

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6652970号  
(P6652970)

(45) 発行日 令和2年2月26日(2020.2.26)

(24) 登録日 令和2年1月28日(2020.1.28)

(51) Int. Cl. F I  
H O 1 P 1/20 (2006.01) H O 1 P 1/20

請求項の数 15 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2017-524395 (P2017-524395)	(73) 特許権者	397078907
(86) (22) 出願日	平成27年10月30日(2015.10.30)		アソシエイテッド ユニバーシティーズ、 インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2017-535197 (P2017-535197A)		アメリカ合衆国 ワシントン ディー、シ ー、20036、スイート 730、エヌ ダブリュー、16ティエーエイチ ストリー ト 1400
(43) 公表日	平成29年11月24日(2017.11.24)		
(86) 国際出願番号	PCT/US2015/058229	(74) 代理人	110001173
(87) 国際公開番号	W02016/073293		特許業務法人川口国際特許事務所
(87) 国際公開日	平成28年5月12日(2016.5.12)	(72) 発明者	モルガン、マシュー・アレクサンダー
審査請求日	平成30年7月30日(2018.7.30)		アメリカ合衆国、バージニア・22936 、アーリーズビル、クレモント・ドライ ブ・109
(31) 優先権主張番号	62/075,499		
(32) 優先日	平成26年11月5日(2014.11.5)	審査官	新田 亮
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 伝送線路無反射フィルタ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

無反射電子フィルタであって、

ポートが同相および180°離れた位相でそれぞれ駆動されるときに、対称性が偶モード等価回路および奇モード等価回路を定義する、対称2ポート回路と、

少なくとも1つの伝送線路と、

偶モード等価回路の正規化された入力インピーダンスが奇モード等価回路の正規化された入力アドミタンスと実質的に等しくあるように、かつ奇モード等価回路の正規化された入力インピーダンスが偶モード等価回路の正規化された入力アドミタンスと実質的に等しくあるように、対称2ポート回路内に配置された少なくとも1つの損失素子または整合内部サブネットワークと、

第1のポートに接続された結合伝送線路区域および第2のポートに接続された結合伝送線路区域と

を備え、

偶モード等価回路または奇モード等価回路が、反射フィルタとカスケード接続されている伝送線路を備え、

各損失素子または整合内部サブネットワークが無反射電子フィルタの阻止帯域信号経路に整合終端を提供し、

結合線路区域のそれぞれのスルーノードがカスケード式伝送線路および伝送線路スタブの同一のチェーンに接続され、

10

20

カスケード式伝送線路および伝送線路スタブのチェーンが、互いに接続された2つの終端抵抗によって、または両側に共通のノードを有する整合内部サブネットワークで終端され、

2つの終端抵抗を接合するノードまたは整合内部サブネットワークの共通ノードが、少なくとも1つの並列接続スタブをさらに取り付け、

カスケード伝送線路、伝送線路スタブ、および結合伝送線路が全て、本質的に、ある動作の中心周波数で4分の1波長の長さである、

無反射電子フィルタ。

【請求項2】

無反射フィルタが少なくとも1つの伝送線路スタブをさらに含む、請求項1に記載の無反射フィルタ。

【請求項3】

少なくとも1つの伝送線路スタブが短絡型および開放型のうち的一方である、請求項2に記載の無反射フィルタ。

【請求項4】

少なくとも1つの伝送線路スタブが並列接続および直列接続のうち的一方である、請求項2に記載の無反射フィルタ。

【請求項5】

無反射フィルタが、少なくとも1つのカスケード式伝送線路共振器を備える、請求項1に記載の無反射フィルタ。

【請求項6】

無反射フィルタが結合伝送線路をさらに含む、請求項1に記載の無反射フィルタ。

【請求項7】

無反射フィルタが、低域通過、高域通過、帯域通過、帯域阻止、および多帯域のうちの一つである、請求項1から6のいずれか一項に記載の無反射フィルタ。

【請求項8】

サブネットワークが、伝送線路ネットワーク、または集中素子ネットワーク、または伝送線路および集中素子の組み合わせを含む、請求項1から7のいずれか一項に記載の無反射フィルタ。

【請求項9】

カスケード式伝送線路および伝送線路スタブのチェーン内のスタブが開放型であり、2つの終端抵抗を接合するノードまたは整合内部サブネットワークの共通ノードに取り付けられる少なくとも1つの並列接続スタブが短絡型である、請求項1に記載の無反射フィルタ。

