

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第4989992号
(P4989992)

(45) 発行日 平成24年8月1日(2012.8.1)

(24) 登録日 平成24年5月11日(2012.5.11)

(51) Int.Cl.

F I

HO 1 P 5/04 (2006.01)

HO 1 P 1/18 (2006.01)

HO 1 P 5/04 6 O 3 D

HO 1 P 1/18

請求項の数 12 (全 46 頁)

(21) 出願番号	特願2007-50339 (P2007-50339)	(73) 特許権者	000006633
(22) 出願日	平成19年2月28日 (2007.2.28)		京セラ株式会社
(65) 公開番号	特開2008-160785 (P2008-160785A)		京都府京都市伏見区竹田鳥羽殿町6番地
(43) 公開日	平成20年7月10日 (2008.7.10)	(74) 代理人	100075557
審査請求日	平成21年9月15日 (2009.9.15)		弁理士 西教 圭一郎
(31) 優先権主張番号	特願2006-325022 (P2006-325022)	(72) 発明者	平松 信樹
(32) 優先日	平成18年11月30日 (2006.11.30)		京都府相楽郡精華町光台3丁目5番地3号
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		京セラ株式会社中央研究所内
		(72) 発明者	早田 和樹
			京都府相楽郡精華町光台3丁目5番地3号
			京セラ株式会社中央研究所内
		(72) 発明者	中水流 和美
			京都府相楽郡精華町光台3丁目5番地3号
			京セラ株式会社中央研究所内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 整合回路、送信器、受信器、送受信器およびレーダ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

第1伝送線路と、
第2伝送線路と、
2つの第1接続端を有し、前記第1伝送線路の一端部に2つの前記第1接続端のうちの一方の第1接続端が接続され、前記第2伝送線路の一端部に他方の第1接続端が接続され、電圧を印加することによって通過する電磁波の位相を調整可能な第1移相回路と、
前記第2伝送線路から分岐して延在する第3伝送線路と、
少なくとも1つの第2接続端を有し、前記第3伝送線路の一端部に前記第2接続端が接続され、電圧を印加することによって反射する電磁波の位相を調整可能な第2移相回路とを含み、
前記第1移相回路は、
第1～第4入出力端子を有し、第1入出力端子から入力された電磁波が第2および第4入出力端子から分配されて出力されるマジックTと、
前記第2入出力端子から延在し、印加する電圧に応じて電気容量が変化する第1可変容量素子を前記第2入出力端子が接続される端部とは反対側の端部に有する第1延在部と、
前記第4入出力端子から延在し、印加する電圧に応じて電気容量が変化する第2可変容量素子を前記第4入出力端子が接続される端部とは反対側の端部に有する第2延在部とを含んで構成され、

前記第 1 伝送線路は、前記第 1 入出力端子に接続され、
 前記第 2 伝送線路は、前記第 3 入出力端子に接続され、
 前記第 2 移相回路は、印加する電圧に応じて電気容量が変化する第 3 可変容量素子から
 成り、

前記第 1 可変容量素子に接続され、前記第 1 可変容量素子に電圧を印加するための第 1
 電極と、

前記第 2 可変容量素子に接続され、前記第 2 可変容量素子に電圧を印加するための第 2
 電極と、

前記第 3 可変容量素子に接続され、前記第 3 可変容量素子に電圧を印加するための第 3
 電極とをさらに含むことを特徴とする整合回路。

10

【請求項 2】

前記第 1 ～ 第 3 伝送線路ならびに前記第 1 および第 2 移相回路が設けられ、電気絶縁性
 を有する基板と、

前記基板の厚み方向の一表面上に形成され、導電性を有し、電子部品が配置される部品
 配置部と、

前記一表面上において、前記部品配置部から前記第 1 伝送線路が設けられる領域に向け
 て延在して形成され、導電性を有する突出部と、

前記基板の厚み方向の他表面上に形成される裏面電極と、

前記突出部と前記裏面電極とを電氣的に接続する接続部とをさらに含むことを特徴とす
 る請求項 1 記載の整合回路。

20

【請求項 3】

前記第 1 伝送線路に電子部品が電氣的に接続され、前記電子部品から電磁波が入力され
 るとき、

前記電子部品から前記第 1 伝送線路に入力される電磁波が、前記電子部品と前記第 1
 伝送線路とを接続する接続体で反射される反射係数を Γ_1 とし、

前記第 1 伝送線路に入力された電磁波が、前記第 2 伝送線路の前記第 3 伝送線路が分
 岐する分岐部まで通過する透過係数の大きさを $|T_{M1}|$ とし、

前記第 1 伝送線路に入力された電磁波が、前記分岐部まで進むときに変化する位相を
 θ とし、

前記第 2 伝送線路に入力された電磁波が、前記分岐部で反射される反射係数を Γ_2 と
 すると、

30

Γ_2 が、前記第 1 および第 2 移相回路の移相量が可変な範囲において、

【数 1】

$$\Gamma_2 = \frac{\Gamma_1}{(2\Gamma_1 - 1)|T_{M1}|^2 \exp(-2j\theta)} \quad \dots (1)$$

式 (1) を満たすように、前記第 1 および第 3 伝送線路の線路長ならびに前記第 2 伝送
 線路の前記第 1 移相回路と分岐部との間の線路長が選ばれることを特徴とする請求項 1 ま
 たは 2 記載の整合回路。

40

【請求項 4】

前記第 1 伝送線路は、この第 1 伝送線路と前記電子部品とを接続する前記接続体の一端
 が接続される接続部位と、前記第 1 接続端に接続される前記一端部との間に、前記接続部
 位とはインピーダンスの異なるインピーダンス変化部を含むことを特徴とする請求項 3 に
 記載の整合回路。

【請求項 5】

前記接続体を介して前記電子部品から電磁波が入力されるとき、

前記接続体と、前記第 1 伝送線路のうちの遊端部から前記インピーダンス変化部まで
 のコネクタ部と、インピーダンス変化部とによって構成される接続ブロックに、電子部品
 側から入力される電磁波の反射係数を Γ_3 とし、

50

前記第 1 伝送線路のうちのコネクタ部およびインピーダンス変化部を除く残余の部分に前記接続ブロックから入力された電磁波が、前記第 2 伝送線路の前記第 3 伝送線路が分岐する分岐部まで通過する透過係数の大きさを $|T_{M2}|$ とすると、

Γ_3 が、前記第 1 および第 2 移相回路の移相量が可変な範囲において、

$$|\Gamma_3| < |T_{M2}|^2 \quad \dots (2)$$

式 (2) を満たすように前記第 1 および第 3 伝送線路の線路長、インピーダンス変化部のインピーダンス、ならびに前記第 2 伝送線路の前記第 1 移相回路と分岐部との間の線路長が選ばれることを特徴とする請求項 4 記載の整合回路。

【請求項 6】

前記第 1 および第 2 移相回路の移相量が可変な範囲において、前記接続体と前記整合回路とによって構成される接続回路に電子部品から入力される電磁波が前記接続回路によって反射される反射係数が 0 となるように、前記第 1 および第 3 伝送線路の線路長、インピーダンス変化部のインピーダンス、ならびに前記第 2 伝送線路の前記第 1 移相回路と分岐部との間の線路長が選ばれることを特徴とする請求項 5 記載の整合回路。

【請求項 7】

前記第 4 入出力端子と前記第 2 可変容量素子との間の線路長が、前記第 2 入出力端子と前記第 1 可変容量素子との間の線路長と、 $(2n - 1)\lambda / 4$ の長さ分、異なるように選ばれることを特徴とする請求項 1 ~ 6 のいずれか 1 つに記載の整合回路 (n は自然数を表す)。

【請求項 8】

高周波信号を発生する高周波発振器と、
前記高周波発振器に接続され、前記高周波発振器からの高周波信号を伝送する伝送線路と、
前記伝送線路に挿入される請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 つに記載の整合回路と、
前記伝送線路に接続され、高周波信号を放射するアンテナとを含むことを特徴とする送信器。

【請求項 9】

高周波信号を捕捉するアンテナと、
前記アンテナに接続され、前記アンテナによって捕捉される高周波信号を伝送する伝送線路と、
前記伝送線路に挿入される請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 つに記載の整合回路と、
前記伝送線路に接続され、前記伝送線路に伝送される高周波信号を検波する高周波検波器とを含むことを特徴とする受信器。

【請求項 10】

高周波信号を発生する高周波発振器と、
前記高周波発振器に接続され、高周波信号を伝送する第 4 伝送線路と、
第 1、第 2 および第 3 端子を有し、前記第 1 端子が前記第 4 伝送線路に接続され、前記第 1 端子に与えられる高周波信号を前記第 2 端子または前記第 3 端子に選択的に出力する分岐器と、
前記第 2 端子に接続され、前記第 2 端子から与えられる高周波信号を伝送する第 5 伝送線路と、
第 4、第 5 および第 6 端子を有し、前記第 5 伝送線路を介して前記第 4 端子に与えられる高周波信号を前記第 5 端子に出力し、かつ前記第 5 端子に与えられる高周波信号を前記第 6 端子に出力する分波器と、
前記第 5 端子に接続され、前記第 5 端子から出力される高周波信号を伝送し、前記第 5 端子に高周波信号を伝送する第 6 伝送線路と、
前記第 6 伝送線路に接続され、高周波信号を放射および捕捉するアンテナと、
前記第 3 端子に接続され、前記第 3 端子から出力される高周波信号を伝送する第 7 伝送線路と、
前記第 6 端子に接続され、前記第 6 端子から出力される高周波信号を伝送する第 8 伝送

10

20

30

40

50

線路と、

前記第 7 および第 8 伝送線路に接続され、前記第 7 および第 8 伝送線路から与えられる高周波信号を混合して中間周波信号を出力するミキサと、

前記第 4 ~ 第 8 伝送線路のうち少なくともいずれか 1 つに挿入される請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 つに記載の整合回路とを含むことを特徴とする送受信器。

【請求項 1 1】

高周波信号を発生する高周波発振器と、

前記高周波発振器に接続され、高周波信号を伝送する第 4 伝送線路と、

第 1、第 2 および第 3 端子を有し、前記第 1 端子が前記第 4 伝送線路に接続され、前記第 1 端子に与えられる高周波信号を前記第 2 端子または前記第 3 端子に選択的に出力する分岐器と、

10

前記第 2 端子に接続され、前記第 2 端子から与えられる高周波信号を伝送する第 5 伝送線路と、

前記第 5 伝送線路に接続され、高周波信号を放射する送信用アンテナと、

高周波信号を捕捉する受信用アンテナと、

前記受信用アンテナに接続され、捕捉した高周波信号を伝送する第 6 伝送線路と、

前記第 3 端子に接続され、前記第 3 端子から出力される高周波信号を伝送する第 7 伝送線路と、

前記第 6 および第 7 伝送線路に接続され、前記第 6 および第 7 伝送線路から与えられる高周波信号を混合して中間周波信号を出力するミキサと、

20

前記第 4 ~ 第 7 伝送線路のうち少なくともいずれか 1 つに挿入される請求項 1 ~ 7 のいずれか 1 つに記載の整合回路とを含むことを特徴とする送受信器。

【請求項 1 2】

請求項 1 0 または 1 1 に記載の送受信器と、

前記送受信器からの中間周波信号に基づいて、前記送受信器から探知対象物までの距離を検出する距離検出器とを含むことを特徴とするレーダ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、ミリ波およびマイクロ波などの高周波回路において用いられるインピーダンス調整機能を有する整合回路、この整合回路を備える送信器、受信器、送受信器およびレーダ装置に関する。

30

【背景技術】

【0002】

近年の高度情報化社会では、大容量のデータを高速で伝達するために、1 ~ 30 GHz のマイクロ波領域から 30 ~ 300 GHz のミリ波領域までの高周波数を利用した情報通信装置などの応用システムが提案されるようになってきている。たとえば車間距離を計測するためのレーダ装置のようなミリ波を用いたシステムが提案されている。

【0003】

このような高周波数を利用したシステムでは、高周波用の回路が用いられる。高周波回路の技術分野では、用いられる信号の周波数が高いことに起因して、高周波部品の接続部においてインピーダンスの不整合が生じ、高周波信号の反射が大きくなるという問題がある。たとえばボンディングワイヤは、周波数が高くなるほどインダクタンス成分に起因してリアクタンスが大きくなるので、MMIC (Microwave Monolithic Integrated Circuit) などの高周波部品と、50 Ω に設計された伝送線路とをボンディングワイヤによって接続する場合、インピーダンスに不整合が生じ、高周波信号の反射が大きくなるという問題がある。この接続部分での反射の低減を図るために、伝送線路側にインピーダンスの整合をとるための整合回路を設けたり、ボンディングワイヤの長さを調整したりしている。

40

【0004】

50

このような整合回路を設けたとしても、高周波回路を製造するときに整合回路を構成するパターンの寸法がばらついたり、MMICの実装位置がずれてボンディングワイヤのインダクタンス成分の大きさがばらついたりすることによって、製造した高周波回路が設計値から外れ、インピーダンスの不整合が生じるという問題がある。また高周波回路を製造するときに、ボンディングワイヤの長さが設計値から外れた場合には、ボンディングワイヤのインダクタンス成分の大きさが設計値から外れ、インピーダンスの不整合が生じるという問題がある。

【0005】

高周波回路の製造時のばらつきによって生じるインピーダンスの不整合を解消するために、インピーダンスの調整可能な整合回路がある。従来の技術では、インピーダンスの調整工程を設けて、整合回路のインピーダンスの調整を行なっている。

10

【0006】

第1の従来の技術では、インピーダンスの異なる複数のインピーダンス素子を予め形成しておき、インピーダンスを調整する工程において特定のインピーダンス素子を整合回路に接続して、インピーダンスの整合を図っている（たとえば特許文献1参照）。

【0007】

第2の従来の技術では、マイクロストリップラインが延びる方向に溝が形成され、この溝に沿って移動自在に係合された球状導体を有する整合回路を用いている。この技術では、インピーダンスを調整する工程において、溝に沿って球状導体の位置を調整することによってインピーダンスを調整し、インピーダンスが整合する位置に球状導体を非導電性接着剤によって固定している（たとえば特許文献2参照）。

20

【0008】

第3の従来の技術では、基板上にインピーダンス補正用の複数のパッドを予め形成しておき、インピーダンスを調整する工程において半田を用いて特定のパッドを整合回路に接続して、インピーダンスの整合を図っている（たとえば特許文献3参照）。

【0009】

【特許文献1】特開2005-117111号公報

【特許文献2】特開平9-252207号公報

【特許文献3】特開2005-5788号公報

【発明の開示】

30

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

第1の従来の技術では、インピーダンスの調整を行なうときに、特定のインピーダンス素子を整合回路に接続する工程を必要とするので、インピーダンスの調整に要する時間が長くなる。さらにインピーダンス素子を接続した後に、インピーダンスの整合が図れているか否かを確認し、インピーダンスが不整合であればさらに他のインピーダンス素子を整合回路に接続するという工程を繰返す必要があるので、インピーダンスの調整に要する時間が長くなり、生産性が低下することによって、製造コストが増大する。また予め設けたインピーダンス素子を整合回路に接続することによってインピーダンスの調整を行なうので、インピーダンスを連続的に変化させて調整することができず、高精度にインピーダンスの調整を行なうことができないという問題がある。

40

【0011】

第2の従来の技術では、球状導体の位置を移動させて、インピーダンスの整合が図れているか否かを確認し、インピーダンスが不整合であればさらに他のインピーダンス素子を整合回路に接続するという工程を繰返す必要がある。さらに、球状導体の位置の調整が終了すると、非導電性接着剤で球状導体の位置を固定する工程を必要とするので、インピーダンスの調整に要する時間が長くなり、生産性が低下することによって、製造コストが増大する。

【0012】

第3の従来の技術では、インピーダンスの調整を行なうときに、特定のパッドを整合回

50

路に半田で接続する工程を必要とするので、インピーダンスの調整に要する時間が長くなる。さらにパッドを接続した後に、インピーダンスの整合が図れているか否かを確認し、インピーダンスが不整合であればさらに他のパッドを整合回路に接続するという工程を繰返す必要があるので、インピーダンスの調整に要する時間が長くなり、生産性が低下することによって、製造コストが増大する。また予め設けたパッドを整合回路に接続することによってインピーダンスの調整を行なうので、インピーダンスを連続的に変化させて調整することができず、高精度にインピーダンスの調整を行なうことができないという問題がある。

【0013】

したがって本発明の目的は、容易かつ高精度にインピーダンスの調整を図ることができる整合回路、この整合回路を備える送信器、受信器、送受信器およびレーダ装置を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0014】

本発明は、第1伝送線路と、
第2伝送線路と、

2つの第1接続端を有し、前記第1伝送線路の一端部に2つの前記第1接続端のうちの一方の第1接続端が接続され、前記第2伝送線路の一端部に他方の第1接続端が接続され、電圧を印加することによって通過する電磁波の位相を調整可能な第1移相回路と、

前記第2伝送線路から分岐して延在する第3伝送線路と、

少なくとも1つの第2接続端を有し、前記第3伝送線路の一端部に前記第2接続端が接続され、電圧を印加することによって反射する電磁波の位相を調整可能な第2移相回路とを含み、

前記第1移相回路は、

第1～第4入出力端子を有し、第1入出力端子から入力された電磁波が第2および第4入出力端子から分配されて出力されるマジックTと、

前記第2入出力端子から延在し、印加する電圧に応じて電気容量が変化する第1可変容量素子を前記第2入出力端子が接続される端部とは反対側の端部に有する第1延在部と

、

前記第4入出力端子から延在し、印加する電圧に応じて電気容量が変化する第2可変容量素子を前記第4入出力端子が接続される端部とは反対側の端部に有する第2延在部とを含んで構成され、

前記第1伝送線路は、前記第1入出力端子に接続され、

前記第2伝送線路は、前記第3入出力端子に接続され、

前記第2移相回路は、印加する電圧に応じて電気容量が変化する第3可変容量素子から成り、

前記第1可変容量素子に接続され、前記第1可変容量素子に電圧を印加するための第1電極と、

前記第2可変容量素子に接続され、前記第2可変容量素子に電圧を印加するための第2電極と、

前記第3可変容量素子に接続され、前記第3可変容量素子に電圧を印加するための第3電極とをさらに含むことを特徴とする整合回路である。

【0017】

また本発明は、前記第1～第3伝送線路ならびに前記第1および第2移相回路が設けられ、電気絶縁性を有する基板と、

前記基板の厚み方向の一表面上に形成され、導電性を有し、電子部品が配置される部品配置部と、

前記一表面上において、前記部品配置部から前記第1伝送線路が設けられる領域に向けて延在して形成され、導電性を有する突出部と、

前記基板の厚み方向の他表面上に形成される裏面電極と、

10

20

30

40

50

前記突出部と前記裏面電極とを電氣的に接続する接続部とをさらに含むことを特徴とする。

【 0 0 1 9 】

さらに本発明は、前記第 1 伝送線路に電子部品が電氣的に接続され、前記電子部品から電磁波が入力されるとき、

前記電子部品から前記第 1 伝送線路に入力される電磁波が、前記電子部品と前記第 1 伝送線路とを接続する接続体で反射される反射係数を Γ_1 とし、

前記第 1 伝送線路に入力された電磁波が、前記第 2 伝送線路の前記第 3 伝送線路が分岐する分岐部まで通過する透過係数の大きさを $|T_{M1}|$ とし、

前記第 1 伝送線路に入力された電磁波が、前記分岐部まで進むときに変化する位相を θ とし、

前記第 2 伝送線路に入力された電磁波が、前記分岐部で反射される反射係数を Γ_2 とすると、

Γ_2 が、前記第 1 および第 2 移相回路の移相量が可変な範囲において、

【 0 0 2 0 】

【 数 1 】

$$\Gamma_2 = \frac{\Gamma_1}{(2\Gamma_1 - 1)|T_{M1}|^2 \exp(-2j\theta)} \quad \dots (1)$$

【 0 0 2 1 】

式 (1) を満たすように、前記第 1 および第 3 伝送線路の線路長ならびに前記第 2 伝送線路の前記第 1 移相回路と分岐部との間の線路長が選ばれることを特徴とする。

