路 2 において、回転方向反転構造 7 の内側に配置されたその湾曲の曲率が大きな別の回転方向反転構造 8 を構成する信号導体において、信号伝送方向 65 とは逆の方向に高周波電流 305 が流れる、すなわち信号の伝送方向を信号伝送方向 65 に対して反転させる構成となっており、この部分が伝送方向反転部 8 となっている。なお、本明細書において、「信号の伝送方向を反転させる」とは、図 11 に示すように、信号伝送方向 65 を X 軸方向、この X 軸方向に直交する方向を Y 軸方向とした場合において、信号導体における伝送される信号の方向を表すベクトルに、少なくとも -x 成分が生じるようにすることである。

20

【0073】

このように、従来の伝送線路における磁場の向き 855 に対して 90 度を超える角度だけ反転された方向、より好ましくは完全に反転された方向（180 度の方向）に局所的な高周波磁場を発生させる条件を成立させることが、本発明の伝送線路の好ましい条件である。回転方向反転構造の回転回数 N_r が 0.5 より大きな値に設定されれば、信号伝送方向 65 とは 90 度以上異なる方向に信号を局所的に伝送する信号導体が必ず生じるため、上記条件を容易に成立させることができる。

【0074】

また、回転回数 N_r が 0.5 である場合においても、第 3 の信号導体や第 4 の信号導体の導入により、上記条件を成立させることもできる。例えば、回転回数 $N_r = 0.5$ を有しながら、例えば第 4 の信号導体を追加して構成された伝送線路 322、332 において生じる高周波磁場の向きを図 12、図 13 の模式説明図に示す。

30

【0075】

図 12 及び図 13 の模式説明図にて明らかなように、回転回数 $N_r = 0.5$ を有する伝送線路でも、局所的に生じる高周波磁場の向きをかなり変えることができることがわかる。具体的には、図 12 に示す伝送線路 322 においては、一の回転方向反転構造 327 における第 2 の信号導体 327b と、隣接される回転方向反転構造 327 における第 1 の信号導体 327a との間への第 4 の信号導体 327d の導入により、局所的な部位にて生じる高周波磁場 321a ~ 321f の向きの中で、図示点線にて囲まれた部分である伝送方向反転部 328 における磁場 321b は、従来の伝送線路での磁場方向 855 と逆方向の成分を有することになる。さらに、図 13 に示す伝送線路 332 においては、同様に、隣接する回転方向反転構造 337 間を接続する第 4 の信号導体 337d の導入により、局所的な部位にて生じる高周波磁場 331a ~ 331e の向きのうちの伝送方向反転部 338 の中央付近における磁場 331c において、従来の伝送線路における磁場方向 855 と逆方向の向きを確実に発生させることができる。いずれの伝送線路 322 及び 332 においても、伝送方向反転部 328、338 を含む構成が採用されているため、伝送線路反転部 328、338 において、従来の伝送線路における磁場方向 855 とは逆向きの成分を有する磁場を生じさせることが可能となり、本発明における不要輻射の減少効果をより効果

40

50

的に提供することができる。すなわち、第1、第2、第3、第4の信号導体の中で少なくとも一箇所の部位が局所的に、信号伝送方向65とは90度を超えて異なる方向に信号を伝送するような構成、つまり伝送方向反転部を含む構成を採用することが、本発明における不要輻射強度抑制の効果を得るためには好ましいことになる。

【0076】

また、このような不要輻射強度抑制の効果は、回転方向反転構造の回転回数 N_r が大きな値に設定されることにより増強されるものの、 N_r が2程度に達すると飽和する傾向がある。また、 N_r を極端に大きく設定することは、伝送線路において総配線領域幅 W 、および回路占有面積の増大を招くため好ましくない。また、図11から図13の模式説明図を用いて説明した不要輻射強度抑制の効果については、図示した伝送線路の構造内で高周波電流の位相が極端に回転しない条件において得られるものである。すなわち、回転方向反転構造の線路長は、伝送される信号の周波数において共振を起こすような値に設定されることは伝送特性劣化と不要輻射の両方を招くので好ましくない。以上の条件から、回転回数 N_r を極端に大きい値に設定することも好ましくなく、逆に、回転回数 N_r を2以下の値に設定すれば使用される帯域上限値を制限することなく、本発明の不要輻射抑制効果を十分に得ることができる。よって通常の実用的な条件としては回転方向反転構造の回転回数 N_r が0.75以上2以下の範囲で用いられることが不要輻射強度抑制の効果を得るといふ観点からは好ましい。

10

【0077】

さらに、本発明の伝送線路において、回転方向反転構造を複数回直列に接続することは、不要輻射強度低減のために好ましい。特に、本発明の伝送線路では、従来の伝送線路にはない、実効線路長に依存した不要輻射抑制の効果増強現象が得られる。すなわち、従来の伝送線路においては、電流ループが線路長に渡って連続しているため、線路長の増加につれて不要輻射強度は単調に増加する傾向がある。例えば、ある線路長の伝送線路からの不要輻射強度を測定しても、実効線路長が実効波長の0.5倍や1倍に相当する周波数で強度が低減する現象は特に得られない。一方、本発明の伝送線路においては、不要輻射を低減したい周波数成分の実効波長の0.5倍以上に実効線路長 L_{eff} を設定することにより、不要輻射強度を効果的に抑制することが可能である。さらに線路長を延長して実効線路長 L_{eff} を、不要輻射強度を抑制したい周波数での実効波長と等しくすると、不要輻射強度抑制効果を最大限に得ることができる。