【請求項10】

開放スタブが、

【数1】

$$Z_{oc} = \frac{Z_0}{x - x^{-1}}$$

によって与えられる特性インピーダンスを有し、ここで、 $Z_{oc}$ は、開放スタブの特性インピーダンスであり、 $Z_0$ は、システムの特性インピーダンスであり、 $x$ は、自由パラメータであり、

短絡スタブが、

$$Z_{sc} = Z_0 (x - x^{-1})$$

によって与えられる特性インピーダンスを有し、ここで、 $Z_{sc}$ は、短絡スタブの特性インピーダンスであり、

間にスタブのない連続的なカスケード式伝送線路が、

$$Z_{high} = Z_0 x$$

$$Z_{low} = Z_0 x^{-1}$$

10

20

30

40

50

によって与えられる、高特性インピーダンスと低特性インピーダンスとを交互に繰り返し、  
 ここで、 $Z_{high}$  は、高インピーダンスカスケード式伝送線路の特性インピーダンスであり、 $Z_{low}$  は、低インピーダンスカスケード式伝送線路の特性インピーダンスであり、

自由パラメータが  $x > 1$  であり、

抵抗のレジスタンス  $R$  がシステムの特性インピーダンスに等しく、 $R = Z_0$  である、請求項 9 に記載の無反射フィルタ。

【請求項 1 1】

各チェーン内のカスケード式伝送線路および伝送線路スタブの総数が奇数であり、  
 結合線路区域のスルーポートに接続された各チェーン内の第 1 の素子が、低インピーダンス、 $Z_{low}$ 、のスタブまたはカスケード式線路のいずれかであり、  
 結合線路の後進波結合ポートが連結され、  
 結合線路の前進波結合ポートが開放され、  
 結合線路インピーダンスパラメータが、

【数 2】

$$Z_{even} = Z_0 \sqrt{\rho}$$

$$Z_{odd} = Z_0 / \sqrt{\rho}$$

$$\rho = \frac{Z_{even}}{Z_{odd}} = 2x^2 - 1 + 2x\sqrt{x^2 - 1}$$

によって与えられ、ここで、 $Z_{even}$  は、結合線路の偶モード特性インピーダンスであり、 $Z_{odd}$  は、結合線路の奇モード特性インピーダンスであり、 $\rho$  は、結合線路の、偶モード特性インピーダンスと奇モード特性インピーダンスの比率である、請求項 1 0 に記載の無反射フィルタ。

【請求項 1 2】

各チェーン内のカスケード式伝送線路および伝送線路スタブの総数が偶数であり、  
 結合線路区域のスルーポートに接続された各チェーン内の第 1 の素子が、高インピーダンス、 $Z_{high}$ 、のカスケード式線路であり、  
 結合線路の後進波結合ポートが開放され、  
 結合線路の前進波結合ポートが連結され、  
 結合線路インピーダンスパラメータが、

【数 3】

$$Z_{even} = Z_0 \frac{2\rho}{\rho+1}$$

$$Z_{odd} = Z_0 \frac{2}{\rho+1}$$

$$\rho = \frac{Z_{even}}{Z_{odd}} = 1 + 2(x - x^{-1}) + 2\sqrt{(x - x^{-1})(1 + x - x^{-1})}$$

によって与えられ、ここで、 $Z_{even}$  は、結合線路の偶モード特性インピーダンスであり、 $Z_{odd}$  は、結合線路の奇モード特性インピーダンスであり、 $\rho$  は、結合線路の、偶モード特性インピーダンスと奇モード特性インピーダンスの比率である、請求項 1 0 に記載の無反射フィルタ。

【請求項 1 3】

各チェーンが単一の開放スタブのみを含む、請求項 1 1 に記載の無反射フィルタ。

10

20

30

40

50

## 【請求項 1 4】

各チェーンが単一のカスケード式伝送線路のみを含む、請求項 1 1 に記載の無反射フィルタ。

## 【請求項 1 5】

各チェーンが単一のカスケード式伝送線路および単一の開放スタブのみを含む、請求項 1 2 に記載の無反射フィルタ。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、National Science FoundationとAssociated Universities, Inc. と間のCooperative Agreement AST-0223851のもと政府支援によりなされたものであり、したがって、米国政府は本発明において特定の権利を有する。