さらに本発明は、前記第 1 伝送線路は、この第 1 伝送線路と前記電子部品とを接続する前記接続体の一端が接続される接続部位と、前記第 1 接続端に接続される前記一端部との間に、前記接続部位とはインピーダンスの異なるインピーダンス変化部を含むことを特徴とする。

さらに本発明は、前記接続体を介して前記電子部品から電磁波が入力されるとき、

前記接続体と、前記第 1 伝送線路のうちの遊端部から前記インピーダンス変化部までのコネクタ部と、インピーダンス変化部とによって構成される接続ブロックに、電子部品側から入力される電磁波の反射係数を Γ_3 とし、

前記第 1 伝送線路のうちのコネクタ部およびインピーダンス変化部を除く残余の部分に前記接続ブロックから入力された電磁波が、前記第 2 伝送線路の前記第 3 伝送線路が分岐する分岐部まで通過する透過係数の大きさを $|T_{M2}|$ とすると、

Γ_3 が、前記第 1 および第 2 移相回路の移相量が可変な範囲において、

$$|\Gamma_3| < |T_{M2}|^2 \quad \dots (2)$$

式 (2) を満たすように前記第 1 および第 3 伝送線路の線路長、インピーダンス変化部のインピーダンス、ならびに前記第 2 伝送線路の前記第 1 移相回路と分岐部との間の線路長が選ばれることを特徴とする。

さらに本発明は、前記第 1 および第 2 移相回路の移相量が可変な範囲において、前記接続体と前記整合回路とによって構成される接続回路に電子部品から入力される電磁波が前記接続回路によって反射される反射係数が 0 となるように、前記第 1 および第 3 伝送線路の線路長、インピーダンス変化部のインピーダンス、ならびに前記第 2 伝送線路の前記第 1 移相回路と分岐部との間の線路長が選ばれることを特徴とする。

【 0 0 2 7 】

さらに本発明は、前記第 4 入出力端子と前記第 2 可変容量素子との間の線路長が、前記第 2 入出力端子と前記第 1 可変容量素子との間の線路長と、 $(2n - 1)\lambda / 4$ の長さ分、異なるように選ばれることを特徴とする (n は自然数を表す)。

【 0 0 3 5 】

さらに本発明は、高周波信号を発生する高周波発振器と、

前記高周波発振器に接続され、前記高周波発振器からの高周波信号を伝送する伝送線路と、

前記伝送線路に挿入される前記整合回路と、

前記伝送線路に接続され、高周波信号を放射するアンテナとを含むことを特徴とする送信器である。

【 0 0 3 6 】

さらに本発明は、高周波信号を捕捉するアンテナと、

前記アンテナに接続され、前記アンテナによって捕捉される高周波信号を伝送する伝送線路と、

前記伝送線路に挿入される前記整合回路と、

前記伝送線路に接続され、前記伝送線路に伝送される高周波信号を検波する高周波検波器とを含むことを特徴とする受信器である。

【 0 0 3 7 】

さらに本発明は、高周波信号を発生する高周波発振器と、

前記高周波発振器に接続され、高周波信号を伝送する第 4 伝送線路と、

第 1、第 2 および第 3 端子を有し、前記第 1 端子が前記第 4 伝送線路に接続され、前記第 1 端子に与えられる高周波信号を前記第 2 端子または前記第 3 端子に選択的に出力する分岐器と、

前記第 2 端子に接続され、前記第 2 端子から与えられる高周波信号を伝送する第 5 伝送線路と、

第 4、第 5 および第 6 端子を有し、前記第 5 伝送線路を介して前記第 4 端子に与えられる高周波信号を前記第 5 端子に出力し、かつ前記第 5 端子に与えられる高周波信号を前記第 6 端子に出力する分波器と、

前記第 5 端子に接続され、前記第 5 端子から出力される高周波信号を伝送し、前記第 5 端子に高周波信号を伝送する第 6 伝送線路と、

前記第 6 伝送線路に接続され、高周波信号を放射および捕捉するアンテナと、

前記第 3 端子に接続され、前記第 3 端子から出力される高周波信号を伝送する第 7 伝送線路と、

前記第 6 端子に接続され、前記第 6 端子から出力される高周波信号を伝送する第 8 伝送線路と、

前記第 7 および第 8 伝送線路に接続され、前記第 7 および第 8 伝送線路から与えられる高周波信号を混合して中間周波信号を出力するミキサと、

前記第 4 ~ 第 8 伝送線路のうち少なくともいずれか 1 つに挿入される前記整合回路とを含むことを特徴とする送受信器である。

【 0 0 3 8 】

さらに本発明は、高周波信号を発生する高周波発振器と、

前記高周波発振器に接続され、高周波信号を伝送する第 4 伝送線路と、

第 1、第 2 および第 3 端子を有し、前記第 1 端子が前記第 4 伝送線路に接続され、前記第 1 端子に与えられる高周波信号を前記第 2 端子または前記第 3 端子に選択的に出力する分岐器と、

前記第 2 端子に接続され、前記第 2 端子から与えられる高周波信号を伝送する第 5 伝送線路と、

前記第 5 伝送線路に接続され、高周波信号を放射する送信用アンテナと、

高周波信号を捕捉する受信用アンテナと、

前記受信用アンテナに接続され、捕捉した高周波信号を伝送する第 6 伝送線路と、

前記第 3 端子に接続され、前記第 3 端子から出力される高周波信号を伝送する第 7 伝送線路と、

前記第 6 および第 7 伝送線路に接続され、前記第 6 および第 7 伝送線路から与えられる高周波信号を混合して中間周波信号を出力するミキサと、

前記第 4 ~ 第 7 伝送線路のうち少なくともいずれか 1 つに挿入される前記整合回路とを

10

20

30

40

50

含むことを特徴とする送受信器である。

【 0 0 3 9 】

さらに本発明は、前記送受信器と、

前記送受信器からの中間周波信号に基づいて、前記送受信器から探知対象物までの距離を検出する距離検出器とを含むことを特徴とするレーダ装置である。

【発明の効果】

【 0 0 4 0 】

本発明によれば、第3伝送線路に第2移相回路が接続される。この第3伝送線路と第2移相回路とによって構成される伝送線路は、たとえばスタブとして機能する。スタブのインピーダンスは、通過する電磁波の周波数との関係で、長さに依存する。具体的には、スタブの電気長に依存する。第2移相回路は、印加する電圧に応じて移相量が変化するので、第2移相回路の電気長は、印加する電圧に応じて変化する。つまり通過する電磁波の位相を単位にして考えると、印加する電圧に応じて第2移相回路の長さが変化する。したがって、第3伝送線路と第2移相回路とによって構成される伝送線路の電気長も、印加する電圧に応じて変化する。これによって、作製した第3伝送線路の長さが、設計値から外れていたとしても、第2移相回路に印加する電圧を調整するだけで、第3伝送線路と第2移相回路とによって構成される伝送線路のインピーダンスを設計値通りに調整することができる。

10

【 0 0 4 1 】

また第1伝送線路と第2伝送線路との間に第1移相回路が設けられる。前述と同様に、第1伝送線路と、第1移相回路と、第2伝送線路のうちの第3伝送線路が分岐する分岐部から第1移相回路よりの部分とによって構成される伝送線路の電気長は、第1移相回路に印加する電圧に応じて変化する。したがって、作製した第1伝送線路と、第2伝送線路の分岐部から第1移相回路寄りの部分との長さが設計値から外れていたとしても、第1移相回路に印加する電圧を調整するだけで、第1伝送線路と、第1移相回路と、第2伝送線路の分岐部から第1移相回路寄りの部分とによって構成される伝送線路の電気長を設計値通りに調整することができる。

20

【 0 0 4 2 】

このように第1および第2移相回路にそれぞれ印加する電圧を調整することによって、整合回路全体のインピーダンスを調整することができる。

30

【 0 0 4 3 】

さらに、電子部品をボンディングワイヤで第1伝送線路に接続する場合、ボンディングワイヤと、整合回路とを含めた回路のインピーダンスは、電子部品の実装状態と、ボンディングワイヤの長さおよびボンディングワイヤの配置などのボンディングワイヤの接続状態に依存する。このように電子部品を実装し、ボンディングワイヤで接続した後においても、第1移相回路および第2移相回路にそれぞれ印加する電圧を調整することによって整合回路のインピーダンスを調整することができるので、電子部品からボンディングワイヤおよび整合回路を見たときのインピーダンスを調整することができる。たとえばボンディングワイヤおよび整合回路を含めた回路と、電子部品とのインピーダンスを整合するように第1移相回路および第2移相回路に印加する電圧を調整することによって、電子部品から出力される電力が整合回路によって反射されることを防ぐことができる。ここで、ボンディングワイヤからスタブまでの電気長を第1移相回路によって、スタブの電気長を第2移相回路によって、それぞれ独立に調整できるため、ボンディングワイヤのインピーダンスがどのように変化しても、第1移相回路および第2移相回路に印加する電圧をそれぞれ調整することによってインピーダンスを整合することができる。

40

【 0 0 4 4 】

また電圧は、連続的に変化するので、第1および第2移相回路に印加する電圧を連続的に変化すると、整合回路のインピーダンスを連続的に変化させることができる。これによって、整合回路のインピーダンスを不連続に変化させることができる第1および第3の従来の技術に比べて、高精度に整合回路のインピーダンスを調整することができる。

50

【 0 0 4 5 】

さらに、第 1 ～ 第 3 の従来の技術のように、非導電性接着剤で接着する工程、および半田付け工程などのような工程を必要としないので、従来の技術に比べてインピーダンスの調整を簡易に行なうことができ、インピーダンスの調整に要する時間を短縮して、コストダウンを図ることができる。

さらに、第 1 移相回路を構成するマジック T は、第 1 入出力端子から入力される電磁波が、第 2 および第 4 入出力端子から分配して出力され、第 3 入出力端子から出力されない。また第 2 入出力端子から出力される電磁波の位相と、第 4 入出力端子から出力される電磁波の位相とは、 π rad 異なる。第 1 移相回路には、このようなマジック T の第 2 入出力端子から延在する第 1 延在部と、第 4 入出力端子から延在する第 2 延在部とが設けられる。第 1 延在部と第 2 延在部とは、印加する電圧に応じて電気容量が変化する第 1 および第 2 可変容量素子をそれぞれ備える。さらに整合回路は、第 1 および第 2 可変容量素子にそれぞれ電圧を印加するための第 1 および第 2 電極を備える。この第 1 および第 2 電極に与える電圧を調整することによって、第 1 および第 2 延在部のインピーダンスを調整することができる。この第 1 および第 2 延在部のインピーダンスを調整することによって、第 1 および第 2 延在部によって反射される電磁波の位相を変化させることができる。これによって、第 1 移相回路を通過する電磁波の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。

10

また第 2 移相回路は、第 3 可変容量素子から成り、整合回路は、この第 3 可変容量素子に電圧を印加するための第 3 電極を有する。第 3 電極に印加する電圧を調整することによって第 3 可変容量素子のインピーダンスを調整することができ、これによって第 2 移相回路で反射される電磁波の位相を調整することができる。

20

【 0 0 4 6 】

また本発明によれば、基板の厚み方向の一表面上に形成される部品配置部から、第 1 伝送線路が設けられる領域に向けて延在して形成され、導電性を有する突出部が形成される。この突出部と、基板の厚み方向の他表面上に形成される裏面電極とは、接続部を介して電氣的に接続される。仮に突出部を設けない場合には、伝送モードが部品配置部と裏面電極とで形成される平行平板モードに結合してしまい、漏れとなって、伝送損失が大きくなる。突出部を設けることによって、平行平板モードの伝送を抑制することができ、伝送損失を抑えることができるため、効率的に高周波信号を伝送することができる。

30

【 0 0 4 7 】

さらに本発明によれば、分岐部で反射される反射係数 Γ_2 が、第 1 および第 2 移相回路の移相量が可変な範囲において、式 (1) を満たすように、第 1 および第 3 伝送線路の線路長ならびに第 2 伝送線路の第 1 移相回路と分岐部との間の線路長が選ばれる。このような線路長の第 1 ～ 第 3 伝送線路を形成すると、第 1 移相回路および第 2 移相回路に印加する電圧を調整することによって、式 (1) を満たす整合回路を実現することができる。整合回路が式 (1) を満たす場合、第 1 伝送線路に接続体を介して電子部品の入出力端子を接続すると、入出力端子から入力される高周波信号が接続体で反射される反射係数と、第 2 伝送線路から第 3 伝送線路が分岐する分岐部で反射される反射係数が等しく、かつ接続体で反射される反射波と、分岐部で反射される反射波とが、位相差が π rad で重ねあわされる。すなわち、接続体と第 1 伝送線路との接続部位で反射される反射波と、分岐部で反射される反射波とが重なり合って打ち消される。これによって電子部品から入力される高周波信号の反射を低減することができる。

40

【 0 0 4 8 】

さらに本発明によれば、第 1 伝送線路にインピーダンス変化部が設けられる。このインピーダンス変化部は、第 1 伝送線路と電子部品とを接続する接続体の一端が接続される第 1 伝送線路の接続部位とはインピーダンスが異なる。すなわち接続部位から第 1 移相回路に接続される一端部までに到る経路において、第 1 伝送線路のインピーダンスが変化する。このインピーダンスが変化するインピーダンス変化部で、電子部品から接続体を介して入力される電磁波の一部が反射され、一部が透過する。インピーダンス変化部を透過した

50

電磁波のうちの一部は、前記第2伝送線路の前記第3伝送線路が分岐する分岐部などで反射されてインピーダンス変化部に戻ってくる。インピーダンス変化部で反射された電磁波と、インピーダンス変化部を透過した後に反射された電磁波とは、重ね合わされる。インピーダンス変化部を透過した後に反射されてインピーダンス変化部に戻る電磁波の位相は、第1伝送線路と、第1移相回路と、第2伝送線路の分岐部から第1移相回路寄りの部分とによって構成される伝送線路の電気長、および第3伝送線路と第2移相回路とによってスタブとして機能する伝送線路のインピーダンスの2つのパラメータに依存する。これら2つのパラメータは、第1および第2移相回路に印加する電圧を調整することによって意図した値に設定することができる。これによって、インピーダンス変化部を透過した後に反射されてインピーダンス変化部に戻る電磁波の位相を調整し、重ね合わされた電磁波を弱めることができ、結果として接続体を介して電子部品から整合回路に入力される電磁波の反射係数を小さくすることができる。インピーダンス変化部の役割を説明する。電子部品から入力される電磁波は、一部が接続体で反射され、一部は透過する。接続体を透過した電磁波のうちの一部は、インピーダンス変化部で反射されて接続体に戻ってくる。接続体で反射された電磁波と、接続体を透過した後にインピーダンス変化部で反射された電磁波とは、重ね合わされ、接続体を透過した後にインピーダンス変化部で反射されて接続体に戻る電磁波の位相を適切に選べば、反射波の大きさを、インピーダンス変化部がない場合に比べて小さくすることができる。そうすると整合するときの、スタブとして機能する第3伝送線路と第2移相回路とによって構成される伝送線路からの反射の大きさが小さくてよいので、損失が小さく、広帯域な整合ができる。

【0049】

さらに本発明によれば、第1および第2移相回路の移相量が可変な範囲において、式(2)を満たすように第1および第3伝送線路の線路長、インピーダンス変化部のインピーダンス、ならびに第2伝送線路の第1移相回路と分岐部との間の線路長が選ばれる。

【0050】

式(2)を満たす整合回路の特性について説明する。接続体と、第1伝送線路のうちの遊端部からインピーダンス変化部までのコネクタ部と、インピーダンス変化部とによって構成される接続ブロックの電子部品から見た反射係数を Γ_3 とし、接続ブロックの第1移相回路から見た反射係数を Γ_4 とし、接続ブロックの電子部品側から第1移相回路側への透過係数を T_{43} とし、接続ブロックの第1移相回路側から電子部品側への透過係数を T_{34} とし、接続ブロックから入力された電磁波が、前記第2伝送線路の前記第3伝送線路が分岐する分岐部まで通過する透過係数の大きさを $|T_{M2}|$ 、位相を θ_1 とし、第3伝送線路と第2移相回路からなるスタブの第1移相回路側から見た反射係数を Γ_2 とし、接続ブロックの電子部品側の入力端をポート1とし、第2伝送線路の第1移相回路と反対側の出力端をポート2として、電子部品から接続体と整合回路とによって構成される接続回路を見たときの反射係数 S_{11} を0にできる条件を求める。まず式を簡単にするための準備として、 Γ_3 、 Γ_4 、 T_{34} 、 T_{43} の間に成立つ関係式を導く。式の導出を簡単にするために、接続ブロックには損失項がなく、リアクタンス成分のみの負荷の条件を求めておく。

【0051】

図17は、接続ブロックの反射係数、透過係数を説明するための図である。リアクタンス成分Xのみの負荷の場合、反射係数、透過係数に次の式(3)、(4)、(5)、(11)の関係が成り立つ。ポート3側から見た場合とポート4側から見た場合は対称なので、次式(3)が成立つ。

$$\Gamma_4 = \Gamma_3 \quad \dots (3)$$

【0052】

また可逆回路の条件によると、次式(4)が成立つ。

$$T_{34} = T_{43} \quad \dots (4)$$

【0053】

図18は、スミス図である。 Γ_3 は、特性インピーダンス R_0 の伝送線路にインピーダ

ンス $R_0 + jX$ の負荷が接続された場合の反射係数とみなせる（図 17 参照）ので、スミス図上では規格化インピーダンス 1 の定抵抗円（図 18 の破線）上に存在する。2 Γ_3 および 2 $\Gamma_3 - 1$ はそれぞれ図 18 の実線上、一点鎖線上に存在し、次式（5）で表される。

$$|2\Gamma_3 - 1| = 1 \quad \dots (5)$$

無損失回路の条件によると、次式（6）、（7）が成立つ。

$$|\Gamma_3|^2 + |T_{43}|^2 = 1 \quad \dots (6)$$

$$\Gamma_3^* T_{34} + T_{43}^* \Gamma_4 = 0 \quad \dots (7)$$

【0054】

式（7）において Γ_3^* 、 T_{43}^* は、それぞれ Γ_3 、 T_{43} の共役複素数を表す。式（3）を式（7）に代入すると、次式（8）が成立つ。

$$\Gamma_3^* T_{43} + T_{43}^* \Gamma_3 = 0 \quad \dots (8)$$

【0055】

式（8）を絶対値と位相とに分けて書き表すと、次式（9）に変形される。

$$|\Gamma_3| |T_{43}| \exp\{j(T_{43} - \Gamma_3)\} + |\Gamma_3| |T_{43}| \exp\{j(\Gamma_3 - T_{43})\} = 0 \quad \dots (9)$$

【0056】

式（9）において T_{43} 、 Γ_3 は、それぞれ T_{21} 、 Γ_3 の位相角を表し、記号「 j 」は、虚数単位を表す。式（9）より、次式（10）が成立つ。

$$T_{43} = \Gamma_3 - \pi/2 \quad \dots (10)$$

【0057】

Γ_3 はスミス図上では図 18 の破線上に存在し、式（6）と式（10）より、ベクトル Γ_3 とベクトル T_{21} とベクトル 1 とが直角三角形をなすことから（図 18 参照）、次式（11）が成立つ。

$$\Gamma_3 + T_{43} = 1 \quad \dots (11)$$

電子部品から接続回路を見たときの反射係数 S_{11} は、次式（12）で表される。

【0058】

【数 3】

$$S_{11} = \Gamma_3 + T_{34} T_{43} \Gamma_2 |T_{M2}|^2 e^{-2j\theta_1} \sum_{n=0}^{\infty} (\Gamma_4^n \Gamma_2^n |T_{M2}|^{2n} e^{-2jn\theta_1}) \quad \dots (12)$$