20

30

【0078】

本発明の伝送線路では局所的に電流ループが切断されているので、任意の局所部位での磁場に起因して生じる不要輻射と、伝送線路に沿って実効波長の半分だけ位相が回転した局所部位での磁場に起因して生じる不要輻射は互いに打ち消しあうことができる。よって、実効線路長 L_{eff} が実効波長の0.5倍以上に達すると、不要輻射抑制の効果が増強して得られるものである。

【0079】

さらに、実効線路長 L_{eff} が実効波長の1倍に達した条件では、実効波長の半分の線路長の領域で生じている無数の局所的な磁場群は、それぞれが実効波長の半分だけ位相が回転した部位で生じている局所的な磁場と向きが完全に逆になるため、両磁場に起因して生じる不要輻射は必ず打ち消され、最大限の不要輻射抑制効果を得ることができる。

40

【0080】

さらに、線路長が延長されたとしても、実効波長の整数倍分の線路長から生じる不要輻射は少なくとも完全に打ち消しあったままなので、本発明の不要輻射抑制の効果は消失しない。上述の原理より、本発明の伝送線路は、実効線路長 L_{eff} が不要輻射を低減したい周波数成分の実効波長の0.5倍以上、特に好ましくは1倍以上に設定されれば、従来の伝送線路と比較すると不要輻射強度を格段に抑制することができる。

【0081】

また、回転方向反転構造内の構造としては、以下の条件を満足することが好ましい。まず、第1の信号導体と第2の信号導体はその湾曲方向が、第1の回転方向 R_1 と第2の回

50

転方向 R 2 というように逆向きに設定されているが、その他の条件、すなわち、形状、回転回数 N_r 、線路幅 w 等の条件をできる限り等価に設定することが好ましい。これは、伝送線路内の局所的な構造が非対称になることにより、遠方空間に不要な輻射を生じさせないためである。上述したように、回転方向反転構造内に設定された軸を回転軸（中心）として、第 1 の信号導体と第 2 の信号導体が 180 度回転対称関係（すなわち点対称）で配置されれば、上記条件を満足することができる。

【0082】

ここで、図 1 4 に、本実施形態の伝送線路と従来の伝送線路との不要輻射特性比較をグラフ形式の模式図で示す。なお、図 1 4 においては、縦軸に入力電力に対する不要輻射利得 (dB) を示し、横軸に周波数 (対数表示) を示し、本実施形態の伝送線路を実線で、従来の伝送線路を点線で表している。なお、実施形態の伝送線路においては、回転方向反転構造内の回転回数 N_r を 1 程度の値に設定して、線路長に渡って中断することなく、回転方向反転構造が設定された場合の典型的な特性を模式的に示す。また、比較している 2 本の伝送線路の基板条件、実効的な特性インピーダンスは従来例 2 の伝送線路と等しい条件に統一しており、また、それぞれの線路長は 15 mm である。また、比較した全ての線路の両端は、伝送線路の特性インピーダンスと同じインピーダンスで終端された設定で比較しており、不要輻射強度の比較は両伝送線路を共振器として利用している条件ではない。また、不要輻射利得として、最も強度が強かった方向で観測された利得をプロットしている。

10

【0083】

図 1 4 に示すように、本実施形態の伝送線路は、周波数 f が低い領域では、従来の伝送線路と比較的近い不要輻射強度を示し、不要輻射強度低減の効果は 0.5 dB 程度である。一方、ある周波数 f_1 を超えると不要輻射抑圧の効果が増強される。そして、不要輻射抑圧効果は周波数 f_2 ($f_2 > f_1$) で最大に達する。 $f > f_2$ の周波数帯域では若干の変動はあるものの、改善効果は持続する。周波数 f_1 において、本実施形態の伝送線路の両端間の通過位相量は 180 度に相当しており、また、周波数 f_2 では、360 度である。

20

【0084】

次に、図 1 5 において、回転回数 N_r が 1 程度の本実施形態の伝送線路を用いることによって、同じ線路長を有する従来の伝送線路と比較して不要輻射強度が抑圧される量を縦軸に、通過位相値から導出される本実施形態の伝送線路の実効線路長を各周波数での実効波長で規格化した値を横軸に設定し、図 1 4 の結果を模式的に再プロットしたものを示す。すなわち、図 1 5 において、横軸が 0.5 の状態は、実効線路長 L_{eff} が実効波長の半分である場合に相当し、横軸が 1 の場合は実効線路長 L_{eff} が実効波長の 1 倍である場合に相当する。なお、図 1 4 にはプロットしなかった回転回数 $N_r = 0.5$ の場合の本実施形態の伝送線路の特性も、図 1 5 に追加してプロットしている。

30

【0085】

図 1 5 に示すように、不要輻射強度抑圧効果が開始するのは、横軸が 0.5 に達した場合であり、0.5 という値は回転回数 N_r に依存しないことが判る。また、不要輻射抑圧効果が最大化するのは、横軸が 1 に達した場合であり、1 という値も回転回数 N_r に依存しない。一方、横軸が 1 以上になった場合は回転回数 N_r の違いは大きく特性を左右する。回転回数 $N_r = 1$ では、横軸が 1 より大きい値に延長されても不要輻射抑圧効果は消失せず持続する。一方、回転回数 $N_r = 0.5$ では、従来の伝送線路より不要輻射が増えることはないが、線路長の増加に伴い抑圧効果は収束に向かうため、広い条件で不要輻射抑圧効果を得ることは困難である。回転回数が 0.5 より大きな値をとることが、広い条件範囲で不要輻射抑圧効果を得るためには重要である。