## 【0002】

本出願は、「Transmission Line Reflectionless Filters」と題され、かつ参照により具体的かつ全体的に本明細書に組み込まれる2014年11月5日出願の米国仮出願第62/075,499号の優先権を主張するものである。

## 【0003】

本発明は、電子フィルタおよびそれらの使用の方法に関する。具体的には、本方法は、無反射電子フィルタおよびそれらの使用の方法に関する。

## 【背景技術】

## 【0004】

実質的に全ての電子システムが、不要な周波数成分を除去するためにある種のフィルタリングを使用する。大半の従来のフィルタにおいて、除去された信号は信号源へと跳ね返されて、その発生源内もしくは相互接続する配線/伝送線路内で最後は消失するか、または計器箱内に放射される。不要な信号を除去するこの様式は、非線形装置内に混合するスプリアス、感度の高い能動要素の意図しない再バイアス、または様々な信号経路間のクロストークのいずれかによって、時にシステム内の他の要素との有害な相互作用を導き得る。解決策として、これら不要な信号を、それらが性能を低下させ得る前に吸収するフィルタが求められた。これが、2013年に特許取得(米国特許第8,392,495号)された新規の吸収性フィルタテクノロジー、ならびに係属中の米国特許出願第14/724976号を導き、それら両方の全体が参照により本明細書に組み込まれる。これらの吸収性フィルタは、不十分な帯域外終端に対する混合器の感度、リアクティブ性の高調波負荷からの有害かつ予測困難な非線形効果、フィルタと他の十分に整合しない要素との間の捕捉されたエネルギーに起因する漏洩またはクロストーク、および帯域外インピーダンス整合に関連した数々の他の問題など、従来のフィルタで遭遇される多くの問題を解決した。また、これらの吸収性フィルタは、終端されたダイプレクサおよび直交ハイブリッドを採用した方向性フィルタ構造などの吸収性フィルタへの他のアプローチと比べて優れた性能および製造性を実現した。

## 【0005】

しかしながら、これらの先行実施形態のどれもが、集中素子よりも伝送線路を使用してそのような設計を実施する方法を適切に教示していなかった。吸収性フィルタを伝送線路形態に容易に変換する能力がないことが、それらがセンチメートル波領域以下に効果的に実施され得る周波数を制約した。この問題に対処するための最近の取り組みは、元の無反射フィルタテクノロジーの利益を維持しながら周波数範囲をサブミリメートル波へ容易に広げる実用的な伝送線路という解決策をもたらした。

## 【先行技術文献】

## 【特許文献】

## 【0006】

10

20

30

40

50

【特許文献1】米国特許第8,392,495号明細書

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【0007】

本発明は、従来のフィルタ、および無反射フィルタの先行技術に関連した問題および欠点のいくつかに取り組み、それにより電子システムにおけるバンド選択および定義のための新しいリソースを提供する。

【0008】

本発明の実施形態は、無反射電子フィルタに向けられる。本フィルタは、ポートがそれぞれ同相および $180^\circ$ 離れた位相で駆動されるときに、対称性が偶モード等価回路および奇モード等価回路を定義する、対称2ポート回路と、少なくとも1つの伝送線路と、偶モード等価回路の正規化された入力インピーダンスが奇モード等価回路の正規化された入力アドミタンスと実質的に等しくあるように、かつ奇モード等価回路の正規化された入力インピーダンスが偶モード等価回路の正規化された入力アドミタンスと実質的に等しくあるように、対称2ポート回路内に配置された少なくとも1つの損失素子または整合内部サブネットワークとを含む。この方法では、偶モード等価回路または奇モード等価回路は、互いの双対であると言われる。

【0009】

伝送線路を使用して無反射フィルタを設計するためには、集中素子プロトタイプから開始することができる。次いでリチャード変換を適用して、導出された回路をネットワークと呼ばれる伝送線路形態に変換する。最後に、伝送線路恒等式を使用して、所望の媒体（マイクロチップ、コプレーナ導波路、ストリップ線路、同軸ケーブル、導波路など）において製造するのがより容易であるように伝送線路ネットワークを修正する。フィルタポートが開発されている間に、これらの恒等式の適用は多くの場合、中間フィルタ構造とカスケード接続されている整合伝送線路区域の導入によって促進される。これは、固有フィルタ構造では不可能である特定の恒等式変形が使用されることを可能にする。