【0059】

$|x| < 1$ に対して次式（13）が成立つので、式（3）、式（4）、式（11）および式（13）を用いて式（12）を変形すると、式（14）となる。

【0060】

【数 4】

$$\sum_{n=0}^{\infty} x^n = \frac{1}{1-x} \quad \dots (13)$$

【0061】

【数 5】

$$S_{11} = \frac{\Gamma_3 + (1 - 2\Gamma_3)\Gamma_2 |T_{M2}|^2 e^{-2j\theta_1}}{1 - \Gamma_3 \Gamma_2 |T_{M2}|^2 e^{-2j\theta_1}} \quad \dots (14)$$

【0062】

この式（14）を Γ_2 に関して整理すると、反射係数 S_{11} を 0 にできる条件として、式（1）において Γ_1 、 T_{M1} 、 θ をそれぞれ Γ_3 、 T_{M2} 、 θ_1 に置き換えた次式（15）が導出される。

【0063】

10

20

30

40

50

【数 6】

$$\Gamma_2 = \frac{\Gamma_3}{(2\Gamma_3 - 1)|T_{M2}|^2 \exp(-2j\theta_1)} \quad \dots (15)$$

【0064】

両辺の絶対値をとり、式(5)を用いると、次式(16)が成立つ。

【0065】

【数 7】

$$|\Gamma_2| = \frac{|\Gamma_3|}{|2\Gamma_3 - 1||T_{M2}|^2} = \frac{|\Gamma_3|}{|T_{M2}|^2} \quad \dots (16)$$

10

【0066】

$|\Gamma_2| < 1$ でなければポート1からポート2に電磁波が透過することができないので、この条件を式(16)に代入すると、式(2)が導出される。この式(2)が反射係数 S_{11} を0にするための必要条件である。本発明では第1および第2移相回路の移相量が可変な範囲において、式(2)を満たすように整合回路を作製するので、電子部品から接続体と整合回路とによって構成される接続回路を見たときの反射係数 S_{11} を0に調整することができる。これによって、電子部品を設計した通りの負荷に接続して使用することができ、電子部品の設計どおりの特性を得ることができる。

20

【0067】

さらに本発明によれば、第1および第2移相回路の移相量が可変な範囲において、前記接続体と前記整合回路とによって構成される接続回路に電子部品から入力される電磁波が前記接続回路によって反射される反射係数 S_{11} が0となるように、前記第1および第3伝送線路の線路長、インピーダンス変化部のインピーダンス、ならびに前記第2伝送線路の前記第1移相回路と分岐部との間の線路長が選ばれる。これによって反射係数 S_{11} を0に調整することができ、電子部品から入力された電磁波がポート2に出力されるまでの減衰を小さくすることができる。

【0076】

さらに本発明によれば、第4入出力端子と前記第2可変容量素子との間の線路長が、前記第2入出力端子と前記第1可変容量素子との間の線路長と、 $(2n - 1)\lambda / 4$ の長さ分、異なるように選ばれる。したがって第1延在部に入力されて反射した電磁波と、第2延在部に入力されて反射された電磁波との位相は、 π rad異なる。そして、第1延在部で反射して第3入出力端子から出力される電磁波と、第2延在部で反射して第3入出力端子から出力される電磁波との位相は等しくなり、重ね合わされて第3入出力端子から出力される。このように設計された第1移相回路を用いると、反射波の位相変化を生じさせる第1および第2可変容量素子を用いても、第1入出力端子から入力された電磁波が第3入出力端子から出力する移相回路を実現することができる。

30

【0088】

さらに本発明によれば、伝送線路には、整合回路が挿入されるので、たとえば高周波発振器を接続するためのボンディングワイヤやパンプの形状ばらつきや伝送線路の配線幅のばらつきなどによって伝送線路に起因して発生する位相のずれを個々に調整して整合をとることができ、安定な発振特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い送信出力を持つ送信器を実現することができる。

40

【0089】

さらに本発明によれば、アンテナによって捕捉した高周波信号は、伝送線路に伝送されて高周波検波器によって検波される。本発明では、伝送線路には、整合回路が挿入されるので、たとえば高周波検波器を接続するためのボンディングワイヤやパンプの形状ばらつきや伝送線路の配線幅のばらつきなどによって伝送線路に起因して発生する位相のずれを個々に調整して、整合をとることができ、安定な検波特性を持つとともに、挿入損失が小

50

さく抑えられるために高い検波出力を持つ受信器を実現することができる。

【0090】

さらに本発明によれば、高周波発振器が発生した高周波信号は、第4伝送線路に伝送されて分岐器の第1端子に与えられ、分岐器の第2端子から第5伝送線路に与えられ、分波器の第4端子に与えられて、分波器の第5端子から第6伝送線路に与えられて、アンテナから放射される。またアンテナによって受信した高周波信号は、第6伝送線路に与えられて、分波器の第5端子に与えられ、分波器の第6端子から第8伝送線路に与えられて、ミキサに与えられる。またミキサには、分岐器の第3端子から第7伝送線路を介して、高周波発振器が発生した高周波信号がローカル信号として与えられる。ミキサは、高周波発振器が発生した高周波信号とアンテナによって受信した高周波信号とを混合して、中間周波信号を出力することによって、受信した高周波信号に含まれる情報が得られる。

10

【0091】

第4～第8伝送線路のうち少なくともいずれかの1つに、整合回路が挿入されることによって、たとえば配線幅のばらつきなどによって伝送線路に起因して不所望に変化する高周波信号の位相を調整して、たとえば安定な発振特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い送信出力を持つ送受信器を実現することができ、また、たとえば安定な検波特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い検波出力を持つ送受信器を実現することができ受信した高周波信号の信頼性を向上させることができ、また、たとえばミキサによって生成される中間周波数信号の信頼性を向上させることができる。

20

【0092】

さらに本発明によれば、高周波発振器が発生した高周波信号は、第4伝送線路に伝送されて分岐器の第1端子に与えられ、分岐器の第2端子から第5伝送線路に与えられ送信用アンテナから放射される。また受信用アンテナによって受信した高周波信号は、第6伝送線路に与えられて、ミキサに与えられる。またミキサには、分岐器の第3端子から第7伝送線路を介して、高周波発振器が発生した高周波信号がローカル信号として与えられる。ミキサは、高周波発振器が発生した高周波信号と受信用アンテナによって受信した高周波信号とを混合して、中間周波信号を出力することによって、受信した高周波信号に含まれる情報が得られる。

【0093】

第4～第7伝送線路のうち少なくともいずれかの1つに、整合回路が挿入されることによって、たとえば配線幅のばらつきなどによって伝送線路に起因して不所望に変化する高周波信号の位相を調整して、たとえば安定な発振特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い送信出力を持つ送受信器を実現することができ、また、たとえば安定な検波特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い検波出力を持つ送受信器を実現することができ受信した高周波信号の信頼性を向上させることができ、また、たとえばミキサによって生成される中間周波数信号の信頼性を向上させることができる。

30

【0094】

さらに本発明によれば、送受信器からの中間周波信号に基づいて、距離検出器が送受信器から探知対象物までの距離を検出するので、検知対象物までの距離を正確に検出することができるレーダ装置となる。

40

【発明を実施するための最良の形態】

【0095】

図1は、本発明の実施の一形態の整合回路1を示す斜視図である。整合回路1は、ボンディングワイヤ3を介して電子部品2と電氣的に接続される。整合回路1は、接続体に相当するボンディングワイヤ3を介して電子部品2から入力される電磁波（以下、高周波信号という）が、ボンディングワイヤ3との接続部位4で反射されないようにインピーダンスが調整される。

【0096】

50

整合回路 1 は、本実施の形態では誘電体基板 5 に形成され、第 1 ~ 第 3 伝送線路 6 , 7 , 8 と、第 1 移相回路 1 1 と、第 2 移相回路 1 2 とを含んで構成される。

【 0 0 9 7 】

第 1 移相回路 1 1 は、2 つの第 1 接続端 1 3 a , 1 3 b を有する。第 1 伝送線路 6 は、一方の第 1 接続端 1 3 a に接続され、この第 1 接続端 1 3 a から電子部品 2 が配置される部品配置台 1 4 に向けて延在して形成される。第 2 伝送線路 7 は、他方の第 1 接続端 1 3 b に接続され、この第 1 接続端 1 3 b から部品配置台 1 4 に対して離間する向きに延在して形成される。

【 0 0 9 8 】

第 2 移相回路 1 2 は、少なくとも 1 つの第 2 接続端を有し、本実施の形態では 2 つの第 2 接続端 1 5 a , 1 5 b を有する。第 3 伝送線路 8 は、第 2 伝送線路 7 から分岐して延在し、第 2 移相回路 1 2 の一方の第 2 接続端 1 5 a に接続される。

10

【 0 0 9 9 】

第 1 移相回路 1 1 は、電圧を印加することによって通過する電磁波の位相を調整可能である。第 2 移相回路 1 2 は、電圧を印加することによって反射する電磁波の位相を調整可能である。

【 0 1 0 0 】

誘電体基板 5 は、電気絶縁性を有し、誘電体によって形成され、ガラス、単結晶、セラミックス、樹脂またはそれらの複合体によって形成される。ガラスとしては、石英ガラス、結晶化ガラスなどが用いられる。単結晶としては、Si、GaAs、水晶、サファイア、MgO または $LaAlO_3$ などが用いられる。セラミックスとしては、アルミナ、窒化アルミニウム、ガラスセラミックス、フォスフェイトまたはコーディライトなどが用いられる。樹脂としては、エポキシ樹脂または含フッ素樹脂、液晶ポリマーなどが用いられる。誘電体基板 5 は、単層基板または多層基板によって実現され、多層基板の場合には、各層の厚み方向 Z の厚みが、 $100\mu m \sim 150\mu m$ に選ばれる。

20

【 0 1 0 1 】

誘電体基板 5 の厚み方向 Z の一方 Z 1 の表面上には、導電性を有し、部品配置台 1 4 を構成する部品配置部 1 6 が形成される。この部品配置部 1 6 は、本実施の形態では薄膜板状であって、厚み方向 Z の表面が四角状に形成され、第 1 伝送線路 6 に可能な限り近接して配置される。このように部品配置部 1 6 を第 1 伝送線路 6 に近接して配置することによって、ボンディングワイヤ 3 の長さを可能な限り短くすることができる。ボンディングワイヤ 3 の長さは、 $300\mu m \sim 700\mu m$ 程度に設計され、直径が $25\mu m$ 程度である。電子部品 2 は、この部品配置部 1 6 に配置される。電子部品 2 は、たとえば MMIC によって実現される高周波発振器、ミキサ、および増幅器などである。誘電体基板 5 の厚み方向 Z の他方 Z 2 の表面上には、導電性を有する裏面電極 1 7 が一面に形成される。部品配置台 1 4 は、部品配置部 1 6 に加えて、部品配置部 1 6 と裏面電極 1 7 とを電氣的に接続する複数の接続部 1 8、および裏面電極 1 7 をさらに含んで構成される。接続部 1 8 は、誘電体基板 5 を厚み方向 Z に貫通して延びるパイアに導電性材料が充填されることによって形成される。複数の接続部 1 8 は、電子部品 2 が配置されたときに、誘電体基板 5 の厚み方向 Z の一方 Z 1 から見て、電子部品 2 を囲むように配置される。

30

40

【 0 1 0 2 】

第 1 ~ 第 3 伝送線路 6 , 7 , 8 は、それぞれマイクロストリップライン、コプレーナ線路、ストリップライン、誘電体導波管、イメージガイド、および非放射性誘電体線路などによって実現される。本実施の形態において第 1 ~ 第 3 伝送線路 6 , 7 , 8 は、マイクロストリップラインによって実現され、それぞれ導電性を有する線路と、誘電体基板 5 と、裏面電極 1 7 とを含んで構成される。導電性を有する線路は、伝送する高周波信号の伝送損失が小さくなるように線幅が $100\mu m \sim 500\mu m$ 程度に選ばれる。

【 0 1 0 3 】

部品配置部 1 6、裏面電極 1 7、接続部 1 8 および第 1 ~ 第 3 伝送線路 6 , 7 , 8 を構成する導電性を有する線路は、おもに Cu (銅)、Ag (銀)、W (タングステン)、M

50

o (モリブデン)、Al (アルミニウム)、Ni (ニッケル) および Au (金) などの導電性を有する金属によって形成される。

【0104】

本実施の形態では、第3伝送線路8と、第2移相回路12とによって構成される伝送線路が、スタブとして機能する。スタブのインピーダンスは、線路長に依存して変化する。換言すればスタブのインピーダンスは電気長に依存して変化する。第2移相回路12は、前述したように電圧を印加することによって反射する電磁波の位相を調整可能なので、反射波の位相が変化することによって、第3伝送線路8と、第2移相回路12とによって構成される伝送線路の全体の電気長が変化する。すなわち、第2移相回路12によって反射される電磁波の位相を変化させることは、擬似的にスタブとして機能する伝送線路の線路長を変化させることに等しい。このように、第2移相回路12に印加する電圧を調整することによって、スタブとして機能する第3伝送線路8と、第2移相回路12とによって構成される伝送線路の全体のインピーダンスを調整することができる。

10

【0105】

また同様に、第1移相回路11に印加する電圧を調整することによって、第1伝送線路6と、第1移相回路11と、第2伝送線路7のうちの、第3伝送線路8が分岐する分岐部19から第1移相回路11寄りの部分(以下、第2伝送線路7の一方という)7aとによって構成される伝送線路の全体の擬似的な長さを調整し、インピーダンスを調整することができる。

20

【0106】

第1および第3伝送線路6, 8の線路長ならびに第2伝送線路7の一方7aの線路長は、第1および第2移相回路11, 12の移相量が可変な範囲において、次式(1)を満たすように選ばれる。

【0107】

【数8】

$$\Gamma_2 = \frac{\Gamma_1}{(2\Gamma_1 - 1)|T_{M1}|^2 \exp(-2j\theta)} \quad \dots (1)$$

【0108】

式(1)において Γ_1 は、電子部品2から第1伝送線路6に入力される高周波信号が、電子部品2と第1伝送線路6とを接続する接続体に相当するボンディングワイヤ3で反射される反射係数を表し、 $|T_{M1}|$ は、第1伝送線路6に入力された電磁波が、分岐部19まで通過する透過係数を表し、 θ は、第1伝送線路6に入力された高周波信号が、分岐部19まで進むときに変化する位相を表し、 Γ_2 は、第2伝送線路7に入力された電磁波が、分岐部19で反射される反射係数を表す。

30

【0109】

図2は、整合回路1を示す平面図である。第1移相回路11は、第1～第4入出力端子21～24を有するラットレース26と、第2入出力端子22から延在して形成される第1延在部27と、第4入出力端子24から延在して形成される第2延在部28とを含んで構成される。

40

【0110】

ラットレース26は、第1入出力端子21から入力される電磁波、すなわち電子部品2から出力される高周波信号の波長を λ とすると、一周の長さが $3(2n-1)\lambda/2$ に形成されるリング状伝送線路31と第5入出力端子25とをさらに含む(n は自然数を表す)。リング状伝送線路31は、マイクロストリップラインによって実現され、円形状および楕円形状を含む略円形状などに形成され、本実施の形態では円形状に形成される。第1～第5入出力端子21～25は、リング状伝送線路31において周方向の一方向きにそれぞれこの順に設けられる。第1および第2入出力端子21, 22の間の線路長、第2および第3入出力端子22, 23の間の線路長、第3および第4入出力端子23, 24の間の線路長、第4および第5入出力端子24, 25の間の線路長が、 $(2n-1)\lambda/4$ にそ

50

れぞれ選ばれ、第4および第1入出力端子24, 21の間の線路長が、 $3(2n-1)\lambda/4$ に選ばれる。なお、各端子間の線路長は2通りあり、一方の線路長を x とすると、他方の線路長が、 $3\lambda/2-x$ となるが、前述の各端子間の線路長は、短い方の線路長について説明している。本実施の形態において記号「 n 」は、数値「1」に選ばれる。

【0111】

このような構成のラットレース26では、第1入出力端子21から波長 λ の高周波信号が入力されると、入力された高周波信号が第2入出力端子22と第4入出力端子24とに分配されて出力され、第3および第5入出力端子23, 25からは出力されない。

【0112】

第1伝送線路6のボンディングワイヤ3に接続される端部とは反対側の端部は、一方の第1接続端13aに相当する第1入出力端子21に接続される。また第2伝送線路7は、他方の第1接続端13bに相当する第3入出力端子23に接続される。

【0113】

第1延在部27は、第2入出力端子22から延びる伝送線路27aと、この伝送線路27aがラットレース26に接続される端部とは反対側の端部に設けられる第1可変容量素子27bとを含んで構成される。第2延在部28は、第4入出力端子24から延びる伝送線路28aと、この伝送線路28aがラットレース26に接続される端部とは反対側の端部に設けられる第2可変容量素子28bとを含んで構成される。本実施の形態では、第1および第2延在部27, 28をそれぞれ構成する伝送線路27a, 28aは、マイクロストリップラインによって実現され、第1および第2可変容量素子27b, 28bは、印加する電圧に応じて電気容量が変化する素子から成る。

【0114】

本実施の形態において第2移相回路12は、印加する電圧に応じて電気容量が変化する第3可変容量素子32から成る。第1～第3可変容量素子27b, 28b, 32は、バラクタダイオードなどの半導体素子や、強誘電体素子、圧電素子、およびMEMS (Microelectromechanical system) 素子を含む電圧制御可変コンデンサなどによって実現され、本実施の形態では、バラクタダイオードによって実現される。

【0115】

整合回路1は、第1可変容量素子27bに電圧を印加するための第1電極33と、第2可変容量素子28bに電極を印加するための第2電極34と、第3可変容量素子32に電圧を印加するための第3電極35と、第1～第3可変容量素子27b, 28b, 32に印加される電圧を定める基準電位が与えられるための第4電極に相当する基準電極36とをさらに含む。この基準電極36と、第1～第3電極33, 34, 35との間の電位差が、第1～第3可変容量素子27b, 28b, 32に印加される電圧となる。

【0116】

第1～第3電極33, 34, 35は、第1可変容量素子27b、第2可変容量素子28b、第2移相回路12の第2接続端15bからそれぞれ延在し、それぞれの端部に電極パッドが形成される。第1電極33の電極パッドと、第1可変容量素子27bとの間、第2電極34の電極パッドと第2可変容量素子28bとの間、および第3電極35の電極パッドと第2移相回路12(第3可変容量素子32)の第2接続端15bとの間には、扇形状のラジアルスタブが設けられる。このラジアルスタブは、高周波信号の漏洩を防止するとともに、第1～第3可変容量素子27b, 28b, 32のリアクタンス成分をそれぞれ0付近にすることで大きな位相変化量を得るために設けられる。第1～第3電極33, 34, 35にラジアルスタブを設ける代わりに、低域通過フィルタをそれぞれ設けてもよい。

【0117】

基準電極36は、第5入出力端子25から延在し、端部に電極パッドが形成される。電極パッドと第5入出力端子25との間には、高周波信号を遮断する低域通過フィルタ38が形成される。この低域通過フィルタ38は、少なくとも電子部品2から出力される高周波信号を遮断するように形成される。この低域通過フィルタ38は、伝送線路において、線路幅が広がって四角形状に形成される2つの四角部分を含んで構成される。基準電極3

10

20

30

40

50

6に低域通過フィルタを設ける代わりに、ラジアルスタブを設けてもよい。基準電極36は、誘電体基板5を厚み方向Zに貫通して形成され、電極パッドと裏面電極17とを電氣的に接続する貫通電極37を含む。したがって、第1～第3可変容量素子27b, 28b, 32に印加する電圧の基準電圧は、裏面電極17の電圧と同じ値に設定される。

【0118】

低域通過フィルタ38を設けることによって、第5入出力端子25から基準電極36に高周波信号が入力することを確実に防ぐことができる。これによって、高周波信号の伝送損失を抑制することができる。また第1入出力端子21から入力される高周波信号が出力されない第5入出力端子25に基準電極36を接続するので、基準電極36を設けることによって、高周波信号の伝送に影響を与えることがない。これによって第1移相回路11のインピーダンスに影響を与えることなく、基準電圧を定めるための基準電極36を設けることができる。