40

【0086】

なお、上記説明で回転回数 N_r を本実施形態の伝送線路のパラメータとして挙げているが、上述においても説明したように、回転回数 N_r は、伝送線路の電流ループがいかにか分断されているかの程度を示すパラメータであり、第 3、第 4 の信号導体を用いて局所的な

50

信号導体の配向を信号伝送方向と90度以上傾けて設定すれば、回転回数 N_r が小さい設定でも不要輻射の効果を増大せしめることが可能である。

【0087】

(実施例)

次に、本実施形態の伝送線路についてのいくつかの実施例について以下に説明する。

【0088】

実施例として、誘電率3.8、総厚250 μm の誘電体基板の表面上に銅配線により厚さ20 μm 、線路幅75 μm の信号導体を形成し、裏面全面にも同じく銅配線により厚さ20 μm の接地導体層を形成して、マイクロストリップ線路構造を構成した。総配線領域幅 W は500 μm とし、回転方向反転構造内で第1の信号導体及び第2の信号導体を回転回数 N_r でもって湾曲させるように形成した。具体的には、信号導体の回転回数 N_r が0.75回転の回転方向反転構造を有しかつ伝送方向反転部を有する伝送線路を本発明の実施例1とし、回転回数 N_r が1回転の回転方向反転構造を有しかつ伝送方向反転部を有する伝送線路を実施例2として作製した。また、これらの実施例1及び2に対する比較例として、 N_r が0.5回転の回転方向反転構造を有しているものの、伝送方向反転部を有していない伝送線路を作製した。なお、実施例1及び2並びに比較例の伝送線路において、総配線領域幅 W が500 μm となるように、比較例の伝送線路の線路幅は100 μm に設定した。また、実施例1の伝送線路においては、回転方向反転構造を連続して24周期接続した構造を採用し、実施例2の伝送線路においては、連続して21周期接続した構造を採用し、比較例の伝送線路においては、連続して27周期接続した構造を採用し、さらにそれぞれの伝送線路の線路長を15mmとして作製した。

【0089】

これらの実施例1及び2並びに比較例1の伝送線路に対して、不要輻射強度の測定を行った。その測定結果として図16に、比較例(回転回数 $N_r = 0.5$)、実施例2(回転回数 $N_r = 1$)からの不要輻射強度の周波数依存性を示す。なお、従来構成の直線状の伝送線路との比較のため、同一配線本数密度、同一線路長の従来例の伝送線路における特性も図16に加えた。なお、不要輻射強度は入力電圧に対するアンテナ利得として示しており、横軸は周波数の対数表示である。図16に示すように、比較例及び実施例2の伝送線路は共に、常に従来例の伝送線路よりも低い不要輻射利得を示したが、比較例($N_r = 0.5$)では6GHzから25GHzの周波数範囲でのみ従来例よりも僅かに強い不要輻射抑圧効果を得られたのに対して、実施例2($N_r = 1$)では3GHz以上の全ての周波数範囲で、特に強い不要輻射抑圧効果を得られることを確認した。

【0090】

さらに、図17には、実施例1及び2並びに比較例の伝送線路における不要輻射特性の実効線路長 L_{eff} 依存性を示す。図17において、縦軸は、デシベル表示での従来例を比較対象とした不要輻射利得の抑圧量であり、横軸は、実効線路長 L_{eff} を実効波長で規格化した無次元数 X である。横軸の値は伝送線路の通過信号の位相進行量から導出することが可能であり、 $X = 0.5$ では、実効線路長 L_{eff} は伝送周波数の実効波長の半分に相当し、 $X = 1$ では、実効線路長 L_{eff} は伝送周波数の実効波長の1倍に相当している。

【0091】

図17に示すように、実効線路長が伝送周波数の実効波長の半分未満の場合、本発明の伝送線路からの不要輻射強度は、電磁波に対して相対的に線路長が短い場合には、従来の伝送線路より抑圧はされるものの、その抑圧量は0.5dB程度に留まっている。次に、実効線路長 L_{eff} が伝送周波数の実効波長の半分以上を超えると、線路長に依存した効果が働き始めて不要輻射強度は低下しはじめ、実効線路長 L_{eff} が伝送周波数の実効波長の1倍になると、改善量は最大値に達する。改善量の最大値は回転回数 N_r にも依存し、実施例2($N_r = 1$)で12dB、実施例1($N_r = 0.75$)では約8dBにも達している。また、線路長が実効波長の1倍よりも長い距離に延長された場合でも、改善量は若干減少するものの、従来例の不要輻射量を上回る不要輻射は観測されなかった。特に、実施

10

20

30

40

50

例 2 ($N_r = 1$) では 7.8 dB、実施例 1 ($N_r = 0.75$) では 4 dB の抑圧量が、測定した範囲の上限値においても継続して得られた。また、図 17 より明らかなように、回転回数 $N_r = 0.5$ である比較例においては、改善が得られる横軸の範囲が 1 付近の値に限定されており、従来例の不要輻射量を上回る不要輻射は観測されないものの、実施例 1 及び 2 と比して不要輻射強度抑制の効果は低かった。

【0092】

なお、上記様々な実施形態のうちの任意の実施形態を適宜組み合わせることにより、それぞれの有する効果を奏するようにすることができる。

【0093】

本発明は、添付図面を参照しながら好ましい実施形態に関連して十分に記載されているが、この技術の熟練した人々にとっては種々の変形や修正は明白である。そのような変形や修正は、添付した請求の範囲による本発明の範囲から外れない限りにおいて、その中に含まれると理解されるべきである。