【0010】

いくつかの実施形態において、結果として生じるネットワークは、カスケード式伝送線路によって分離される伝送線路スタブによって形成される共振器を含む。他の実施形態において、共振器は、伝送線路スタブの代わりに、またはそれと組み合わせて、高インピーダンス伝送線路と低インピーダンス伝送線路とを交互にすることによって形成され得る。

【0011】

本明細書全体を通して、用語「並列」および「シャント」は、回路素子または伝送線路スタブの接続に関して同義的に使用されることに留意されたい。

【0012】

本発明は、例のみを用いて、および添付の図面を参照して、より詳細に説明される。

【図面の簡単な説明】

【0013】

【図1】入力側の任意の長さの整合カスケード式伝送線路と共に集中素子を使用したプロトタイプ無反射フィルタの偶モード等価回路を示す図であり、この段階でのフィルタの次数は任意である。

【図2】導出の早期段階における無反射フィルタの偶モード等価回路（左）および奇モード等価回路（右）を示す図である。

【図3】リチャード変換の適用後の直列短絡スタブおよびシャント開放スタブを組み込んだ偶数モード等価回路および奇モード等価回路を示す図である。

【図4】Kurodaの恒等式の適用後の偶モード等価回路および奇モード等価回路を示す図である。

【図5】偶モード等価回路における直列スタブおよび終端抵抗の位置の交換後の偶モード等価回路および奇モード等価回路を示す図である。

【図6】終端抵抗近くの対称条件の回復後の偶モード等価回路および奇モード等価回路を

10

20

30

40

50

示す図である。

【図7】伝送線路を使用した完全な2ポート帯域通過無反射フィルタを示す図である。

【図8】伝送線路無反射フィルタ内の直列接続された開放スタブを結合伝送線路と置き換えるのに有用な伝送線路恒等式を示す図である。

【図9】図8の恒等式の2回の適用後の図7の無反射フィルタを示す図である。

【図10】図9の無反射フィルタとの比較のための従来の方向性フィルタを示す図である。

【図11】単一对の開放スタブのみを使用した伝送線路無反射フィルタの一実施形態を示す図である。

【図12】図11の無反射フィルタの伝達特性のプロットである。

【図13】図11の無反射フィルタの代替形態を示す図であり、2つの形態の伝達特性は同一である(図12に示される)が、場合によっては組み立てがより簡単であり得る異なる結合線路インピーダンスパラメータを有する。

【図14】スタブの代わりにカスケード式線路共振器を使用した伝送線路無反射フィルタの別の実施形態を示す図である。

【図15】図14の無反射フィルタの伝達特性のプロットである。

【発明を実施するための形態】

【0014】

本明細書に具現化されるおよび広く記載されるように、本明細書内の開示は、本発明の詳細な実施形態を提供する。しかしながら、開示された実施形態は、単に、様々なおよび代替の形態で具現化され得る本発明の例示にすぎない。したがって、特定の構造的および機能的詳細は制限することを意図するものではなく、むしろ、それらが「特許請求の範囲」のための原理を提供すること、および本発明を様々なに用いるために当業者に教示するための代表的な原理として提供することを意図する。

【0015】

本発明の実施形態によって解決されることができると該技術分野における問題は、全ての周波数で十分に整合される電子フィルタのための回路トポロジーおよび設計技術である。驚くべきことに、そのようなフィルタは、それらの通過帯域もしくは阻止帯域、または遷移帯域のいずれかにおけるそれらの入力および出力ポートに対する最小反射を含む、いくつかの予期せぬ利点を有することが発見された。これらのフィルタの反射損失は、全ての周波数で実質的に無限である。一方、従来のフィルタでは、阻止帯域除去は、スペクトルの不要な部分を吸収するのではなく、それを信号源に向けて反射することによって達成される。瞬時フィルタは、集中素子抵抗、インダクタ、およびキャパシタに加えて、伝送線路、または伝送線路等価物からなり、いかなる形態であれ用途に適した形態で実装され得る(例えば、導波路、同軸、リード線型、面実装、モノリシック集積型)。