10

【0119】

第1延在部27は、第1入出力端子21を通して第2入出力端子22から入力される高周波信号を反射するスタブとして機能するように形成される。また第2延在部28は、第1入出力端子21を通して第4入出力端子24から入力される高周波信号を反射するスタブとして機能するように形成される。第1延在部27のインピーダンスは、第1延在部27の伝送線路27aの線路長と、第1可変容量素子27bの電気容量に依存する。この第1可変容量素子27bの電気容量は、印加する電圧に応じて可変なので、第1電極33に印加する電圧を調整することによって調整可能である。また同様に、第2電極34に印加する電圧を調整することによって、第2延在部28のインピーダンスを調整することができる。

20

【0120】

第4入出力端子24と第2可変容量素子28bとの間の伝送線路28aの線路長は、第2入出力端子22と第1可変容量素子27bとの間の伝送線路27aの線路長と、 $(2n-1)\lambda/4$ の長さ分、異なるように選ばれる。本実施の形態では、第4入出力端子24と第2可変容量素子28bとの間の伝送線路28aの線路長は、第2入出力端子22と第1可変容量素子27bとの間の伝送線路27aの線路長より、 $\lambda/4$ の長さ分、長く選ばれる。前述したように、第1延在部27または第2延在部28によって反射されことなく、第1入出力端子21から入力されてリング状伝送線路31を周方向の一方と他方に分かれて伝送し、第3入出力端子23において合流する高周波信号の位相は、互いに π rad異なるが、第1延在部27の伝送線路27aと、第2延在部28の伝送線路28aとが、前述のような線路長に形成されるので、第1入出力端子21から入力されて分岐し、第1延在部27および第2延在部28によってそれぞれ反射されて第3入出力端子23で合流する高周波信号の位相は等しくなる。これによって、第1入出力端子21から入力された高周波信号が、第3入出力端子23から出力される。

30

【0121】

第1および第2延在部27, 28のインピーダンスは、第1および第2電極33, 34に印加する電圧に応じて変化するので、第1および第2電極33, 34に印加する電圧を調整することによって、第1移相回路11を通過する高周波信号の位相を調整することができる。これによって、第1移相回路11を通過する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。

40

【0122】

また第3電極35に印加する電圧に応じて第3可変容量素子32の電気容量が変化するので、第3電極35に印加する電圧を調整することによって、第2移相回路12によって反射する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。

【0123】

第2伝送線路7のうち、分岐部19よりも第1移相回路11から離間する部分(以下、第2伝送線路7の他方という)7b、および第1伝送線路6のうちの少なくともいずれか一方は、直流阻止用コンデンサを有する。本実施の形態では、第1伝送線路6と第2伝送

50

線路 7 の他方 7 b との両方に、直流阻止用コンデンサ 39 が設けられる。直流阻止用コンデンサ 39 は、電子部品 2 から出力される高周波信号を通過させ、直流信号を遮断するフィルタとして機能する。直流阻止用コンデンサ 39 は、窒化シリコンおよび酸化シリコンなどによって形成される薄膜の絶縁膜を伝送線路で挟む構成、インタディジタルキャパシタ、セラミックコンデンサ、単板コンデンサ、薄膜コンデンサなどによって実現される。本実施の形態では、直流阻止用コンデンサ 39 は、インタディジタルキャパシタによって実現される。

【0124】

本実施の形態では、電子部品 2 が接続される部分の線路の特性インピーダンスと、ラットレース 26 の第 1 入出力端子 21 の特性インピーダンスとが異なるように設計されるので、第 1 伝送線路 6 は、インピーダンス変成器を含んで構成される。たとえば本実施の形態では電子部品 2 が接続される部分の線路の特性インピーダンスが $50\ \Omega$ に設計され、ラットレース 26 の第 1 入出力端子 21 の特性インピーダンスが $35\ \Omega$ に設計される。第 1 伝送線路 6 の線幅は、第 1 入出力端子 21 付近では、 $50\ \Omega$ になるように選ばれ、第 1 伝送線路 6 のボンディングワイヤ 3 が接続される部分では、 $35\ \Omega$ になるように選ばれる。第 1 伝送線路 6 は、 $35\ \Omega$ の伝送線路と、 $50\ \Omega$ の伝送線路とを整合して接続するために、中央部に $\lambda/4$ インピーダンス変成器が設けられる。

【0125】

図 3 は、S パラメータのうちの S_{11} (電子部品 2 から見た反射係数) を表すグラフである。図 3 において中心は、数値「0」を表し、横軸は、実軸を表し、縦軸は、虚軸を表す。 S_{11} は、電子部品 2 からボンディングワイヤ 3 を介して整合回路 1 に高周波信号を入力したときに、電子部品 2 とボンディングワイヤ 3 との接続部で高周波信号が反射される割合、すなわち反射係数を表す。インピーダンスの整合がとれていれば、 S_{11} が小さいので、測定値はグラフの中心に近づく。図 3 では、整合回路 1 に入力される高周波信号の周波数範囲を含む周波数範囲での S_{11} の測定値を図示している。

【0126】

図 3 (1) は、整合回路を用いない場合の $76.5\ \text{GHz}$ における S_{11} を表すグラフであり、図 3 (2) は、本実施の形態の整合回路を用いて第 1 移相回路 11 および第 2 移相回路 12 に印加する電圧を変化させた場合の $76.5\ \text{GHz}$ における S_{11} を表すグラフである。図 3 (1) よりも、図 3 (2) の方が、測定データが中心に近づいているので、整合回路を設けない場合に比べてインピーダンスの整合がとれ、反射が低減していることを表す。具体的には、本実施の形態の整合回路を用いることによって、電子部品 2 から見た反射係数の絶対値が、 $-7\ \text{dB}$ から $-12\ \text{dB}$ に改善されたことが示された。さらに、第 1 移相回路 11 および第 2 移相回路 12 の電圧を変化させることで、 S_{11} が変化していることがわかる。具体的には、第 1 移相回路 11 および第 2 移相回路 12 に印加する電圧を変化させることによって、電子部品 2 から見た反射係数の絶対値が $-9.5\ \text{dB} \sim -13.5\ \text{dB}$ 、位相が $-148^\circ \sim -167^\circ$ に変化することが示された。これによって、高周波回路を製造するときに整合回路を構成するパターンの寸法がばらついたり、MMIC の実装位置がずれてボンディングワイヤのインダクタンス成分の大きさがばらついたりすることによって、製造した高周波回路が設計値から外れた場合でも、第 1 移相回路 11 および第 2 移相回路 12 に印加する電圧を変化させることによって、調整が可能であることがわかる。

【0127】

以上説明した本実施の形態の整合回路 1 によれば、第 1 移相回路 11 に印加する電圧を調整することによって、第 1 伝送線路 6 と、第 1 移相回路 11 と、第 2 伝送線路 7 の一方 7 a とによって構成される伝送線路の全体の擬似的な長さを調整し、インピーダンスを調整することができる。また第 2 移相回路 12 に印加する電圧を調整することによって、スタブとして機能する第 3 伝送線路 8 と、第 2 移相回路 12 とによって構成される伝送線路の全体のインピーダンスを調整することができる。すなわち第 1 移相回路 11 および第 2 移相回路 12 にそれぞれ印加する電圧を調整することによって、整合回路 1 全体のインピ

ーダンスを調整することができる。

【 0 1 2 8 】

さらに、電子部品 2 をボンディングワイヤ 3 で第 1 伝送線路 6 に接続する場合、ボンディングワイヤ 3 と、整合回路 1 とを含めた回路のインピーダンスは、電子部品 2 の実装状態と、ボンディングワイヤ 3 の長さおよびボンディングワイヤ 3 の配置などのボンディングワイヤ 3 の接続状態に依存する。このように電子部品 2 を実装し、ボンディングワイヤ 3 で接続した後においても、第 1 移相回路 1 1 および第 2 移相回路 1 2 にそれぞれ印加する電圧を調整することによって整合回路 1 のインピーダンスを調整することができるので、電子部品 2 からボンディングワイヤ 3 および整合回路 1 を見たときのインピーダンスを調整することができる。たとえばボンディングワイヤ 3 および整合回路 1 を含めた回路と、電子部品 2 とのインピーダンスを整合するように第 1 移相回路 1 1 および第 2 移相回路 1 2 に印加する電圧を調整することによって、電子部品 2 から出力される電力が整合回路 1 によって反射されることを防ぐことができる。

10

【 0 1 2 9 】

また電圧は、連続的に変化するので、第 1 および第 2 移相回路 1 1 , 1 2 に印加する電圧を連続的に変化すると、整合回路 1 のインピーダンスを連続的に変化させることができる。これによって、整合回路 1 のインピーダンスを不連続に変化させることができる第 1 および第 3 の従来の技術に比べて、高精度に整合回路 1 のインピーダンスを調整することができる。ここで、ボンディングワイヤ 3 からスタブまでの電気長を第 1 移相回路 1 1 によって、スタブの電気長を第 2 移相回路 1 2 によって、それぞれ独立に調整できるため、ボンディングワイヤ 3 のインピーダンスがどのように変化しても、第 1 移相回路 1 1 および第 2 移相回路 1 2 に印加する電圧をそれぞれ調整することによってインピーダンスを整合することができる。

20

【 0 1 3 0 】

また本実施の形態の整合回路 1 は、第 1 および第 3 伝送線路 6 , 8 の線路長ならびに第 2 伝送線路 7 の一方 7 a の線路長は、第 1 および第 2 移相回路 1 1 , 1 2 の移相量が可変な範囲において、式 (1) を満たすように選ばれる。整合回路 1 が式 (1) を満たす場合、第 1 伝送線路 6 にボンディングワイヤ 3 を介して電子部品 2 の入出力端子を接続すると、入出力端子から入力される高周波信号がボンディングワイヤ 3 で反射される反射係数と、第 2 伝送線路 7 から第 3 伝送線路 8 が分岐する分岐部で反射される反射係数が等しく、かつボンディングワイヤ 3 で反射される反射波と、分岐部で反射される反射波とが、位相差が π rad で重ねあわされる。すなわち、ボンディングワイヤ 3 で反射される反射波と、分岐部で反射される反射波とが重なり合って打ち消される。これによって電子部品 2 から入力される高周波信号の反射を低減することができる。

30

【 0 1 3 1 】

また本実施の形態の整合回路 1 は、直流阻止用コンデンサ 3 9 を含むので、整合回路 1 を通る低周波数および直流の信号を除去することができ、第 1 および第 2 移相回路 1 1 , 1 2 に印加している電圧が、整合回路 1 に接続される電子部品 2 に印加されることを防ぐことができる。これによって電子部品 2 に電圧が印加されることによって生じる電子部品 2 の破壊や特性が不安定になることを避けることができる。

40

【 0 1 3 2 】

さらに本実施の形態の整合回路 1 によれば、第 4 入出力端子 2 4 と第 2 可変容量素子 2 8 b との間の伝送線路 2 8 a の線路長は、第 2 入出力端子 2 2 と第 1 可変容量素子 2 7 b との間の伝送線路 2 7 a の線路長よりも、 $\lambda / 4$ の長さ分、長く選ばれる。したがって、第 1 延在部 2 7 に入力されて反射した高周波信号と、第 2 延在部 2 8 に入力されて反射された高周波信号との位相の変化量は、 π rad 異なる。そして、第 1 延在部 2 7 で反射して第 3 入出力端子 2 3 から出力される電磁波と、第 2 延在部 2 8 で反射して第 3 入出力端子 2 3 から出力される電磁波との位相は等しくなり、重ね合わされて第 3 入出力端子 2 3 から出力される。このように設計された第 1 移相回路 1 1 を用いると、反射波の位相変化を生じさせる第 1 および第 2 可変容量素子 2 7 b , 2 8 b を用いても、第 1 入出力端子 2 1

50

から入力された電磁波が第 3 入出力端子 2 3 から出力する移相回路を実現することができる。

【 0 1 3 3 】

本実施の形態では、整合回路 1 と電子部品 2 とを接続する接続体として、ボンディングワイヤ 3 について説明したが、接続体としては、ボンディングワイヤ 3 に限らない。たとえば電子部品 2 の誘電体基板 5 に対向する面に接続体としてバンプを形成しておき、フリップチップなどの表面実装によって、バンプと整合回路 1 の第 1 伝送線路 6 とを接続してもよい。この場合でも、前述したように電子部品 2 を表面実装した後に整合回路 1 の特性インピーダンスを容易に調整することができる、電子部品 2 と整合回路 1 との間において生じる高周波信号の反射を低減することができる。

10

【 0 1 3 4 】

図 4 は、本発明の他の実施の形態の整合回路 4 0 を示す平面図である。本実施の形態の整合回路 4 0 は、前述の実施の形態の整合回路 1 の構成と、第 1 伝送線路 6 および第 2 伝送線路 7 のラットレース 2 6 への接続部位が異なるのみなので、対応する構成については同一の参照符号を付して重複する説明を省略し、第 1 伝送線路 6 および第 2 伝送線路 7 のラットレース 2 6 への接続部位についてのみ説明する。

【 0 1 3 5 】

本実施の形態の第 1 および第 2 伝送線路 6 , 7 は、前述の実施の形態の整合回路 1 の第 1 および第 2 伝送線路 6 , 7 と同様の構成である。第 1 伝送線路 6 のボンディングワイヤ 3 と接続する端部と反対側の端部は、第 3 入出力端子 2 3 に接続される。第 2 伝送線路 7 の一方 7 a は、第 1 入出力端子 2 1 に接続される。

20

【 0 1 3 6 】

本実施の形態の整合回路 4 0 は、前述の実施の形態の整合回路 1 と同様に第 1 延在部 2 7 および第 2 延在部 2 8 を備える。電子部品 2 から出力される高周波信号は、第 3 入出力端子 2 3 に入力されて分岐する。この第 3 入出力端子 2 3 で分岐した高周波信号が、リング状伝送線路 3 1 を周方向の一方と他方とにそれぞれ伝送して、第 1 入出力端子 2 1 で合流すると、互いの位相が π rad 異なるが、前述したように第 1 延在部 2 7 および第 2 延在部 2 8 によってそれぞれ反射されて、第 1 入出力端子 2 1 で合流する場合には、互いに等しい位相となる。これによって、第 3 入出力端子 2 3 から入力された高周波信号が、第 1 入出力端子 2 1 から出力される。

30

【 0 1 3 7 】

前述したように第 1 移相回路 1 1 および第 2 移相回路 1 2 に印加する電圧を調整することによって整合回路 4 0 のインピーダンスの調整を容易に行なうことができるので、電子部品 2 から出力される電力がボンディングワイヤ 3 および整合回路 4 0 によって反射されることを防ぐことができる。

【 0 1 3 8 】

図 5 は、本発明のさらに他の実施の形態の整合回路 4 1 を示す平面図である。本実施の形態の整合回路 4 1 は、電子部品 2 が配置される部品配置台 4 2 を含み、この部品配置台 4 2 と合わせて電子部品 2 とのインピーダンスの整合を行なう。本実施の形態の整合回路 4 1 は、前述の実施の形態の整合回路 1 の構成と部品配置台 4 2 が異なるのみなので、対応する構成については同一の参照符号を付して重複する説明を省略し、部品配置台 4 2 についてのみ説明する。

40

【 0 1 3 9 】

部品配置台 4 2 は、誘電体基板 5 と、導電性を有し、電子部品 2 が配置される部品配置部 4 3 と、導電性を有する突出部 4 4 と、裏面電極 1 7 と、突出部 4 4 および裏面電極 1 7 を電氣的に接続する第 1 接続部 4 5 とを含んで構成される。

【 0 1 4 0 】

部品配置部 4 3 は、薄板の方形状に形成され、誘電体基板 5 の厚み方向 Z の一表面上において、第 1 伝送線路 6 の延びる方向 Y と、誘電体基板 5 の厚み方向 Z とに垂直な方向 X に延びる。部品配置部 4 3 は、長手方向 X の中心が第 1 伝送線路 6 の延長線上に重なるよ

50

うに配置され、可能な限り第1伝送線路6に近接して配置される。部品配置部43の長手方向Xの幅は、誘電体基板5の厚み方向Zの一方Z1から見て、電子部品2が配置されたときに長手方向Xの一方と他方に電子部品2が重ならない領域47a, 47bが形成されるように、電子部品2よりも幅広に選ばれる。電子部品2は、誘電体基板5の厚み方向Zの一方Z1から見て、入出力端子46が第1伝送線路6の延長線上に重なり、かつ部品配置部43において第1伝送線路6に近接する端部寄りに配置される。これによって、ボンディングワイヤ3の長さを可能な限り短くすることができる。

【0141】

部品配置部42は、部品配置部43と裏面電極17とを電氣的に接続する1または複数の第2接続部48を含む。第2接続部48は、裏面電極17と部品配置部43との間において誘電体基板5を貫通して形成されるパイアに導電性を有する材料を充填することによって形成される。本実施の形態において第2接続部48は、誘電体基板5の厚み方向Zの一方から見て、部品配置部43全体に所定の間隔をあけて配置される。これによって、部品配置部43は、裏面電極17と同電位に設定される。

【0142】

突出部44は、誘電体基板5の厚み方向Zの一表面上において、部品配置部43から第1伝送線路6が設けられる領域に向けて延在して形成される。本実施の形態では、突出部44は、第1伝送線路6の延びる方向Yと誘電体基板5の厚み方向Zとにそれぞれ垂直な部品配置部43の長手方向Xに間隔をあけて配置され、部品配置部43の短手方向Yに延びる複数の突出部分49から成る。本実施の形態では、突出部44は、4本の突出部分49を含んで構成される。4本の突出部分49は、誘電体基板5の厚み方向Zの一方Z1から見て、第1伝送線路6の延長線に対して線対称に配置される。4本の突出部分49のうちの、内側に配置される1対の突出部分49をそれぞれ第1および第2突出部分49a, 49bと記載し、外側に配置される1対の突出部分49をそれぞれ第3および第4突出部分49c, 49dと記載する。

【0143】

第1接続部45は、各突出部分49と裏面電極17とを電氣的に接続する。第1接続部45は、各突出部分49と裏面電極17との間において誘電体基板5を貫通する貫通孔に導電性を有する材料を充填することによって形成される。これによって、各突出部分49は、裏面電極17と同電位に設定される。

【0144】

第1伝送線路6の線幅W1および第1および第2突出部分49a, 49bと、第1伝送線路6とのそれぞれの間隔W3は、第1伝送線路6を信号線、第1および第2突出部分49a, 49bをグラウンドとしたコプレーナ線路と見たときに、第1伝送線路6側から見た特性インピーダンスがボンディングワイヤ3も含めて50Ωになるように設定される。また、3本のボンディングワイヤ3が平行にできるように設定される。したがって、この第1伝送線路6の線幅W1および第1および第2突出部分49a, 49bと、第1伝送線路6とのそれぞれの間隔W3は、電子部品2の出力パット間隔に依存する。

【0145】

第1および第2突出部分49a, 49bの延びる方向Yの幅W2は、ボンディングワイヤ3と整合回路41とを含めたインピーダンスが、電子部品2と整合し、電子部品2の入出力端子46での反射を低減するように設定される。第1および第2突出部分49a, 49bの延びる方向Yの幅W2は、第1および第2突出部分49a, 49bによって、少なくとも第1伝送線路6の部品配置部43寄りの端部を挟むように選ばれる。好ましくは、第1および第2突出部分49a, 49bの延びる方向Yの幅W2は、電子部品2から出力される高周波信号の波長λのλ/4よりも少し大きい程度に選ばれる。たとえば高周波信号の波長が1500μmのとき、第1および第2突出部分49a, 49bの延びる方向Yの幅W2は、410μmに選ばれる。

【0146】

また第1突出部分49aと、第3突出部分49cとの間隔W4、および第2突出部分4

10

20

30

40

50

9 bと第4突出部分4 9 dとの間隔W 4は、ボンディングワイヤ3と整合回路4 1とを含めたインピーダンスが、電子部品2と整合し、電子部品2の入出力端子4 6での反射を低減するように設定され、たとえば $\lambda / 8$ 以上かつ $\lambda / 4$ 未満程度に選ばれる。本実施の形態では、突出部分4 9が配列される方向Xにおいて、第1および第2突出部分4 9 a, 4 9 bの外側に一对の第3および第4突出部分4 9 c, 4 9 dを設けたけれども、複数の対の突出部分4 9を設けてもよく、その場合の各突出部分4 9の間隔も、W 4と同様に設定される。