10

【0094】

2005年3月30日に出願された日本国特許出願 No. 2005-97370 号の明細書、図面、及び特許請求の範囲の開示内容は、全体として参照されて本明細書の中に取り入れられるものである。

【産業上の利用可能性】

【0095】

本発明にかかるシングルエンドの伝送線路は、周辺空間への不要輻射強度の抑圧が可能であり、結果的に、密配線による回路面積縮小、従来では信号漏洩が原因で困難であった回路の高速動作、を両立させることが可能となる。また、フィルタ、アンテナ、移相器、スイッチ、又は発振器等の通信分野の用途にも広く応用でき、電力伝送や ID タグなどの無線技術を使用する各分野においても使用され得る。

20

【図面の簡単な説明】

【0096】

本発明のこれらと他の目的と特徴は、添付された図面についての好ましい実施形態に関連した次の記述から明らかになる。

【図 1】図 1 は、本発明の一の実施形態にかかる伝送線路の模式斜視図である。

【図 2 A】図 2 A は、図 1 の伝送線路の模式平面図である。

30

【図 2 B】図 2 B は、図 2 A の伝送線路における A1 - A2 線模式断面図である。

【図 3】図 3 は、上記実施形態の変形例にかかる伝送線路の模式平面図であって、複数の回転方向反転構成が直列に接続された構成を示す図である。

【図 4】図 4 は、上記実施形態の変形例にかかる伝送線路であって、回転方向反転構成の回転回数が 0.75 に設定された構成を示す模式平面図である。

【図 5】図 5 は、上記実施形態の変形例にかかる伝送線路であって、回転方向反転構成の回転回数が 1.5 に設定された構成を示す模式平面図である。

【図 6】図 6 は、上記実施形態の変形例にかかる伝送線路であって、第 3 の信号導体及び第 4 の信号導体を含む構成を示す模式平面図である。

【図 7】図 7 は、上記実施形態の変形例にかかる伝送線路であって、キャパシタ構造を有する構成を示す模式平面図である。

40

【図 8】図 8 は、上記実施形態の変形例にかかる伝送線路であって、隣接する回転方向反転構成における回転方向が逆向きに設定された構成を示す模式平面図である。

【図 9】図 9 は、図 8 の伝送線路の構成において、隣接する回転方向反転構成における回転方向を同じ向きに設定した構成を示す模式平面図である。

【図 10 A】図 10 A は、上記実施形態の変形例にかかる伝送線路であって、誘電体基板が厚く設定された構成を示す模式平面図である。

【図 10 B】図 10 B は、図 10 A の伝送線路に比して、誘電体基板が薄く設定された構成を示す模式平面図である。

【図 11】図 11 は、上記実施形態の伝送線路内の回転方向反転構造内での局所的な磁場

50

の方向を示す模式説明図である。

【図12】図12は、図11の伝送線路とは異なる構成の伝送線路における局所的な磁場の方向を示す模式説明図である。

【図13】図13は、さらに別の構成の伝送線路における局所的な磁場の方向を示す模式説明図である。

【図14】図14は、本発明の一例の伝送線路と従来例の伝送線路の不要輻射利得特性の周波数特性の比較を示すグラフ形式の模式図である。

【図15】図15は、本発明の一例の伝送線路による不要輻射抑圧効果の実効線路長依存性を示すグラフ形式の模式図である。

【図16】図16は、本発明の実施例2の伝送線路、比較例の伝送線路、及び従来例の伝送線路における輻射された不要輻射強度の周波数依存性を示す図である。 10

【図17】図17は、本発明の実施例1及び2、並びに比較例の伝送線路での不要輻射抑圧量の実効線路長依存性を示す図である。

【図18A】図18Aは、従来例の伝送線路の伝送線路断面構造を示す図であって、シングルエンド伝送の場合の図である。

【図18B】図18Bは、従来例の伝送線路の伝送線路断面構造を示す図であって、差動信号伝送の場合の図である。

【図19】図19は、従来例の伝送線路における不要輻射の原因を説明するための模式説明図である。

【図20】図20は、従来例の伝送線路よりの不要輻射強度の周波数依存性を示す図である。 20

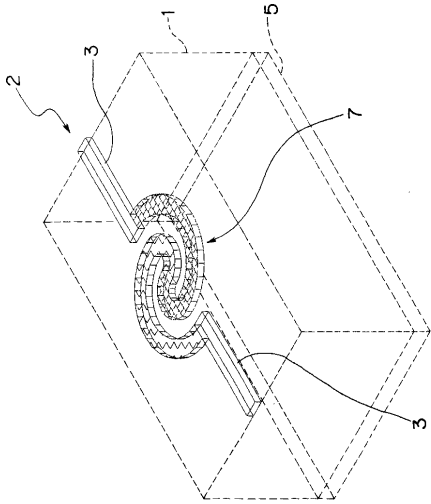
【図21】図21は、本発明の上記実施形態の伝送線路における伝送方向及び伝送方向反転部を説明するための模式平面図である。