【0016】

最初は、任意の対称2ポートネットワークから開始する。対称性は無反射フィルタに必須ではないが、好ましい実施形態は対称である。そのようなネットワークにおいて、両方のポートが等しい信号振幅および一致する位相で同時に励起される場合、対称面の一方から他方へ横断する電流は存在しない。これは偶モードと呼ばれる。同様に、2つのポートが等しい振幅だが180°離れた位相で励起される場合、対称面にある全てのノードは、グラウンドに対してゼロ電位を有することになる。これは奇モードと呼ばれる。

【0017】

したがって、それぞれが元の2ポートネットワークの素子の半分を含む2つの単一ポートネットワークを得ることが可能であり、ここで対称面にあるノードは、グラウンドに対して開放または短絡のいずれかである。これらは、それぞれ偶モード等価回路および奇モード等価回路と呼ばれ得る。等価回路は、元の(多くの場合より複雑な)回路の電気特性の全てを保持する回路である。次いで、元の2ポートネットワークの散乱パラメータは、以下のように偶モード等価回路および奇モード等価回路の反射係数の重ね合わせとして与えられる:

10

20

30

40

50

## 【数 1】

$$s_{11} = s_{22} = \frac{1}{2}(\Gamma_{even} + \Gamma_{odd}) \quad (1)$$

$$s_{21} = s_{12} = \frac{1}{2}(\Gamma_{even} - \Gamma_{odd}) \quad (2)$$

式中、 $s_{ij}$  はポート  $j$  からポート  $i$  までの散乱係数であり、 $\Gamma_{even}$  および  $\Gamma_{odd}$  は、それぞれ偶モード等価回路および奇モード等価回路の反射係数である。故に、完全な入力整合のための条件、 $s_{11} = 0$  は、以下のように (1) から得られる：

$$\Gamma_{even} = -\Gamma_{odd} \quad (3)$$

## 【0018】

これは、正規化された偶モード入力インピーダンスが正規化された奇モード入力アドミタンスに等しい(またはその逆)ということと等しい：

$$z_{even} = y_{odd} \quad (4)$$

式中、 $z_{even}$  は正規化された偶モードインピーダンスであり、 $y_{odd}$  は正規化された奇モードアドミタンスであり、それは偶モード等価回路および奇モード回路が互いの双対である場合に満たされる(例えば、インダクタはキャパシタと、シャント接続は直列接続と置き換えられる)。さらに、(2) および (3) を組み合わせることによって、元の 2 ポートネットワークの伝達関数が、偶モード反射係数によって直接与えられる：

$$s_{21} = \Gamma_{even} \quad (5)$$

## 【0019】

したがって、多くの場合、偶モード等価回路を奇モード等価回路の双対として構成すること、およびその逆が有用である。フィルタが伝送線路を含むとき、双対は、カスケード式伝送線路を正規化された逆特性インピーダンスを有する他のものと置き換えることによって、ならびに開放スタブを短絡スタブと、および並列接続を直列接続と置き換えることによって構成され得る。いくつかの実施形態において、偶モード等価回路および奇モード等価回路を構成した後に対称性を回復するために、またはトポロジーをより容易に製造可能にするために伝送線路恒等式を適用する必要がある。好ましい実施形態において、Kuroda 恒等式が、直列接続スタブを並列接続スタブに変形すること、またはその逆に特に有用である。この特定の恒等式変形を可能にするためには、多くの場合、1 つまたは複数の整合カスケード伝送線路を入力側および/または偶モード等価回路または奇モード等価回路の損失終端で挿入することが有用であることに留意されたい。

## 【0020】

いくつかの好ましい実施形態において、一端に伝送線路スタブを有するカスケード伝送線路を結合伝送線路と置き換える伝送線路恒等式を適用することが有用である。他の実施形態において、直列接続スタブは、それと直列で接続された損失終端と位置を交換され得、並列接続スタブが後に続く直列損失素子をもたらす。

## 【0021】

伝送線路を含む無反射フィルタは、整合内部サブネットワークで強化され得ることに留意されたい。これらのサブネットワークは、それ自体が伝送線路、集中素子、または両方を含む。