【0 1 4 7】

第3および第4突出部分4 9 c, 4 9 dの延びる方向Yの幅W 5は、たとえば $\lambda / 4$ 程度に選ばれる。たとえば高周波信号の波長が $1500\mu\text{m}$ のとき、第3および第4突出部分4 9 c, 4 9 dの延びる方向Yの幅W 5は、 $380\mu\text{m}$ に選ばれる。

10

【0 1 4 8】

以上説明した本実施の形態の整合回路4 1によれば、仮に突出部4 4を設けない場合には、伝送モードが部品配置部4 3と裏面電極1 7とで形成される平行平板モードに結合してしまい、漏れとなって、伝送損失が大きくなる。突出部4 4を設けることによって、平行平板モードの伝送を抑制することができ、伝送損失を抑えることができるため、効率的に高周波信号を伝送することができる。ここで部品配置部4 3は、誘電体基板5の厚み方向Zの一表面上に配置しているが、誘電体基板5内部であってもよい。

【0 1 4 9】

図6は、本発明のさらに他の実施の形態の整合回路5 1を示す平面図である。本実施の形態の整合回路5 1は、前述の各実施の形態の整合回路1, 4 0, 4 1の構成と第1移相回路5 2が異なるのみなので、対応する構成については同一の参照符号を付して重複する説明を省略し、異なる部分についてのみ説明する。

20

【0 1 5 0】

第1移相回路5 2は、第1～第4入出力端子5 3～5 6を有するブランチライン5 7と、第2入出力端子5 4から延在して形成される第1延在部2 7と、第3入出力端子5 5から延在して形成される第2延在部2 8とを含んで構成される。

【0 1 5 1】

ブランチライン5 7は、第1入出力端子5 3から入力される電磁波、すなわち電子部品2から出力される高周波信号の波長を λ とすると、一周の長さが $(2n - 1)\lambda$ に形成される四角状伝送線路5 8を含む。四角状伝送線路5 8は、マイクロストリップラインによって実現され、四角状および丸みを帯びた略四角状などに形成され、本実施の形態では、四角状に形成される。第1～第4入出力端子5 3～5 6は、四角状伝送線路5 8において周方向の一方向きにそれぞれこの順に設けられる。相互に隣接する各出力端子間の線路長は、 $(2n - 1)\lambda / 4$ にそれぞれ選ばれる。本実施の形態において記号「n」は、数値「1」に選ばれる。第1入出力端子5 3と、第2入出力端子5 4との間の伝送線路の特性インピーダンスを Z_1 とし、第2入出力端子5 4と、第3入出力端子5 5との間の伝送線路の特性インピーダンスを Z_2 とし、第3入出力端子5 5と、第4入出力端子5 6との間の伝送線路の特性インピーダンスを Z_3 とし、第4入出力端子5 6と、第1入出力端子5 3との間の伝送線路の特性インピーダンスを Z_4 とすると、四角状伝送線路5 8は、 Z_1 , Z_2 , Z_3 , Z_4 がそれぞれ次式(17)の関係を満たすように形成される。

30

40

【0 1 5 2】

【数9】

$$\sqrt{2}Z_1 = Z_2 = \sqrt{2}Z_3 = Z_4 \quad \dots (17)$$

【0 1 5 3】

このような構成のブランチライン5 7では、第1入出力端子5 3から波長 λ の高周波信号が入力されると、入力された高周波信号が第2入出力端子5 4と第3入出力端子5 5とに分配されて出力され、第4入出力端子5 6からは出力されない。また、第2入出力端子5 4から出力される高周波信号の位相と、第3入出力端子5 5から出力される高周波信号

50

の位相とは、 $\pi / 2 \text{ rad}$ 異なる。

【0154】

第1伝送線路6のボンディングワイヤ3に接続される端部とは反対側の端部は、一方の第1接続端13aに相当する第1入出力端子53に接続される。また第2伝送線路7は、他方の第1接続端13bに相当する第4入出力端子56に接続される。

【0155】

第1延在部27は、第2入出力端子54から延びる伝送線路27aと、この伝送線路27aがブランチライン57に接続される端部とは反対側の端部に設けられる第1可変容量素子27bとを含んで構成される。第2延在部28は、第3入出力端子55から延びる伝送線路28aと、この伝送線路28aがブランチライン57に接続される端部とは反対側の端部に設けられる第2可変容量素子28bとを含んで構成される。

10

【0156】

第1～第3電極33, 34, 35は、前述の第1～第3電極33, 34, 35と同様の構成なので、重複する説明を省略する。また第1～第3可変容量素子27b, 28b, 32に印加される電圧の基準電圧を定めるための基準電極36は、接続個所が前述の実施の形態の基準電極36と異なるのみなので、接続個所についてのみ説明する。基準電極36は、第1伝送線路6の直流阻止用コンデンサ39と第1入出力端子53との間から分岐して延びる。

【0157】

第1延在部27は、第1入出力端子53を通して第2入出力端子54から入力される高周波信号を反射するスタブとして機能するように形成される。また第2延在部28は、第1入出力端子53を通して第3入出力端子55から入力される高周波信号を反射するスタブとして機能するように形成される。第1および第2延在部27, 28は、各伝送線路27a, 28aの線路長が前述の実施の形態の第1および第2延在部27, 28と異なるのみなので、線路長についてのみ説明する。

20

【0158】

第2入出力端子54と第1可変容量素子27bとの間の伝送線路27aの線路長は、第3入出力端子55と第2可変容量素子28bとの間の伝送線路28aの線路長と略等しい長さ、または $n\lambda/2$ の長さ分、異なるように選ばれる。第1延在部27の伝送線路27aと、第2延在部28の伝送線路28aとが、前述のような線路長に形成されるので、第1入出力端子53から入力され、第1延在部27および第2延在部28によってそれぞれ反射されて第4入出力端子56で合流する高周波信号の位相は等しくなる。これによって、第1入出力端子53から入力された高周波信号が、第4入出力端子56から出力される。このように設計された第1移相回路52を用いると、反射波の位相変化を生じさせる第1および第2可変容量素子27b, 28bを用いても、第1入出力端子から入力された電磁波が第4入出力端子56から電磁波が出力する移相回路を実現することができる。

30

【0159】

第1および第2延在部27, 28のインピーダンスは、第1および第2電極33, 34に印加する電圧に応じて変化するので、第1および第2電極33, 34に印加する電圧を調整することによって、第1移相回路52を通過する高周波信号の位相の変化量を調整することができる。

40

【0160】

また第3電極35に印加する電圧に応じて第3可変容量素子32の電気容量が変化するので、第3電極35に印加する電圧を調整することによって、第2移相回路12で反射する高周波信号の位相の変化量を調整することができる。したがって、第3電極35に印加する電圧を調整することによって、スタブとして機能する第3伝送線路8と、第2移相回路12とから成る伝送線路のインピーダンスを調整することができる。

【0161】

以上説明した本実施の形態の整合回路51によれば、ブランチライン57を用いることによって、第1および第2電極33, 34に印加する電圧を調整することによって、第1

50

移相回路 5 2 を通過する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。また第 3 電極 3 5 に印加する電圧を調整することによって、第 2 移相回路 1 2 で反射する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。これによって、前述したように第 1 移相回路 5 2 および第 2 移相回路 1 2 に印加する電圧を調整することによって整合回路 5 1 のインピーダンスの調整を容易に行なうことができる、電子部品 2 から出力される電力が整合回路 5 1 によって反射されることを防ぐことができる。

【 0 1 6 2 】

図 7 は、本発明のさらに他の実施の形態の整合回路 6 1 を示す平面図である。本実施の形態の整合回路 6 1 は、前述の各実施の形態の整合回路 1 , 4 0 , 4 1 , 5 1 の構成と第 1 移相回路 6 2 が異なり、かつ第 2 基準電極 8 1 を加えた構成なので、対応する構成については同一の参照符号を付して重複する説明を省略し、異なる部分についてのみ説明する。

10

【 0 1 6 3 】

第 1 移相回路 6 2 は、第 1 ~ 第 4 入出力端子 6 3 ~ 6 6 を有する方向性結合器 6 7 と、第 2 入出力端子 6 4 から延在して形成される第 1 延在部 2 7 と、第 3 入出力端子 6 5 から延在して形成される第 2 延在部 2 8 とを含んで構成される。

【 0 1 6 4 】

方向性結合器 6 7 は、第 1 入出力端子 6 3 から波長 λ の高周波信号が入力されると、入力された高周波信号が第 2 入出力端子 6 4 と第 3 入出力端子 6 5 とに分配されて出力され、第 4 入出力端子 6 6 からは出力されないように構成される。また第 2 入出力端子 6 4 から出力される高周波信号の位相と、第 3 入出力端子 6 5 から出力される高周波信号の位相とは、 $\pi / 2$ rad 異なる。本実施の形態の方向性結合器 6 7 の結合度は、2 dB 以上かつ 4 dB 以下に選ばれ、好ましくは 3 dB に選ばれる。

20

【 0 1 6 5 】

方向性結合器 6 7 は、本実施の形態では Lange 型方向性結合器によって実現される。第 1 ~ 第 4 入出力端子 6 3 ~ 6 6 は、四角形の頂点にそれぞれ設けられ、第 1 入出力端子 6 3 と第 3 入出力端子 6 5 とは、それぞれ対角に設けられる。本実施の形態において第 1 入出力端子 6 3 と第 2 入出力端子 6 4 とを結ぶ直線の延びる方向を、横方向 X と記載し、第 1 入出力端子 6 3 と第 4 入出力端子 6 6 とを結ぶ直線の延びる方向を、縦方向 Y と記載する。

30

【 0 1 6 6 】

第 1 入出力端子 6 3 と第 3 入出力端子 6 5 とは、伝送線路によって接続される。この伝送線路は、第 1 入出力端子 6 3 から、第 1 入出力端子 6 3 および第 2 入出力端子 6 4 の中間まで横方向 X に延びる伝送線路 6 8 と、第 1 入出力端子 6 3 と第 2 入出力端子 6 4 との中間から、第 4 入出力端子 6 6 と第 3 入出力端子 6 5 の中間まで縦方向 Y に延びる第 1 縦伝送線路 6 9 と、第 4 入出力端子 6 6 と第 3 入出力端子 6 5 との中間から、第 3 入出力端子 6 5 まで横方向 X に延びる伝送線路 7 0 とからなる。

【 0 1 6 7 】

第 2 入出力端子 6 4 からは、第 1 入出力端子 6 3 から延びる伝送線路 6 8 に接続しない程度に近接する位置まで横方向 X に伝送線路 7 1 が延び、この伝送線路 7 1 の先端から、第 1 縦伝送線路 6 9 に沿って縦方向 Y に第 2 縦伝送線路 7 2 が延びる。この第 2 縦伝送線路 7 2 の先端は、第 3 入出力端子 6 5 から延びる伝送線路 7 0 に接続しない程度に縦方向 Y に延びる。

40

【 0 1 6 8 】

第 4 入出力端子 6 6 からは、第 3 入出力端子 6 5 から延びる伝送線路 7 0 に接続しない程度に近接する位置まで横方向 X に伝送線路 7 3 が延び、この伝送線路 7 3 の先端から、第 1 縦伝送線路 6 9 に沿って縦方向 Y に第 3 縦伝送線路 7 4 が延びる。この第 3 縦伝送線路 7 4 の先端は、第 1 入出力端子 6 3 から延びる伝送線路 6 8 に接続しない程度に縦方向 Y に延びる。

50

【0169】

第1入出力端子63から横方向Xに延びる伝送線路68からは、第4縦伝送線路75が縦方向Yに分岐して延びる。第4縦伝送線路75は、第3縦伝送線路74を第1縦伝送線路69とによって挟むように第3縦伝送線路74に近接して設けられる。

【0170】

第3入出力端子65から横方向Xに延びる伝送線路70からは、第5縦伝送線路76が縦方向Yに分岐して延びる。第5縦伝送線路76は、第2縦伝送線路72を第1縦伝送線路69とによって挟むように第2縦伝送線路72に近接して設けられる。

【0171】

第1～第3縦伝送線路69, 72, 74の線路長は、 $\lambda/4$ 程度に選ばれ、第4および第5縦伝送線路75, 76の線路長は、 $\lambda/8$ 程度に選ばれる。各伝送線路は、マイクロストリップラインによって実現される。

10

【0172】

方向性結合器67は、第1縦伝送線路69の縦方向Yの中間と、第4縦伝送線路75の遊端と、第5縦伝送線路76の遊端とを電氣的に接続するワイヤ状のブリッジ77をさらに含む。また方向性結合器67は、第3縦伝送線路74の遊端と、第2縦伝送線路72の遊端とは反対側の端部とを電氣的に接続するワイヤ状のブリッジ78をさらに含む。さらに方向性結合器67は、第3縦伝送線路74の遊端とは反対側の端部と、第2縦伝送線路72の遊端とを電氣的に接続するワイヤ状のブリッジ79をさらに含む。

【0173】

第1伝送線路6のボンディングワイヤ3に接続される端部とは反対側の端部は、一方の第1接続端13aに相当する第1入出力端子63に接続される。また第2伝送線路7は、他方の第1接続端13bに相当する第4入出力端子66に接続される。

20

【0174】

第1延在部27は、第2入出力端子64から延びる伝送線路27aと、この伝送線路27aが方向性結合器67に接続される端部とは反対側の端部に設けられる第1可変容量素子27bとを含んで構成される。第2延在部28は、第3入出力端子65から延びる伝送線路28aと、この伝送線路28aが方向性結合器67に接続される端部とは反対側の端部に設けられる第2可変容量素子28bとを含んで構成される。

【0175】

第1～第3電極33, 34, 35は、前述の第1～第3電極33, 34, 35と同様の構成なので、重複する説明を省略する。また第1～第3可変容量素子27b, 28b, 32に印加される電圧の基準電圧を定めるための基準電極36は、前述の実施の形態の構成と同様の構成であって、第1伝送線路6の直流阻止用コンデンサ39と第1入出力端子63との間から分岐して延びる。整合回路61は、前述の各実施の形態の整合回路1, 40, 41, 51に加えて、第2基準電極81を含む。この第2基準電極81は、基準電極36と同様の構成であって、第2伝送線路7の他方7bにおいて、分岐部19と直流阻止用コンデンサ39との間から分岐して延びる。第2基準電極81は、基準電極36と同様に、第1～第3可変容量素子27b, 28b, 32に印加される電圧の基準電圧を定める。

30

【0176】

第1延在部27は、第1入出力端子63を通して第2入出力端子64から入力される高周波信号を反射するスタブとして機能するように形成される。また第2延在部28は、第1入出力端子63を通して第3入出力端子65から入力される高周波信号を反射するスタブとして機能するように形成される。第2入出力端子64と第1可変容量素子27bとの間の伝送線路27aの線路長は、第3入出力端子65と第2可変容量素子28bとの間の伝送線路28aの線路長と略等しい長さを選ばれるか、または $n\lambda/2$ の長さ分、異なるように選ばれる。第1延在部27の伝送線路27aと、第2延在部28の伝送線路28aとが、前述のような線路長に形成されるので、第1入出力端子63から入力され、第1延在部27および第2延在部28によってそれぞれ反射されて第4入出力端子66で合流する高周波信号の位相は等しくなる。これによって、第1入出力端子63から入力された高

40

50

周波信号が、第4入出力端子66から出力される。このように設計された第1移相回路62を用いると、反射波の位相変化を生じさせる第1および第2可変容量素子27b, 28bを用いても、第1入出力端子から入力された電磁波が第4入出力端子66から電磁波が出力する移相回路を実現することができる。

【0177】

第1および第2延在部27, 28のインピーダンスは、第1および第2電極33, 34に印加する電圧に応じて変化するので、第1および第2電極33, 34に印加する電圧を調整することによって、第1移相回路62を通過する高周波信号の位相の変化量を調整することができる。

【0178】

また第3電極35に印加する電圧に応じて第3可変容量素子32の電気容量が変化するので、第3電極35に印加する電圧を調整することによって、第2移相回路12を通過する高周波信号の位相の変化量を調整することができる。したがって、第3電極35に印加する電圧を調整することによって、スタブとして機能する第3伝送線路8と、第2移相回路12とから成る伝送線路のインピーダンスを調整することができる。

【0179】

以上説明した本実施の形態の整合回路61によれば、方向性結合器67を用いることによって、第1および第2電極33, 34に印加する電圧を調整することによって、第1移相回路62を通過する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。また第3電極35に印加する電圧を調整することによって、第2移相回路12で反射する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。これによって、前述したように第1移相回路62および第2移相回路12に印加する電圧を調整することによって整合回路61のインピーダンスの調整を容易に行なうことができ、電子部品2から出力される電力が整合回路61によって反射されることを防ぐことができる。

【0180】

図8は、本発明のさらに他の実施の形態の整合回路84を示す平面図である。本実施の形態の整合回路84は、前述の各実施の形態の整合回路1, 40, 41, 51, 61の構成と第1移相回路85が異なるので、対応する構成については同一の参照符号を付して重複する説明を省略し、異なる部分についてのみ説明する。

【0181】

第1移相回路85は、第1～第3入出力端子86, 87, 88を有するサーキュレータ89と、第2入出力端子87から延在して形成される延在部91とを含んで構成される。

【0182】

サーキュレータ89は、第1入出力端子86から波長λの高周波信号が入力されると、入力された高周波信号が第2入出力端子87から出力され、第3入出力端子88からは出力されないように構成される。また第2入出力端子87から入力される高周波信号は、第3入出力端子88から出力され、第1入出力端子86からは出力されない。サーキュレータ89は、たとえば伝送線路を挟むフェライトに適当な強度の静磁界を印加することによって実現される。

【0183】

第1伝送線路6のボンディングワイヤ3に接続される端部とは反対側の端部は、一方の第1接続端13aに相当する第1入出力端子86に接続される。また第2伝送線路7は、他方の第1接続端13bに相当する第3入出力端子88に接続される。

【0184】

延在部91は、第2入出力端子87から延びる伝送線路91aと、この伝送線路91aがサーキュレータ89に接続される端部とは反対側の端部に設けられる第1可変容量素子91bとを含んで構成される。本実施の形態では、延在部91を構成する伝送線路91aは、マイクロストリップラインによって実現され、第1可変容量素子91bは、印加する電圧に応じて電気容量が変化する素子から成り、たとえばバラクタダイオードによって実

10

20

30

40

50

現される。

【0185】

第2移相回路12は、印加する電圧に応じて電気容量が変化する第2可変容量素子92から成り、たとえばバラクタダイオードによって実現される。

【0186】

第1電極33は、前述の第1電極33と同様の構成であって、第1可変容量素子91bに接続され、第1可変容量素子91bに電圧を印加する。第2電極34は、前述の第2電極34と同様の構成であって、第2可変容量素子92に接続され、第2可変容量素子92に電圧を印加する。

【0187】

延在部91の伝送線路91aからは、前述の基準電極36と同様の構成であって、第1可変容量素子91bに印加される電圧の基準電圧を定めるための第3電極に相当する基準電極36が分岐して延びる。また第2伝送線路7の他方7bからは、前述の第2基準電極81と同様の構成であって、第2可変容量素子92に印加される電圧の基準電圧を定めるための第4電極に相当する第2基準電極81が延在する。

【0188】

整合回路84は、整合回路84を通過する高周波信号よりも周波数の低い低周波数信号および直流の信号を遮断する直流阻止用コンデンサ93をさらに含む。直流阻止用コンデンサ93は、延在部91のうち、前記第3電極に相当する基準電極36が分岐する分岐部と前記サーキュレータ89との間に設けられる。また直流阻止用コンデンサ93は、第2伝送線路7のうち、第3伝送線路8が分岐する分岐部とサーキュレータ89との間に設けられる。さらに直流阻止用コンデンサ93は、第2伝送線路7のうち、第4電極に相当する第2基準電極81が分岐する分岐部よりも第1移相回路85から離間する部分に設けられる。