【図22】図22は、上記実施形態の伝送線路において、誘電体基板の表面に別の誘電体層が配置された構成を示す模式断面図である。

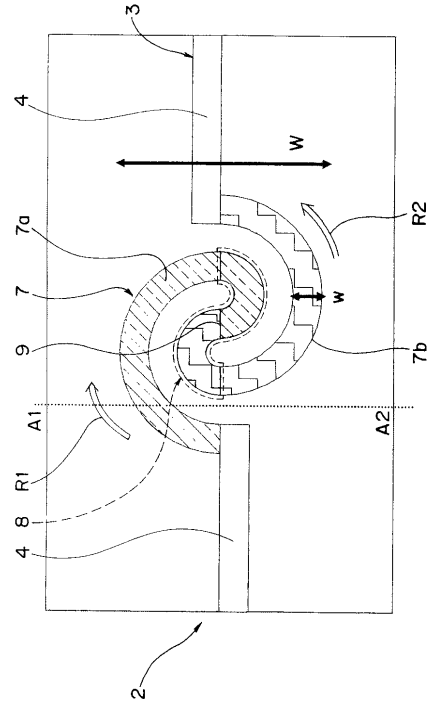
【図23】図23は、上記実施形態の伝送線路において、誘電体基板が積層体である構成を示す模式断面図である。

【図24】図24は、上記実施形態の伝送線路において、図22の伝送線路と図23の伝送線路の構成を組み合わせさせた構成を示す模式断面図である。

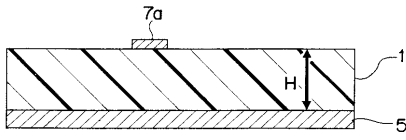
【 図 1 】



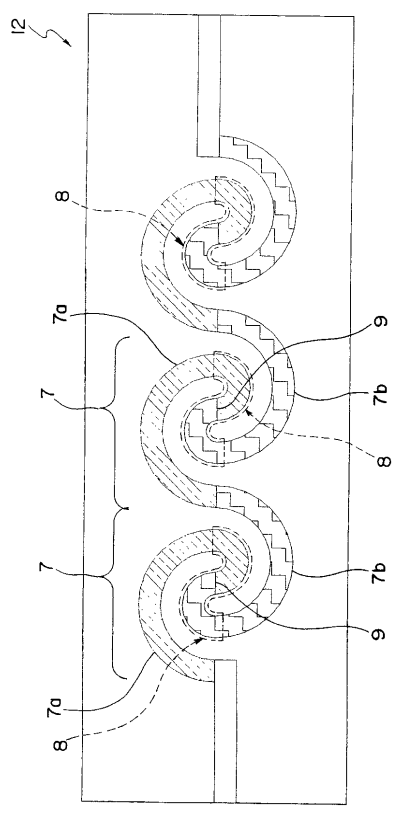
【 図 2 A 】



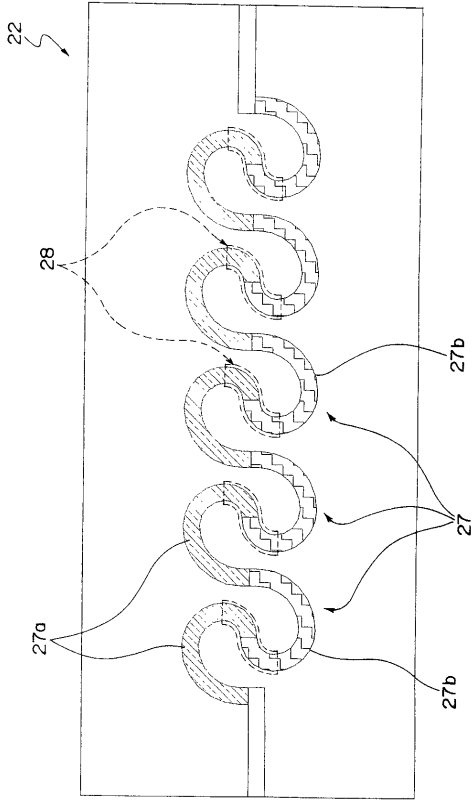
【 図 2 B 】



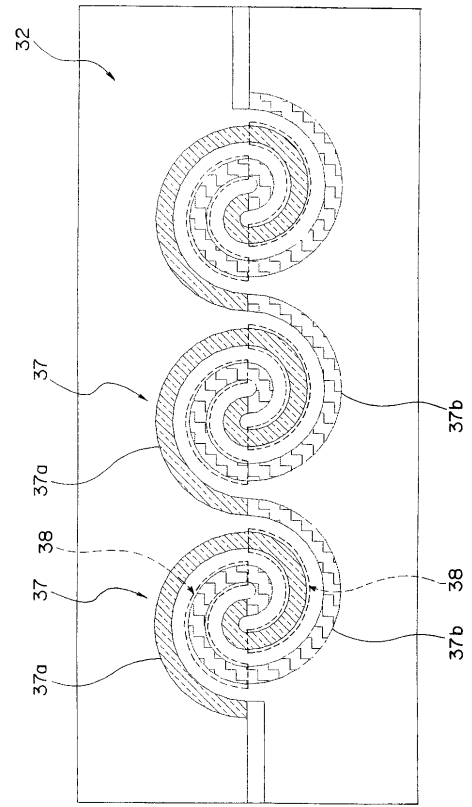
【 図 3 】



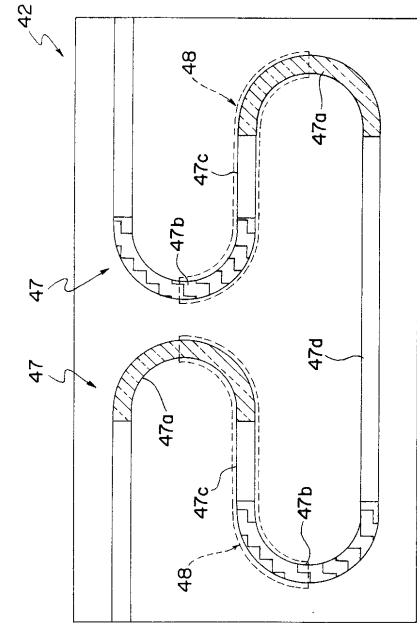
【 図 4 】



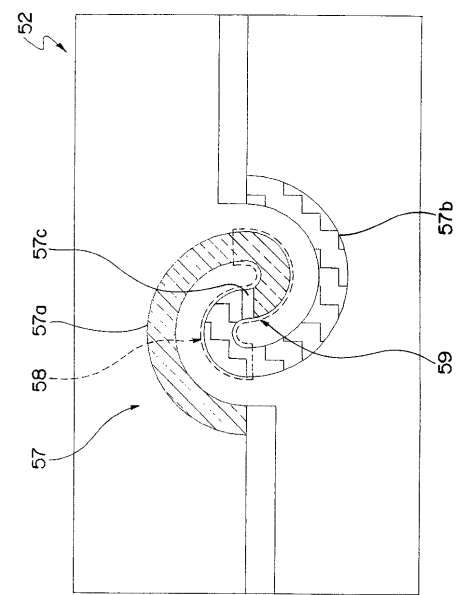
【 図 5 】



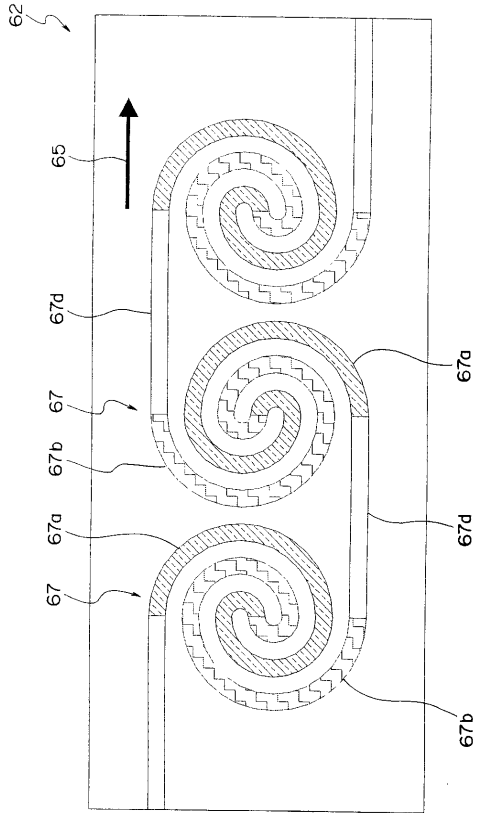
【 図 6 】



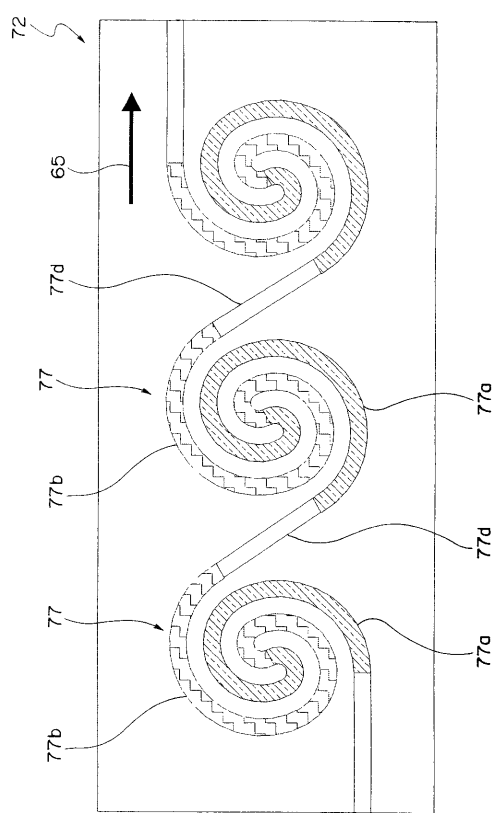
【 図 7 】



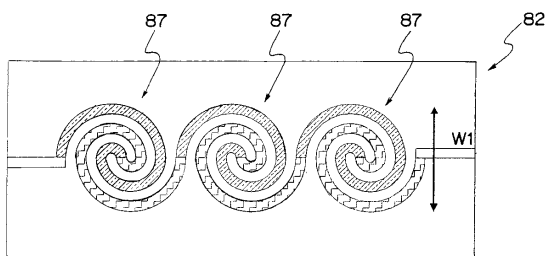
【 8 】



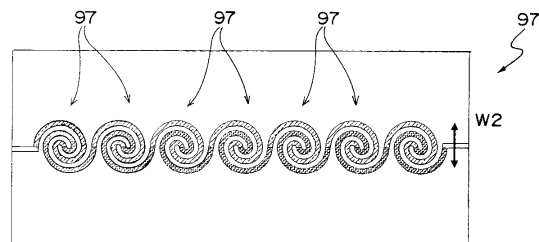
【 9 】