【0189】

延在部91は、第1入出力端子86を通過して第2入出力端子87から入力される高周波信号を反射するスタブとして機能するように形成される。これによって、第1入出力端子86を通過して第2入出力端子87から入力される高周波信号は、延在部91で反射されて再び第2入出力端子87に入力され、第3入出力端子88から出力される。

【0190】

延在部91のインピーダンスは、第1電極33に印加する電圧に応じて変化するもので、第1電極33に印加する電圧を調整することによって、第1移相回路85を通過する高周波信号の位相の変化量を調整することができる。

【0191】

また第2電極34に印加する電圧に応じて第2可変容量素子92の電気容量が変化するもので、第2電極34に印加する電圧を調整することによって、第2移相回路12で反射する高周波信号の位相の変化量を調整することができる。したがって、第2電極34に印加する電圧を調整することによって、スタブとして機能する第3伝送線路8と、第2移相回路12とから成る伝送線路のインピーダンスを調整することができる。

【0192】

以上説明した本実施の形態の整合回路84によれば、サーキュレータ89を用いることによって、第1および第2電極33, 34に印加する電圧を調整することによって、第1移相回路85を通過する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。また第3電極35に印加する電圧を調整することによって、第2移相回路12で反射する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。これによって、前述したように第1移相回路85および第2移相回路12に印加する電圧を調整することによって整合回路84のインピーダンスの調整を容易に行なうことができる。電子部品2から出力される電力が整合回路61によって反射されることを防ぐことができる。

【0193】

図 9 は、本発明のさらに他の実施の形態の整合回路 101 を示す斜視図である。本実施の形態の整合回路 101 は、前述の各実施の形態の整合回路 1, 40, 41, 51, 61, 84 の構成と第 1 移相回路 102 が異なるので、対応する構成については同一の参照符号を付して重複する説明を省略し、異なる部分についてのみ説明する。

【0194】

第 1 移相回路 102 は、第 1 ~ 第 4 入出力端子 103 ~ 106 を有するマジック T 107 と、第 2 入出力端子 104 から延在して形成される第 1 延在部 27 と、第 4 入出力端子 106 から延在して形成される第 2 延在部 28 とを含んで構成される。

【0195】

マジック T 107 は、第 1 入出力端子 103 から波長 λ の高周波信号が入力されると、10
入力された高周波信号が第 2 入出力端子 104 と第 4 入出力端子 106 とに分配されて出力され、第 3 入出力端子 105 からは出力されない。マジック T 107 は、誘電体基板 5 に形成される導波管によって実現される。本実施の形態では、導波管には、誘電体基板 5 と同じ材料からなる誘電体が充填される。さらに第 1 入出力端子 103 から入力されて、第 2 および第 4 入出力端子 104, 106 からそれぞれ出力される高周波信号の位相は、互いに π rad 異なる。

【0196】

第 1, 第 2, 第 4 入出力端子 103, 104, 106 は、それぞれ誘電体基板 5 の厚み方向 Z の一表面上に形成される。第 1 入出力端子 103 は、第 2 入出力端子 104 と、第 4 入出力端子 106 との中間に形成される。本実施の形態において、第 1, 第 2, 第 4 入
20 出力端子 103, 104, 106 が形成される方向を、横方向 X と記載する。また本実施の形態において横方向 X と、誘電体基板 5 の厚み方向 Z とに垂直な方向を縦方向 Y と記載する。

【0197】

マジック T 107 は、第 1, 第 2, 第 4 入出力端子 103, 104, 106 の厚み方向 Z の他方 Z2 において横方向 X に延びる導波管 108 と、この導波管 108 から第 1, 第 2, 第 4 入出力端子 103, 104, 106 に向けて厚み方向 Z の一方 Z1 にそれぞれ延びる導波管 109, 110, 111 とを含んで構成される。マジック T 107 は、横方向 X の中心を通り、横方向 X に垂直な仮想平面に対して面对称に形成される。第 3 入出力端子 105 は、横方向 X に延びる導波管 108 の横方向 X の中間において、縦方向 Y の一方
30 に形成される。

【0198】

第 1 伝送線路 6 のボンディングワイヤ 3 に接続される端部とは反対側の端部は、一方の第 1 接続端 13a に相当する第 1 入出力端子 103 に接続される。また第 2 伝送線路 7 は、他方の第 1 接続端 13b に相当する第 3 入出力端子 105 に接続される。第 2 伝送線路 7 は、本実施の形態では第 3 入出力端子 105 から縦方向 Y の一方に延びる導波管によって実現される。この第 2 伝送線路 7 の厚み方向 Z の他方の底面部 113 は、裏面電極 17 の一部によって構成される。したがって、各導波管は、裏面電極 17 と同じ電圧に設定される。

【0199】

第 1 延在部 27 は、第 2 入出力端子 104 から延びる伝送線路 27a と、この伝送線路 27a がマジック T 107 に接続される端部とは反対側の端部に設けられる第 1 可変容量素子 27b とを含んで構成される。第 2 延在部 28 は、第 4 入出力端子 106 から延びる伝送線路 28a と、この伝送線路 28a がマジック T 107 に接続される端部とは反対側の端部に設けられる第 2 可変容量素子 28b とを含んで構成される。本実施の形態では、第 1 および第 2 延在部 27, 28 をそれぞれ構成する伝送線路 27a, 28a は、マイクロストリップラインによって実現され、第 1 および第 2 可変容量素子 27b, 28b は、印加する電圧に応じて電気容量が変化する素子から成り、たとえばバラクタダイオードによって実現される。

【0200】

10

20

30

40

50

本実施の形態において第3伝送線路8は、第2伝送線路7から、誘電体基板5の厚み方向Zの一方Z1に分岐して延びる導波管112と、この導波管112の遊端部から延びる伝送線路114とを含んで構成される。この第3伝送線路8を構成する伝送線路114は、たとえばマイクロストリップラインによって実現される。

【0201】

本実施の形態において第2移相回路12は、印加する電圧に応じて電気容量が変化する第3可変容量素子32から成り、たとえばバラクタダイオードによって実現される。

【0202】

整合回路1は、第1可変容量素子27bに電圧を印加するための第1電極33と、第2可変容量素子28bに電極を印加するための第2電極34と、第3可変容量素子32に電圧を印加するための第3電極35とをさらに含む。本実施の形態では、各導波管の電圧が裏面電極17と同じ電圧に設定されるので、第1～第3可変容量素子27b、28b、32に印加する電圧の基準となる基準電圧は、裏面電極17と同じ電圧になり、前述の各実施の形態のように基準電極36を設ける必要がない。

【0203】

第1延在部27は、第1入出力端子103を通して第2入出力端子104から入力される高周波信号を反射するスタブとして機能するように形成される。また第2延在部28は、第1入出力端子103を通して第4入出力端子106から入力される高周波信号を反射するスタブとして機能するように形成される。第1延在部27のインピーダンスは、第1延在部27の伝送線路27aの線路長と、第1可変容量素子27bの電気容量に依存する。この第1可変容量素子27bの電気容量は、印加する電圧に応じて可変なので、第1電極33に印加する電圧を調整することによって調整可能である。また同様に、第2電極34に印加する電圧を調整することによって、第2延在部28のインピーダンスを調整することができる。

【0204】

第4入出力端子106と第2可変容量素子28bとの間の伝送線路28aの線路長は、第2入出力端子104と第1可変容量素子27bとの間の伝送線路27aの線路長よりも、 $\lambda/4$ の長さ分、長く選ばれる。第1延在部27の伝送線路27aと、第2延在部28の伝送線路28aとが、前述のような線路長に形成されるので、第1入出力端子103から入力されて分岐し、第1延在部27および第2延在部28によってそれぞれ反射されて第3入出力端子105で合流する高周波信号の位相は等しくなる。これによって、第1入出力端子103から入力された高周波信号が、第3入出力端子105から出力される。このように設計された第1移相回路102を用いると、反射波の位相変化を生じさせる第1および第2可変容量素子27b、28bを用いても、第1入出力端子から入力された電磁波が第3入出力端子105から電磁波が出力する移相回路を実現することができる。

【0205】

第1および第2延在部27、28のインピーダンスは、第1および第2電極33、34に印加する電圧に応じて変化するので、第1および第2電極33、34に印加する電圧を調整することによって、第1移相回路102を通過する高周波信号の位相の変化量を調整することができる。

【0206】

また第3電極35に印加する電圧に応じて第3可変容量素子32の電気容量が変化するので、第3電極35に印加する電圧を調整することによって、第2移相回路12で反射する高周波信号の位相の変化量を調整することができる。したがって、第3電極35に印加する電圧を調整することによって、スタブとして機能する第3伝送線路8と、第2移相回路12とから成る伝送線路のインピーダンスを調整することができる。

【0207】

各導波管の側壁は、電気伝導性を有する金属によって形成されてもよく、また導電性を有する材料によって形成される柱状の複数の導体柱を、側壁が形成される領域に相互に間隔をあけて配置して形成されてもよい。

10

20

30

40

50

【 0 2 0 8 】

以上説明した本実施の形態の整合回路 1 0 1 によれば、マジック T 1 0 7 を用いることによって、第 1 および第 2 電極 3 3 , 3 4 に印加する電圧を調整することによって、第 1 移相回路 1 0 2 を通過する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。また第 3 電極 3 5 に印加する電圧を調整することによって、第 2 移相回路 1 2 で反射する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。これによって、前述したように第 1 移相回路 1 0 2 および第 2 移相回路 1 2 に印加する電圧を調整することによって整合回路 1 0 1 のインピーダンスの調整を容易に行なうことができ、電子部品 2 から出力される電力が整合回路 1 0 1 によって反射されることを防ぐことができる。

10

【 0 2 0 9 】

図 1 0 は、本発明のさらに他の実施の形態の整合回路 1 2 1 の第 1 移相回路 1 2 2 を示す斜視図である。本実施の形態の整合回路 1 2 1 では、第 1 移相回路および第 2 移相回路のうちの少なくともいずれか一方は、印加電界に応じて誘電率が変化する変化部を含み、電磁波が伝播する誘電体線路と、誘電体線路を挟持する一対の平板導電体部とを含んで構成される。本実施の形態では、第 1 移相回路 1 2 2 が、非放射性誘電体線路（NRDガイド）によって構成される。移相回路は、非放射性誘電体線路のほか、誘電体導波管、イメージガイド、マイクロストリップ線路、コプレーナ線路、ストリップ線路等でもよい。

【 0 2 1 0 】

一対の平板導電体部 1 2 3 a , 1 2 3 b の一方 1 2 3 a は、誘電体基板 5 の厚み方向 Z の一表面上に形成される導体によって実現され、一対の平板導電体部 1 2 3 a , 1 2 3 b の他方 1 2 3 b は、裏面電極 1 7 によって実現される。一対の平板導電体部 1 2 3 a , 1 2 3 b の一方 1 2 3 a は、おもに金（Au）、銅（Cu）、アルミニウム（Al）、白金（Pt）、チタン（Ti）、銀（Ag）、パラジウム（Pd）、亜鉛（Zn）、クロム（Cr）およびNi（ニッケル）などの導電性を有する金属によって形成される。一対の平板導電体部 1 2 3 a , 1 2 3 b に挟持される誘電体線路 1 2 4 は、誘電体基板 5 の厚み方向 Z に垂直な方向に延びて形成される。誘電体線路 1 2 4 は、誘電体線路 1 2 4 の延びる方向と、誘電体基板 5 の厚み方向 Z とに垂直な側面を、誘電体基板 5 によって挟持される。

20

【 0 2 1 1 】

本実施の形態において誘電体線路 1 2 4 は、変化部によって形成され、印加電界に応じて誘電率が変化する誘電体によって形成される。また誘電体線路 1 2 4 は、高周波信号を閉じ込めるために、誘電体線路 1 2 4 の延びる方向と、誘電体基板 5 の厚み方向 Z とに垂直な側面に接する物質よりも誘電率の高い物質によって形成される。本実施の形態では、誘電体線路 1 2 4 は、誘電体基板 5 よりも誘電率の高い物質によって実現され、たとえば $Ba(1-x)Sr_xTiO_3$ （チタン酸ストロンチウムバリウム、略称BST）、 $Mg(1-x)Ca_xTiO_3$ 、 $Zn(1-x)Sn_xTiO_3$ 、 $BaO-PbO-Nd_2O_3-TiO_3$ 、 $SrBi_2Ta_2O_9$ または $Bi_{1.5}Zn_{1.0}Nb_{1.5}O_7$ などによって形成される。誘電体線路 1 2 4 は、印加電界が大きくなるに連れて、すなわち印加される電界強度が高くなるに連れて、誘電率が低くなる。

30

【 0 2 1 2 】

誘電体線路 1 2 4 に印加する電圧は、たとえば一対の平板導電体部 1 2 3 a , 1 2 3 b の一方 1 2 3 a に印加する電圧によって調整可能である。高周波信号は、誘電体線路 1 2 4 に閉じ込められて、誘電体線路 1 2 4 の延びる方向に伝播する。誘電体線路 1 2 4 を伝播する高周波信号の波長は、誘電体線路 1 2 4 の誘電率に依存し、一対の平板導電体部 1 2 3 a , 1 2 3 b の一方 1 2 3 a に印加する電圧に依存する。したがって、第 1 移相回路 1 2 2 を通過する高周波信号の位相は、一対の平板導電体部 1 2 3 a , 1 2 3 b の一方 1 2 3 a に印加する電圧によって調整可能であり、通過する高周波信号の位相を調整可能な第 1 移相回路 1 2 2 を実現することができる。

40

【 0 2 1 3 】

以上説明した本実施の形態の整合回路 1 2 1 によれば、NRDガイドによって実現され

50

る第1移相回路122を用いることによって、一对の平板導体部123a, 123bの一方123aに印加する電圧を調整することによって、第1移相回路52を通過する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。また第3電極35に印加する電圧を調整することによって、第2移相回路12を通過する高周波信号の位相を調整することが可能な移相回路を実現することができる。これによって、前述したように第1移相回路122および第2移相回路12に印加する電圧を調整することによって整合回路121のインピーダンスの調整を容易に行なうことができ、電子部品2から出力される電力が整合回路121によって反射されることを防ぐことができる。また第2移相回路12を、第1移相回路122と同様に变化部を含むNRDによって構成すると、第3伝送線路8とともにスタブとして機能し、第2移相回路12に印加する電圧に応じて反射する電磁波の位相を調整可能な移相回路を実現することができる。

10

【0214】

図11は、本実施のさらに他の実施の形態の整合回路201を示す斜視図である。本実施の形態の整合回路201は、前述の各実施の形態の整合回路1, 40, 41, 51, 61, 84, 101, 121の構成とは第1伝送線路6が異なるので、対応する構成については同一の参照符号を付して重複する説明を省略し、異なる部分についてのみ説明する。

【0215】

第1伝送線路6は、インピーダンス变化部202をさらに含む。このインピーダンス变化部202は、接続体に相当するボンディングワイヤ3の一端が接続される接続部位4と、第1接続端13aに接続される一端部との間に設けられる。さらにインピーダンス变化部202は、接続部位4とはインピーダンスが異なる。

20

【0216】

インピーダンス变化部202は、第1伝送線路6のうちの遊端部6aからインピーダンス变化部202までのコネクタ部203とは特性インピーダンスが異なる部分である。インピーダンス变化部202とコネクタ部203との特性インピーダンスを異ならせるためには、たとえばコネクタ部203とインピーダンス变化部202との線幅を異ならせたり、インピーダンス变化部202としてスタブを形成したり、伝送線路の延びる方向に第1伝送線路6を2つの部分に分断するギャップを形成したり、インピーダンス变化部202と裏面電極17との間の誘電体基板5の比誘電率を、コネクタ部203と裏面電極17との間の誘電体基板5の比誘電率と異ならせたり、インピーダンス变化部202の誘電体基板5とは反対側の表面部に空気とは異なる比誘電率の部材を配置したりしてもよい。本実施の形態におけるインピーダンス变化部202は、スタブを形成することによって実現される。

30

【0217】

インピーダンス变化部202を設けることによって、接続部位4から第1移相回路11に接続される一端部までに到る経路において、第1伝送線路6のインピーダンスが変化する。このインピーダンスが変化するインピーダンス变化部202で、電子部品2からボンディングワイヤ3を介して入力される高周波信号の一部が反射され、一部が透過する。インピーダンス变化部202を透過した高周波信号のうちの一部は、前記第2伝送線路の前記第3伝送線路が分岐する分岐部19などで反射されてインピーダンス变化部202に戻ってくる。インピーダンス变化部202で反射された高周波信号と、インピーダンス变化部202を透過した後に反射された高周波信号とは、重ね合わされる。インピーダンス变化部202を透過した後に反射されてインピーダンス变化部202に戻る高周波信号の位相は、第1伝送線路6と、第1移相回路11と、第2伝送線路の分岐部19から第1移相回路11寄りの部分とによって構成される伝送線路の電気長、および第3伝送線路8と第2移相回路12とによってスタブとして機能する伝送線路のインピーダンスの2つのパラメータに依存する。これら2つのパラメータは、第1および第2移相回路11, 12に印加する電圧を調整することによって意図した値に設定することができる。これによって、インピーダンス变化部202を透過した後に反射されてインピーダンス变化部202に戻る高周波信号の位相を調整し、重ね合わされた高周波信号を弱めることができ、結果とし

40

50

てボンディングワイヤ 3 を介して電子部品 2 から整合回路 201 に入力される高周波信号の反射係数を小さくすることができる。

【0218】

本実施の形態における第 1 および第 3 伝送線路 6, 8 の線路長、インピーダンス変化部 202 のインピーダンス、ならびに第 2 伝送線路 7 の一方 7a の線路長は、第 1 および第 2 移相回路 11, 12 の移相量が可変な範囲において、次式 (2) を満たすように選ばれる。

$$|\Gamma_3| < |T_{M2}|^2 \quad \dots (2)$$

【0219】

式 (2) において Γ_3 は、ボンディングワイヤ 3 と、コネクタ部 203 と、インピーダンス変化部 202 とによって構成される接続ブロック 204 に、電子部品 2 側から入力される電磁波の反射係数を表し、 $|T_{M2}|$ は、第 1 伝送線路 6 のうちのコネクタ部 203 およびインピーダンス変化部 202 を除く残余の部分 205 に接続ブロック 204 から入力された電磁波が、第 2 伝送線路 7 の第 3 伝送線路 8 が分岐する分岐部 19 まで通過する透過係数の大きさを表す。

【0220】

さらに本実施の形態における第 1 および第 3 伝送線路 6, 8 の線路長、インピーダンス変化部 202 のインピーダンス、ならびに第 2 伝送線路 7 の一方 7a の線路長は、第 1 および第 2 移相回路 11, 12 の移相量が可変な範囲において、ボンディングワイヤ 3 と整合回路 201 とによって構成される接続回路 206 に電子部品 2 から入力される高周波信号が接続回路 206 によって反射される反射係数 S_{11} が 0 となるように選ばれる。

【0221】

式 (2) を満たすように整合回路 201 を製造すると、[発明の効果] の項目において前述したように第 1 および第 2 移相回路 11, 12 に印加される電圧を調整することによって、ボンディングワイヤ 3 と整合回路 201 とによって構成される接続回路 206 に電子部品 2 から入力される高周波信号が接続回路 206 によって反射される反射係数 S_{11} を 0 となるように調整することができる。このように反射係数 S_{11} を 0 に調整することによって、電子部品 2 を設計した通りの負荷 (たとえば 50Ω) に接続して使用することができ、電子部品 2 の設計どおりの特性を得ることができる。さらに、反射係数 S_{11} を 0 に調整することによって、電子部品 2 から入力された高周波信号が整合回路 201 を通

【0222】

図 12 は、S パラメータのうちの S_{11} (電子部品 2 から見た反射係数) を表すグラフであり、図 2 に示す整合回路 1 にインピーダンス変化部 202 を設けた本実施の形態の整合回路 201 とボンディングワイヤ 3 とによって構成される接続回路 206 の電子部品 2 から見た反射係数 S_{11} を表す。図 12 には、第 1 移相回路 11 および第 2 移相回路 12 に印加する電圧を変化させた場合の 76.5 GHz における S_{11} を示している。図 3 (2) と比較すると、図 12 の測定データの方が中心に近づいているので、インピーダンス変化部 202 を設けることによって電子部品 2 と接続回路 206 とのインピーダンスの整合がさらにとれ、反射がより低減することが示された。さらに、第 1 移相回路 11 および第 2 移相回路 12 へ印加する電圧を変化させることで S_{11} が変化することがわかる。これによって、接続回路 206 を製造するときに整合回路を構成するパターンの寸法 (第 1 ~ 第 3 伝送線路の幅や長さ) がばらついたり、電子部品 2 の実装位置がずれてボンディングワイヤの長さがばらついたりすることによって、製造した接続回路 206 が設計値から外れた場合でも、第 1 移相回路 11 および第 2 移相回路 12 に印加する電圧を変化させることによって、調整が可能であることがわかる。

【0223】

図 13 は、本発明の実施の一形態の送信器 160 の構成を示す模式図である。送信器 160 は、前述した図 1 に示す実施の形態の整合回路 1 と、高周波発振器 161 と、伝送線路 162 と、送信用アンテナ 163 とを含んで構成される。高周波発振器 161 は、ガン

10

20

30

40

50

ダイオードを利用したガン発振器、またはインパットダイオードを利用したインパット発振器またはF E T (Field Effect Transistor)などのトランジスタを利用したM M I C (Microwave Monolithic Integrated Circuit) 発振器などを含んで構成され高周波信号を発生する。伝送線路162は、マイクロストリップ線路またはストリップ線路、コプレーナ線路によって構成される。伝送線路162の高周波信号の伝送方向の第1端部162aは高周波発振器161に接続され、伝送線路162の高周波信号の伝送方向の第2端部162bは送信用アンテナ163に接続される。送信用アンテナ163は、パッチアンテナまたはホーンアンテナによって実現される。高周波信号の伝送方向は、電磁波の伝播方向である。第1端部162aは、マイクロストリップ線路またはストリップ線路、コプレーナ線路によって構成されるとしたけれども、高周波発振器161と整合回路1とを電氣的に接続するボンディングワイヤ3によって構成されてもよい。

10

【0224】

整合回路1は、高周波信号が通過するように、伝送線路162に挿入される。さらに具体的に述べると、伝送線路162は、第1伝送線路6および高周波発振器161を電氣的に接続する伝送線路と、第2伝送線路7の他方7bおよび送信用アンテナ163を電氣的に接続する伝送線路とを含んで構成される。伝送線路162は、マイクロストリップ線路またはストリップ線路、コプレーナ線路によって構成されるとしたけれども、第1伝送線路6および高周波発振器161を電氣的に接続する伝送線路は、前述のボンディングワイヤ3によって構成されてもよい。

【0225】

20

高周波発振器161で発生した高周波信号は、伝送線路162および整合回路1を通過して送信用アンテナ163に与えられ、送信用アンテナ163から電波として放射される。

【0226】

このように伝送線路162には、整合回路1が挿入されるので、たとえば高周波発振器161を接続するためのボンディングワイヤやバンプの形状ばらつきや伝送線路162の配線幅のばらつきなどによって伝送線路162に起因して発生する位相のずれを個々に調整して整合をとることができ、安定な発振特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い送信出力を持つ送信器160を実現することができる。

【0227】

30

送信器160では、整合回路1を用いているが、前述した各実施の形態の整合回路のうちのいずれか1つを用いてもよい。このように構成しても、同様の効果を達成することができる。また送信器160において、前記伝送線路162は、マイクロストリップ線路およびストリップ線路の他に、コプレーナ線路、グランド付きコプレーナ線路、スロット線路、導波管または誘電体導波管などによって実現されてもよい。

【0228】

図14は、本発明の実施の一形態の受信器170の構成を示す模式図である。図13に示す前述した実施の形態の送信器160と同様の構成には、同一の参照符号を付して、その説明を省略する場合がある。

【0229】

40

受信器170は、前述した実施の形態の整合回路1と、高周波検波器171と、伝送線路162と、受信用アンテナ173とを含んで構成される。高周波検波器171は、たとえば、ショットキーバリアダイオード検波器、ビデオ検波器またはミキサM M I Cなどによって実現される。

【0230】

伝送線路162の高周波信号の伝送方向の第1端部162aは、高周波検波器171に接続され、伝送線路162の高周波信号の伝送方向の第2端部162bは、受信用アンテナ173に接続される。受信用アンテナ173は、パッチアンテナなどの平面アンテナまたはホーンアンテナやロッドアンテナなどによって実現される。

【0231】

50

整合回路 1 は、高周波信号が整合回路 1 を通過するように、伝送線路 162 に挿入される。

【0232】

受信用アンテナ 173 によって外部から到来する電波を捕捉すると、受信用アンテナ 173 は電波に基づく高周波信号を伝送線路 162 に与え、整合回路 1 を通過して、高周波検波器 171 に受信した高周波信号が与えられる。高周波検波器 171 は、高周波信号を検波して、高周波信号に含まれる情報を検出する。

【0233】

受信器 170 では、受信用アンテナ 173 によって捕捉した高周波信号は、伝送線路 162 に伝送されて高周波検波器 171 によって検波される。

10

【0234】

このように伝送線路 162 には、整合回路 1 が挿入されるので、たとえば高周波検波器 171 を接続するためのボンディングワイヤやバンプの形状ばらつきや伝送線路 162 の配線幅のばらつきなどによって伝送線路 162 に起因して発生する位相のずれを個々に調整して、整合をとることができ、安定な検波特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い検波出力を持つ受信器 170 を実現することができる。

【0235】

受信器 170 では、整合回路 1 を用いているが、前記整合回路 1 に変えて、前述した実施の形態の整合回路 1 のうちのいずれか 1 つを用いてもよい。このように構成しても、同様の効果を達成することができる。また受信器 170 において、前記伝送線路 162 は、マイクロストリップ線路およびストリップ線路の他に、コプレーナ線路、グランド付きコプレーナ線路、スロット線路、導波管または誘電体導波管などによって実現されてもよい。

20

【0236】

図 15 は、本発明の実施の一形態の送受信器 180 を備えるレーダ装置 190 の構成を示す模式図である。レーダ装置 190 において、図 13 および図 14 に示す前述した実施の形態の送信器 160 および受信器 170 と同様の構成には、同一の参照符号を付して、その説明を省略する場合がある。レーダ装置 190 は、送受信器 180 と、距離検出器 191 を含んで構成される。

【0237】

30

送受信器 180 は、前述した実施の形態の整合回路 1 と、高周波発振器 161 と、第 4 ~ 第 8 伝送線路 181, 182, 183, 184, 185 と、分岐器 186 と、分波器 187 と、送受信アンテナ 188 と、ミキサ 189 とを含んで構成される。送受信アンテナ 188 は、パッチアンテナまたはホーンアンテナによって実現される。第 4 ~ 第 8 伝送線路 181, 182, 183, 184, 185 は、前述した伝送線路 162 と同様の構成を有する。

【0238】

第 4 伝送線路 181 の高周波信号の伝送方向の第 1 端部 181a は、高周波発振器 161 に接続され、第 4 伝送線路 181 の高周波信号の伝送方向の第 2 端部 181b は、分岐器 186 に接続される。整合回路 1 は、高周波信号が整合回路 1 を通過するように、第 4 伝送線路 181 に挿入される。

40

【0239】

分岐器（切替器）186 は、第 1、第 2 および第 3 端子 186a, 186b, 186c を有し、第 1 端子 186a に与えられる高周波信号を、第 2 端子 186b および第 3 端子 186c に選択的に出力する。分岐器 186 は、たとえば高周波スイッチ素子によって実現される。分岐器 186 には、図示しない制御部から制御信号が与えられ、制御信号に基づいて第 1 端子 186a および第 2 端子 186b、または第 1 端子 186a および第 3 端子 186c を選択的に接続する。レーダ装置 190 は、パルスレーダによって実現される。前記制御部は、第 1 端子 186a および第 2 端子 186b を接続して、パルス状の高周波信号を第 2 端子 186b から出力させた後、第 1 端子 186a および第 3 端子 186c

50

を接続して、高周波信号を第3端子186cから出力させる。第2端子186bには、第5伝送線路182の高周波信号の伝送方向の第1端部182aが接続される。前記第3端子186cには、第7伝送線路184の高周波信号の伝送方向の第1端部184aが接続される。レーダ装置190は発振器に電圧制御型発振器を用い、FM-CWレーダによって実現してもよい。

【0240】

分波器187は、第4、第5および第6端子187a, 187b, 187cを有し、第4端子187aに与えられる高周波信号を第5端子187bに出力し、第5端子187bに与えられる高周波信号を第6端子187cに出力する。第5伝送線路182の高周波信号の伝送方向の第2端部182bは、前記第4端子187aに接続される。前記第5端子187bには、第6伝送線路183の高周波信号の伝送方向の第1端部183aが接続される。第6伝送線路183の高周波信号の伝送方向の第2端部183bは、送受信アンテナ188に接続される。

10

【0241】

前記第6端子187cには、第8伝送線路185の高周波信号の伝送方向の第1端部185aが接続される。第7伝送線路184の高周波信号の伝送方向の第2端部184bと、第8伝送線路185の高周波信号の伝送方向の第2端部185bとは、ミキサ189に接続される。分波器187は、ハイブリッド回路によって実現される。ハイブリッド回路は、方向性結合器、ブランチライン、マジックTまたはラットレースなどによって実現される。

20

【0242】

高周波発振器161で発生した高周波信号は、第4伝送線路181および整合回路1を通過して、分岐器186、第5伝送線路182、分波器187ならびに第6伝送線路183を介して送受信アンテナ188に与えられ、送受信アンテナ188から電波として放射される。また、高周波発振器161で発生した高周波信号は、第4伝送線路181および整合回路1を通過して、分岐器186ならびに第7伝送線路184を介してミキサ189にローカル信号として与えられる。

【0243】

送受信アンテナ188によって外部から到来する電波を受信すると、送受信アンテナ188は電波に基づく高周波信号を第6伝送線路183に与え、分波器187、第8伝送線路185を介してミキサ189に与えられる。

30

【0244】

ミキサ189は、第7および第8伝送線路184, 185から与えられる高周波信号を混合して中間周波信号を出力する。ミキサ189から出力される中間周波信号は、距離検出器191に与えられる。

【0245】

距離検出器191は、前述した高周波検波器171を含んで構成され、送受信器180から放射され、測定対象物によって反射された電波(エコー)を受信して得られる前記中間周波信号に基づいて、測定対象物までの距離を算出する。距離検出器191は、たとえばマイクロコンピュータによって実現される。

40

【0246】

送受信器180では、高周波信号が整合回路1を通過するように、前記第4伝送線路181に、整合回路1が挿入されることによって、たとえば配線幅のばらつきなどによって伝送線路162に起因して不所望に変化する高周波信号の位相を調整して、たとえば安定な発振特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い送信出力を持つ送受信器180を実現することができ、また、たとえば安定な検波特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い検波出力を持つ送受信器180を実現することができ、また、たとえばミキサ189によって生成される中間周波数信号の信頼性を向上させることができる。

【0247】

50

レーダ装置 190 では、前記送受信器 180 からの中間周波信号に基づいて、距離検出器が送受信器 180 から探知対象物までの距離、たとえば送信用アンテナ 188 と探知対象物までの距離を検出するので、検知対象物までの距離を正確に検出することができる。

【0248】

前記分岐器 186 は、方向性結合器などのハイブリッド回路やパワーディバイダによって実現されてもよく、この場合第 1 端子 187a に与えられる高周波信号は、第 2 端子 186b および第 3 端子 186c に分岐して出力される。この場合には、前述した構成と比較して、送信用アンテナ 188 から出力される電波の電力が低くなるが、分岐器 186 を制御する必要がないので装置の制御が簡単になる。

10

【0249】

本実施の形態では、第 4 伝送線路 181 に整合回路 1 が挿入されるが、本発明のさらに他の実施では、整合回路 1 は、第 4 ~ 第 8 伝送線路 181 ~ 185 の少なくともいずれか 1 つに、高周波信号が整合回路 1 を通過するように挿入されてもよい。このような構成であっても、同様の効果を達成することができる。

【0250】

また送受信器 180 では、整合回路 1 を用いているが、前述した各実施の形態の整合回路のうちのいずれか 1 つを用いてもよい。このように構成しても、同様の効果を達成することができる。

【0251】

20

また本発明の実施のさらに他の形態では、前記分岐器 187 は、サーキュレータや高周波スイッチ素子によって実現されてもよく、このような構成であっても、同様の効果を達成することができる。

【0252】

図 16 は、本発明の他の実施の形態の送受信器 195 を備えるレーダ装置 196 の構成を示す模式図である。レーダ装置 196 において、図 13 および図 14 に示す前述した実施の形態の送信器 160 および受信器 170 と同様の構成には、同一の参照符号を付して、その説明を省略する場合がある。レーダ装置 196 は、送受信器 195 と、距離検出器 191 とを含んで構成される。

【0253】

30

送受信器 195 は、前述した実施の形態の整合回路 1 と、高周波発振器 161 と、第 4 ~ 第 7 伝送線路 181, 182, 183, 184 と、分岐器 186 と、送信用アンテナ 163 と、受信用アンテナ 173 と、ミキサ 189 とを含んで構成される。送信用アンテナ 163 および受信用アンテナ 173 は、パッチアンテナまたはホーンアンテナによって実現される。第 4 ~ 第 7 伝送線路 181, 182, 183, 184 は、前述した伝送線路 162 と同様の構成を有する。

【0254】

第 4 伝送線路 181 の高周波信号の伝送方向の第 1 端部 181a は、高周波発振器 161 に接続され、第 4 伝送線路 181 の高周波信号の伝送方向の第 2 端部 181b は、分岐器 186 に接続される。整合回路 1 は、高周波信号が整合回路 1 を通過するように、第 4 伝送線路 181 に挿入される。

40

【0255】

分岐器（切替器）186 は、第 1、第 2 および第 3 端子 186a, 186b, 186c を有し、第 1 端子 186a に与えられる高周波信号を、第 2 端子 186b および第 3 端子 186c に選択的に出力する。分岐器 186 は、たとえば高周波スイッチ素子によって実現される。分岐器 186 には、図示しない制御部から制御信号が与えられ、制御信号に基づいて第 1 端子 186a および第 2 端子 186b、または第 1 端子 186a および第 3 端子 186c を選択的に接続する。レーダ装置 196 は、パルスレーダによって実現される。前記制御部は、第 1 端子 186a および第 2 端子 186b を接続して、パルス状の高周波信号を第 2 端子 186b から出力させた後、第 1 端子 186a および第 3 端子 186c

50

を接続して、高周波信号を第3端子186cから出力させる。第2端子186bには、第5伝送線路182の高周波信号の伝送方向の第1端部182aが接続される。前記第3端子186cには、第7伝送線路184の高周波信号の伝送方向の第1端部184aが接続される。レーダ装置196は発振器に電圧制御型発振器を用い、FM-CWレーダによって実現してもよい。

【0256】

第5伝送線路182の高周波信号の伝送方向の第2端部182bは、送信用アンテナ163に接続される。

【0257】

受信用アンテナ173と、ミキサ189とは、第6伝送線路183によって接続される。また第7伝送線路184の高周波信号の伝送方向の第2端部184bは、ミキサ189に接続される。

10

【0258】

高周波発振器161で発生した高周波信号は、第4伝送線路181および整合回路1を通過して、分岐器186、第5伝送線路182を介して送信用アンテナ163に与えられ、送信用アンテナ163から電波として放射される。また、高周波発振器161で発生した高周波信号は、第4伝送線路181および整合回路1を通過して、分岐器186ならびに第7伝送線路184を介してミキサ189にローカル信号として与えられる。

【0259】

受信用アンテナ173によって外部から到来する電波を受信すると、受信用アンテナ173は電波に基づく高周波信号を第6伝送線路183を介してミキサ189に与える。

20

【0260】

ミキサ189は、第6および第7伝送線路183, 184から与えられる高周波信号を混合して中間周波信号を出力する。ミキサ189から出力される中間周波信号は、距離検出器191に与えられる。

【0261】

距離検出器191は、前述した高周波検波器171を含んで構成され、送受信器195から放射され、測定対象物によって反射された電波(エコー)を受信して得られる前記中間周波信号に基づいて、測定対象物までの距離を算出する。距離検出器191は、たとえばマイクロコンピュータによって実現される。

30

【0262】

送受信器195では、高周波信号が整合回路1を通過するように、前記第4伝送線路181に、整合回路1が挿入されることによって、たとえば配線幅のばらつきなどによって伝送線路162に起因して不所望に変化する高周波信号の位相を調整して、たとえば安定な発振特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い送信出力を持つ送受信器195を実現することができ、また、たとえば安定な検波特性を持つとともに、挿入損失が小さく抑えられるために高い検波出力を持つ送受信器195を実現することができ、また、たとえばミキサ189によって生成される中間周波数信号の信頼性を向上させることができる。

【0263】

40

レーダ装置196では、前記送受信器195からの中間周波信号に基づいて、距離検出器が送受信器195から探知対象物までの距離、たとえば送信用および受信用アンテナ163, 173と探知対象物までの距離を検出するので、検知対象物までの距離を正確に検出することができる。

【0264】

前記分岐器186は、方向性結合器などのハイブリッド回路やパワーディバイダによって実現されてもよく、この場合第5伝送線路182に与えられる高周波信号は、第2端子186bおよび第3端子186cに分岐して出力される。この場合には、前述した構成と比較して、送信用アンテナ163から出力される電波の電力が低くなるが、分岐器186を制御する必要がないので装置の制御が簡単になる。

50

【 0 2 6 5 】

本実施の形態では、第 4 伝送線路 1 8 1 に整合回路 1 が挿入されるが、本発明のさらに他の実施では、整合回路 1 は、第 4 ~ 第 7 伝送線路 1 8 1 ~ 1 8 4 の少なくともいずれか 1 つに、高周波信号が整合回路 1 を通過するように挿入されてもよい。このような構成であっても、同様の効果を達成することができる。

【 0 2 6 6 】

また送受信器 1 9 5 では、整合回路 1 を用いているが、前述した各実施の形態の整合回路のうちのいずれか 1 つを用いてもよい。このように構成しても、同様の効果を達成することができる。