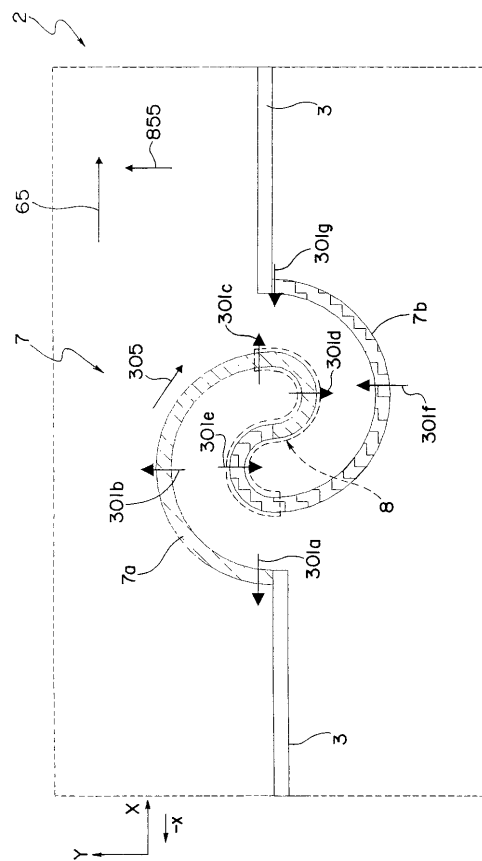
【 10 A 】



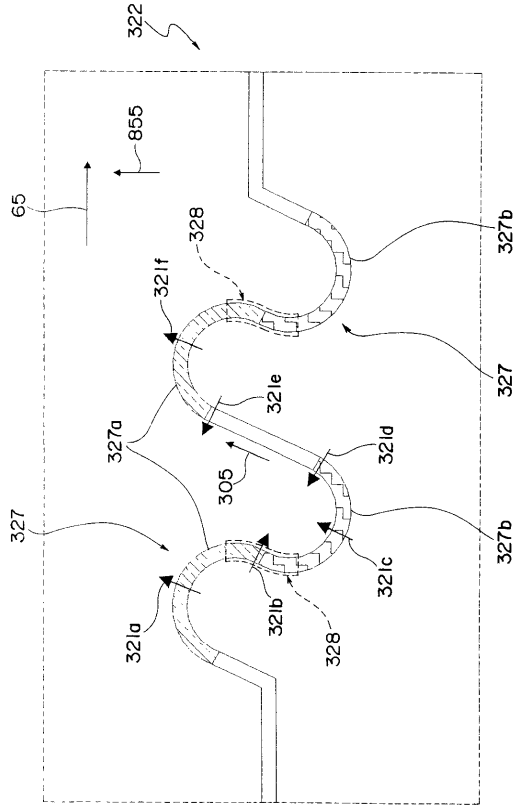
【 10 B 】



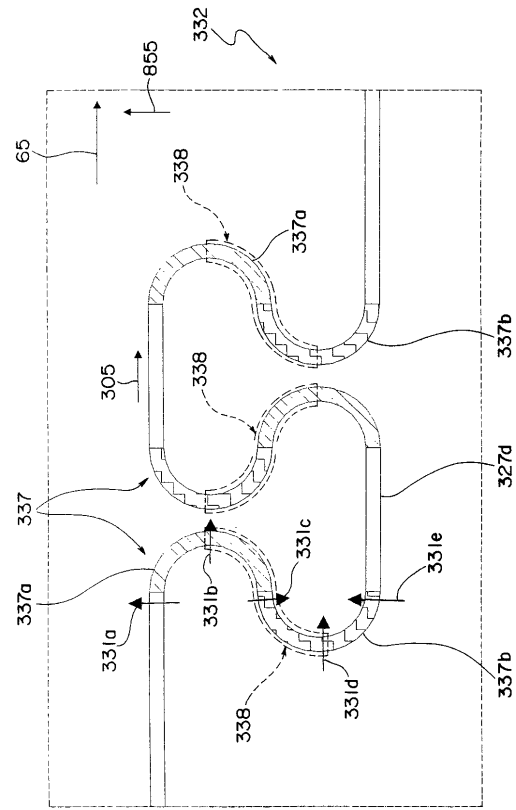
【 11 】



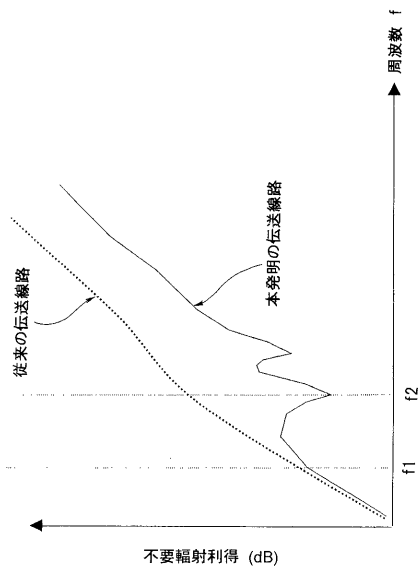
【 図 1 2 】



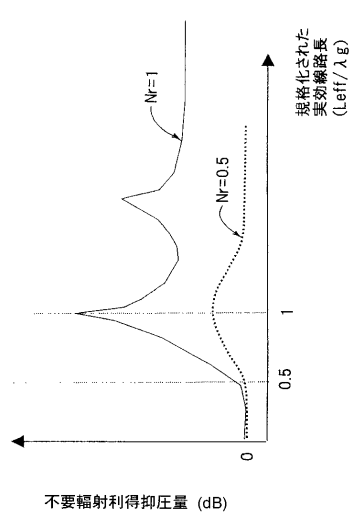
【 図 1 3 】



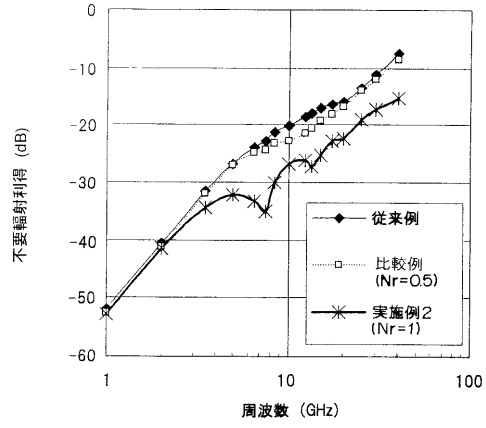
【 図 1 4 】



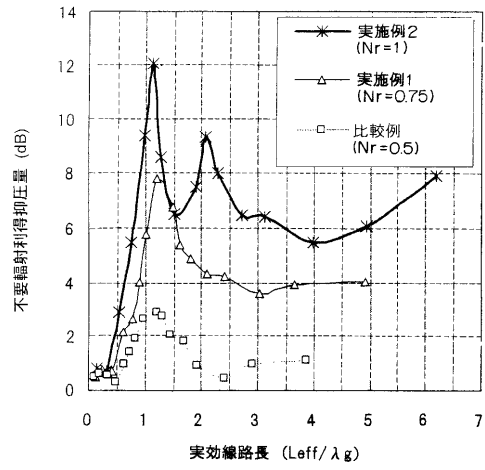
【 図 1 5 】



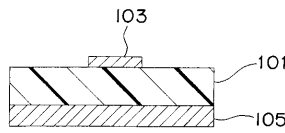
【 図 1 6 】



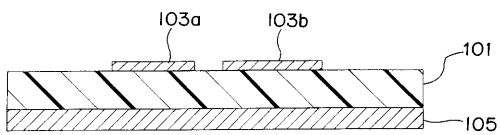
【 図 1 7 】



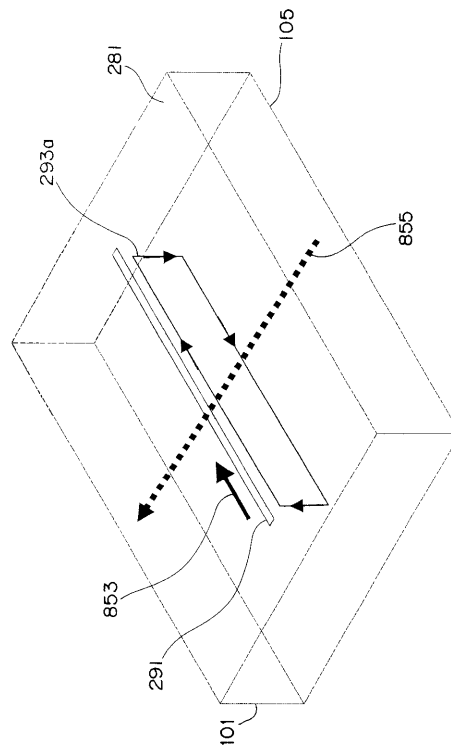
【 図 1 8 A 】



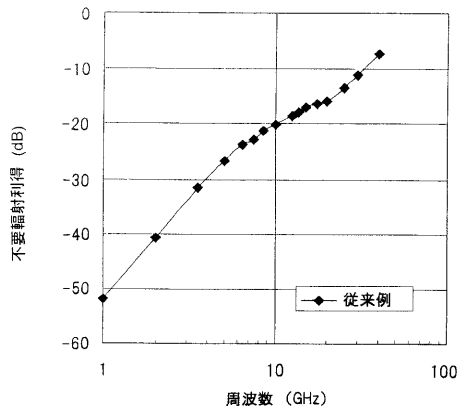
【 図 1 8 B 】