【図面の簡単な説明】

10

【 0 2 6 7 】

【図 1】本発明の実施の一形態の整合回路 1 を示す斜視図である。

【図 2】整合回路 1 を示す平面図である。

【図 3】S パラメータのうちの S_{11} を表すグラフである。

【図 4】本発明の他の実施の形態の整合回路 4 0 を示す平面図である。

【図 5】本発明のさらに他の実施の形態の整合回路 4 1 を示す平面図である。

【図 6】本発明のさらに他の実施の形態の整合回路 5 1 を示す平面図である。

【図 7】本発明のさらに他の実施の形態の整合回路 6 1 を示す平面図である。

【図 8】本発明のさらに他の実施の形態の整合回路 8 4 を示す平面図である。

【図 9】本発明のさらに他の実施の形態の整合回路 1 0 1 を示す斜視図である。

20

【図 1 0】本発明のさらに他の実施の形態の整合回路 1 2 1 の第 1 移相回路 1 2 2 を示す斜視図である。

【図 1 1】本実施のさらに他の実施の形態の整合回路 2 0 1 を示す斜視図である。

【図 1 2】S パラメータのうちの S_{11} を表すグラフである。

【図 1 3】本発明の実施の一形態の送信器 1 6 0 の構成を示す模式図である。

【図 1 4】本発明の実施の一形態の受信器 1 7 0 の構成を示す模式図である。

【図 1 5】本発明の実施の一形態の送受信器 1 8 0 を備えるレーダ装置 1 9 0 の構成を示す模式図である。

【図 1 6】本発明の他の実施の形態の送受信器 1 9 5 を備えるレーダ装置 1 9 6 の構成を示す模式図である。

30

【図 1 7】接続ブロックの反射係数、透過係数を説明するための図である。

【図 1 8】スミス図である。

【符号の説明】

【 0 2 6 8 】

1 , 4 0 , 4 1 , 5 1 , 6 1 , 8 4 , 1 0 1 , 1 2 1 , 2 0 1 整合回路

2 電子部品

3 ボンディングワイヤ

5 誘電体基板

6 第 1 伝送線路

7 第 2 伝送線路

8 第 3 伝送線路

40

1 1 , 5 2 , 6 2 , 8 5 , 1 0 2 , 1 2 2 第 1 移相回路

1 2 第 2 移相回路

1 3 a 一方の第 1 接続端

1 3 b 他方の第 1 接続端

1 4 , 4 2 部品配置台

1 5 a 一方の第 2 接続端

1 5 b 他方の第 2 接続端

1 6 , 4 3 部品配置部

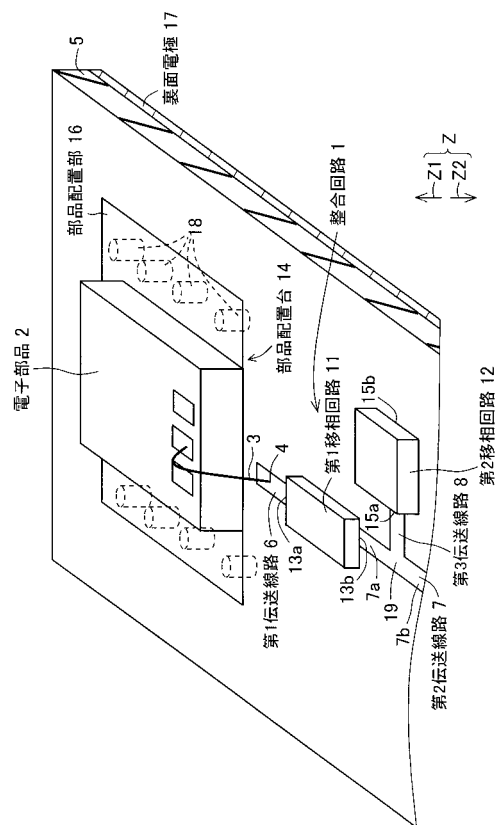
1 7 裏面電極

50

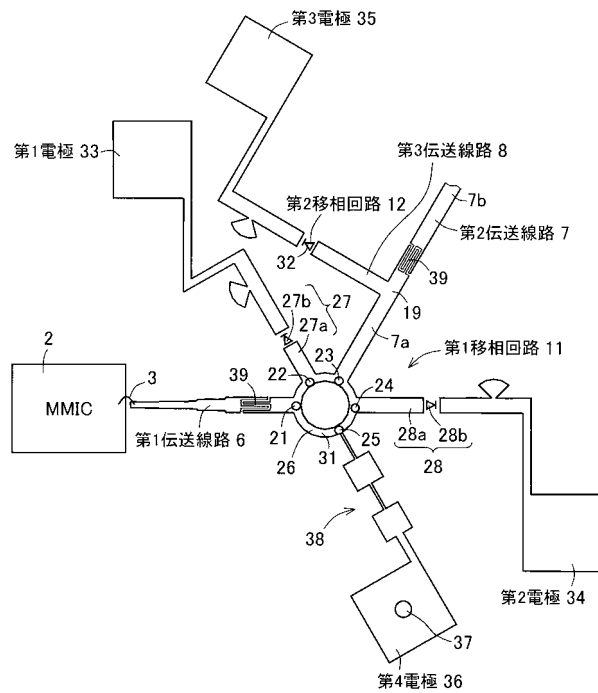
1 8	接続部	
1 9	分岐部	
2 1 , 5 3 , 6 3 , 8 6 , 1 0 3	第 1 入出力端子	
2 2 , 5 4 , 6 4 , 8 7 , 1 0 4	第 2 入出力端子	
2 3 , 5 5 , 6 5 , 8 8 , 1 0 5	第 3 入出力端子	
2 4 , 5 6 , 6 6 , 1 0 6	第 4 入出力端子	
2 5	第 5 入出力端子	
2 6	ラットレース	
2 7	第 1 延在部	
2 7 a	伝送線路	10
2 7 b	第 1 可変容量素子	
2 8	第 2 延在部	
2 8 a	伝送線路	
2 8 b	第 2 可変容量素子	
3 1	リング状伝送線路	
3 2	第 3 可変容量素子	
3 3	第 1 電極	
3 4	第 2 電極	
3 5	第 3 電極	
3 6	基準電極	20
3 9 , 9 3	直流阻止用コンデンサ	
4 4	突出部	
4 5	第 1 接続部	
4 6	入出力端子	
4 8	第 2 接続部	
4 9	突出部分	
5 7	ブランチライン	
5 8	四角状伝送線路	
6 7	方向性結合器	
8 1	第 2 基準電極	30
8 9	サーキュレータ	
9 1	延在部	
9 1 a	伝送線路	
9 1 b	第 1 可変容量素子	
9 2	第 2 可変容量素子	
1 0 7	マジック T	
1 2 3 a	一对の平板導体部の一方	
1 2 3 b	一对の平板導体部の他方	
1 6 0	送信器	
1 6 1	高周波発振器	40
1 6 2	伝送線路	
1 7 0	受信器	
1 7 1	高周波検波器	
1 7 3	受信用アンテナ	
1 8 0 , 1 9 5	送受信器	
1 8 1	第 4 伝送線路	
1 8 2	第 5 伝送線路	
1 8 3	第 6 伝送線路	
1 8 4	第 7 伝送線路	
1 8 5	第 8 伝送線路	50

- | | |
|---------------|------------|
| 1 8 6 | 分岐器 |
| 1 8 6 a | 第 1 端子 |
| 1 8 6 b | 第 2 端子 |
| 1 8 6 c | 第 3 端子 |
| 1 8 7 | 分波器 |
| 1 8 7 a | 第 4 端子 |
| 1 8 7 b | 第 5 端子 |
| 1 8 7 c | 第 6 端子 |
| 1 8 8 | 送信用アンテナ |
| 1 8 9 | ミキサ |
| 1 9 0 , 1 9 6 | レーダ装置 |
| 1 9 1 | 距離検出器 |
| 2 0 2 | インピーダンス変化部 |
| 2 0 3 | コネクタ部 |
| 2 0 4 | 接続ブロック |
| 2 0 5 | 残余の部分 |
| 2 0 6 | 接続回路 |

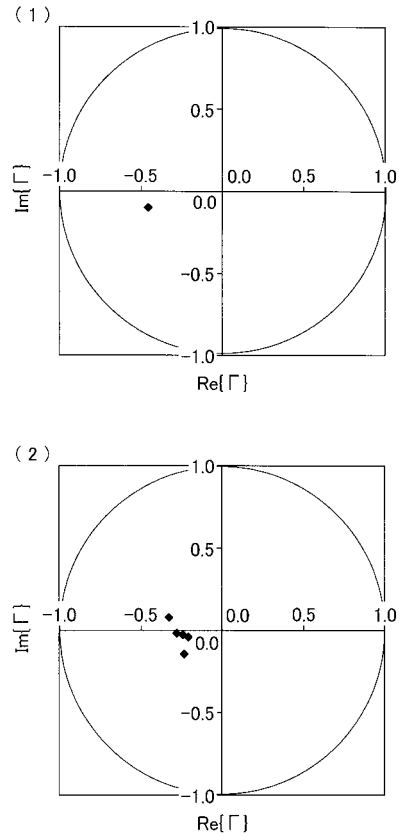
【 図 1 】



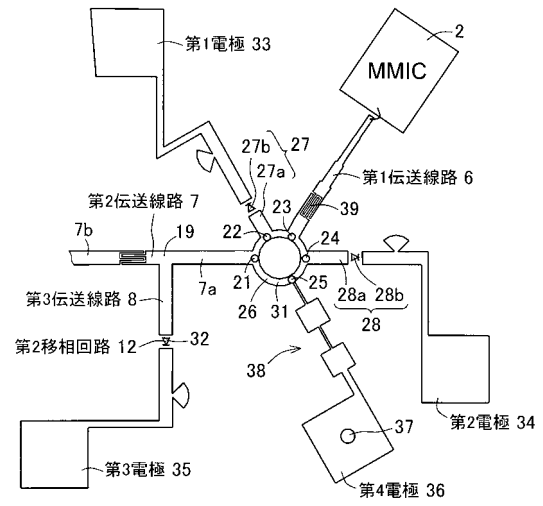
【圖 2】



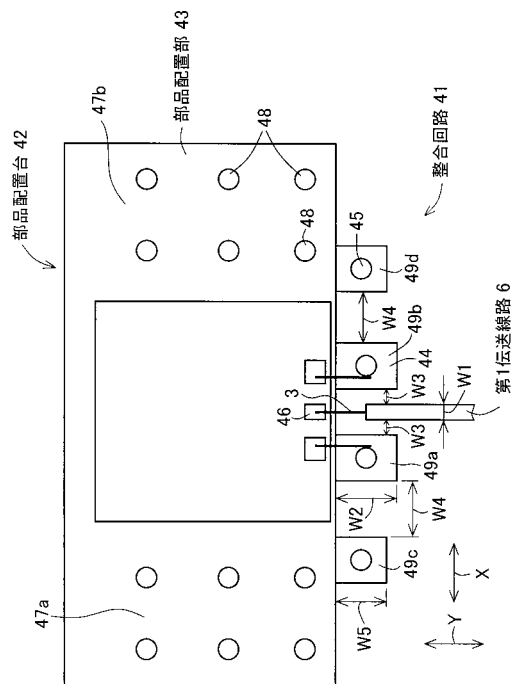
【図 3】



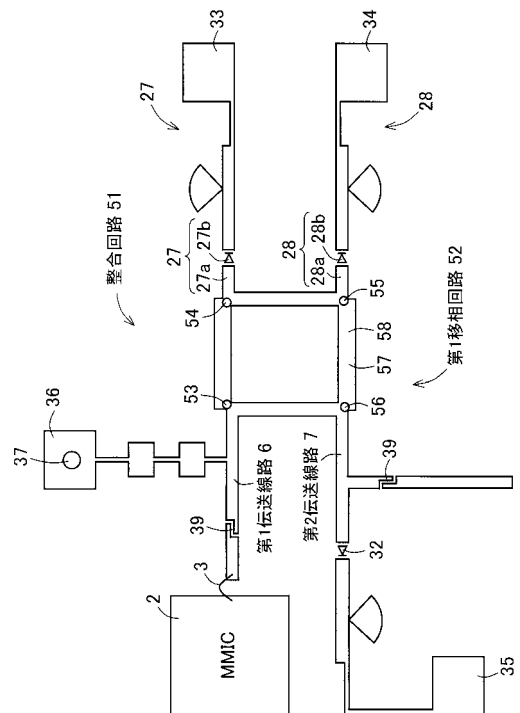
【図 4】



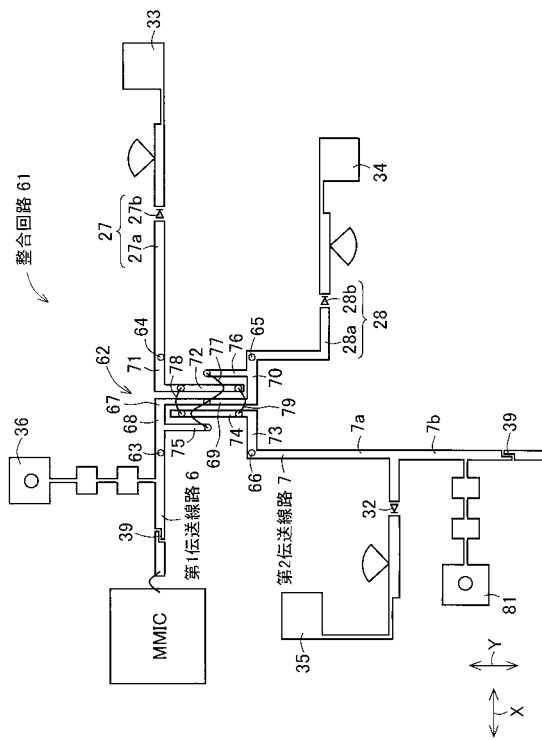
【図 5】



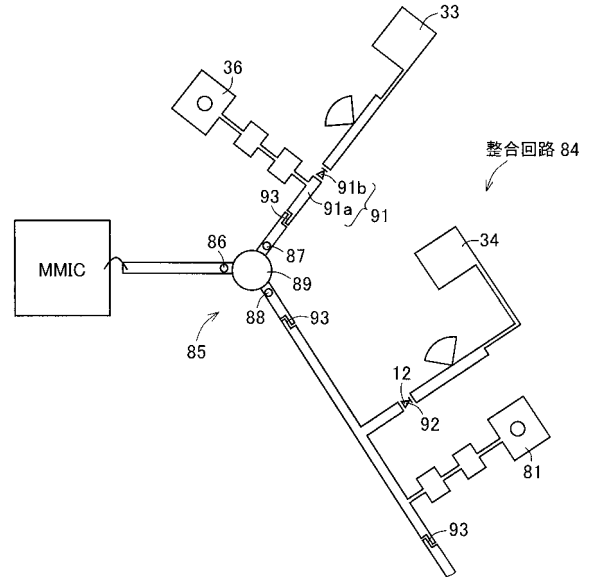
【図 6】



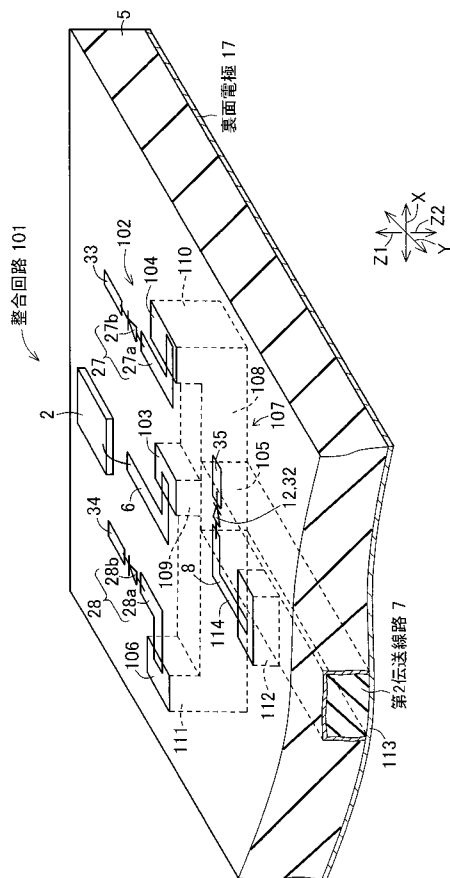
【図 7】



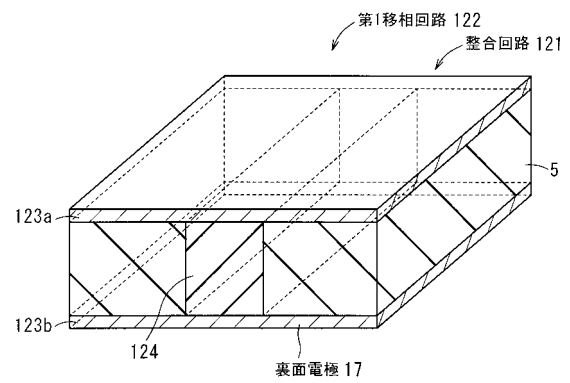
【図 8】



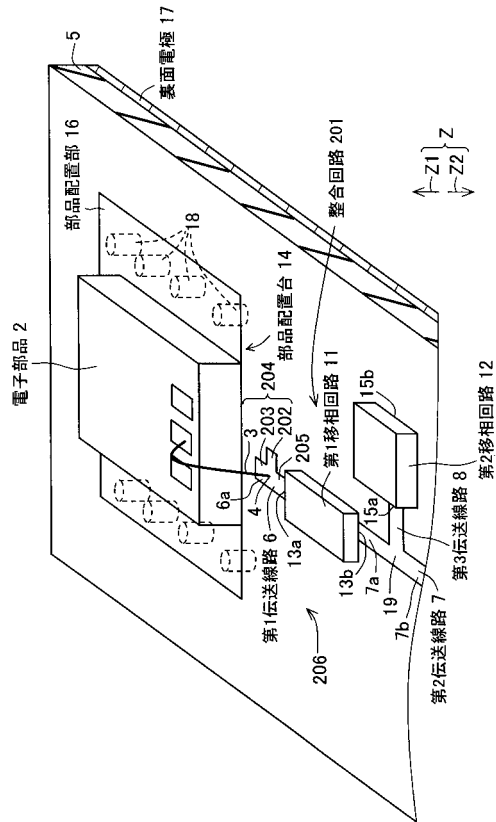
【図 9】



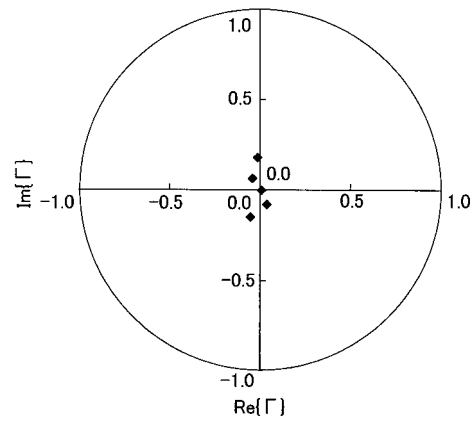
【図 10】



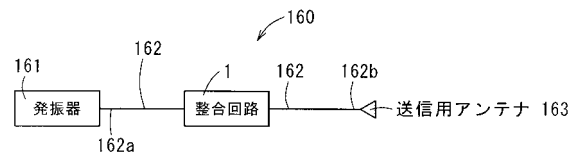
【 図 1 1 】



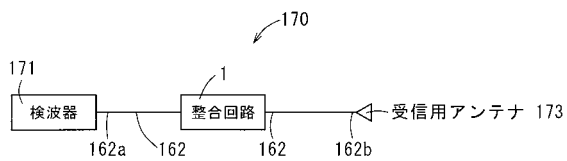
【 図 1 2 】



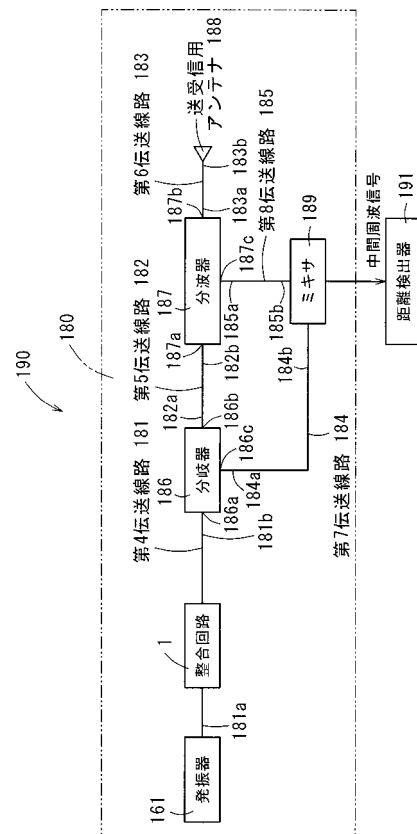
【 図 1 3 】



【 圖 1 4 】



【 図 1 5 】



フロントページの続き

(72)発明者 前谷 磨明

京都府相楽郡精華町光台3丁目5番地3号 京セラ株式会社中央研究所内

審査官 岸田 伸太郎

(56)参考文献 特開平07-326909(JP,A)

特開平04-243303(JP,A)

英国特許出願公開第02192494(GB,A)

特開平11-186456(JP,A)

特開平11-214581(JP,A)

特開平06-132702(JP,A)

実開昭54-066743(JP,U)

実公昭40-021626(JP,Y1)

特開平08-102604(JP,A)

特開2006-211180(JP,A)

特開平06-232657(JP,A)

特開2000-295003(JP,A)

手塚昌伸(ほか5名),「アンテナ自動整合システムにおける整合回路」,電子情報通信学会論文誌 B,2002年11月1日,Vol.J85-B,No.11,pp.1977-1980

D.Pozer,,"Microwave Engineering",JOHN WILEY & SONS,INC.,1999年7月22日,Second Edition,pp.85-87,pp.275-277

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)

H01P 5/02

H01P 1/18

H01P 5/04