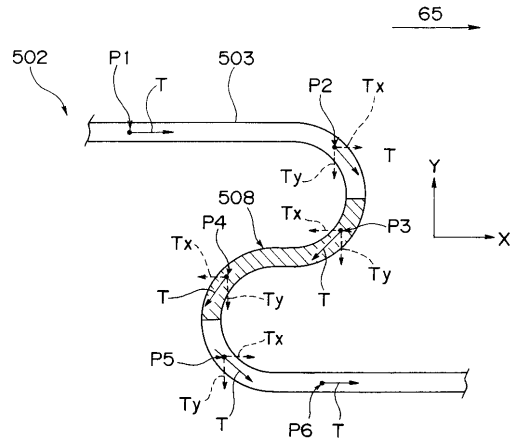
【 図 1 9 】



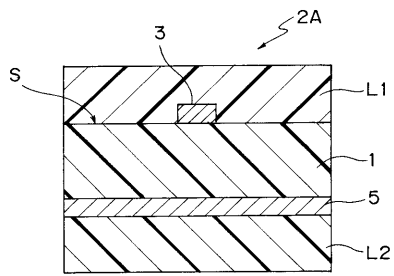
【 図 2 0 】



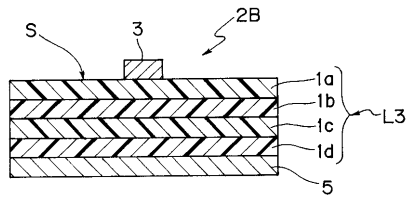
【 図 2 1 】



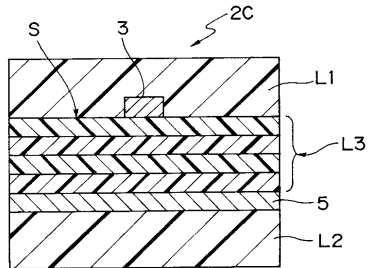
【 図 2 2 】



【 図 2 3 】



【 図 2 4 】



フロントページの続き

- (72)発明者 崎山 一幸
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
- (72)発明者 寒川 潮
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
- (72)発明者 藤島 丈泰
大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

審査官 麻生 哲朗

- (56)参考文献 特開2004-274172(JP,A)
特開平07-046010(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H01P 3/08