## 【0022】

好ましい実施形態において、伝送線路を含む無反射帯域通過電子フィルタは、好ましくは、以下のように設計される：まず、偶モード等価回路が直列インダクタおよびシャントキャパシタのラダーネットワークを含む終端された高域通過フィルタとして引かれる。対称 2 ポートネットワークの伝達特性は偶モード等価回路の反射特性と等しくなることが以前に示された。さらに、偶モード等価回路における集中素子の代わりに伝送線路で置き換えた時、高域通過応答は、伝送線路散乱パラメータの周期性の結果として帯域阻止応答に変換される。恒等式変形後の適用を促進するには、この段階で偶モード等価回路の初めにカスケード接続で整合伝送線路を挿入する(これにより回路の反射位相に影響を与えが振幅応答には影響を与えない)ことが有用である。このようにして、結果として生じた

10

20

30

40

50

偶モード等価回路が図1にある。この例では三次フィルタが示されるが、この段階ではフィルタの次数は任意である。奇モード等価回路は、好ましくは、偶モード等価回路の双対として、すなわち、直列素子をシャント素子と、シャント素子を直列素子と、インダクタをキャパシタと、およびキャパシタをインダクタと置き換えることによって構成される。抵抗終端および整合入力伝送線路区域は変えないままである。結果として生じる偶モード等価回路および奇モード等価回路は図2に示される。次に、よく知られるリチャード変換が、好ましくは、リアクティブ性素子を伝送線路スタブに変換するために適用される。その結果が図3に示される。修正は、好ましくは、ポート動作を変更することなくフィルタの仮定される対称性を回復するために偶モード等価回路および奇モード等価回路の両方になされ、ここで初めて、これらの修正は、集中素子だけではなく伝送線路を有するネットワークに対してなされる。

10

#### 【0023】

好ましい実施形態において、Kurodaの恒等式は、図4に示されるように、両側の直列短絡スタブを4分の1波長間隔でシャント開放スタブに変形するために使用される。1つの直列短絡スタブは、偶モード等価回路の端で未変更のままである。

#### 【0024】

次に、好ましい実施形態において、直列接続である偶モード等価回路内の残りの短絡スタブおよび終端抵抗の位置が交換される。これは、図5に示されるように、今やシャント位置にいる短絡スタブを残す。接続線路は、好ましくは、偶モード等価回路内のこのシャント短絡スタブと終端抵抗との間のノードから対称面へと引かれる。奇モード等価回路では、終端抵抗のグラウンドノードは、好ましくは、対称面上の仮想短絡と置き換えられ、シャント短絡スタブは、好ましくは、この仮想グラウンドノードに取り付けられる。これが、図6に示されるように、終端抵抗近くの対称性の回復を完全にします。

20

#### 【0025】

好ましい実施形態においてポートノード近くの対称性を回復するために、奇モード等価回路の入力側のシャント開放スタブは、入力ノードと対称面の仮想グラウンドとの間に直列で接続される。同様に、直列開放スタブが、好ましくは、偶モード等価回路の入力ノードと対称面との間に追加される。この時点で、図7に示されるように、全ての対称性および双対性条件を満たす完全な2ポート無反射フィルタが得られる。しかしながら、直列開放スタブは、一部の伝送線路媒体では実現不可能である。好ましい実施形態において、図8に示される伝送線路恒等式が、これらの直列開放スタブを削除するために適用され得る。結果として生じたネットワークは、結合伝送線路を使用し、図9に示される。

30

#### 【0026】

図10に示されるように、この段階では、より従来的でかつよく知られている種類の吸収性フィルタでこのトポロジーを対比することが有益である。方向性フィルタと呼ばれる入力および出力直交ハイブリッドは、反射を2つのサブフィルタからいずれかの端にある終端抵抗へ向ける。直交ハイブリッドは、多くの場合、結合伝送線路を使用して近似される。しかしながら、これは、スルーポートと結合ポートとの間の振幅および位相均衡がそれぞれ0 dBおよび90度に近い限られた範囲の周波数にわたって良好なインピーダンス整合を提供するだけであるため、無反射フィルタではない。一方、図11の無反射フィルタの実施形態は、同様の要素一式を使用するが、結合線路区域の振幅および位相不均衡が任意に大きいものを含む全ての周波数において十分に整合される。

40

#### 【0027】

最初の偶モード等価回路で選択されるフィルタの次数が、最終伝送線路ネットワーク内の開放スタブの数を決定する。この数は任意である。一実施形態において、図11に示されるように、単一对の開放スタブのみが必要とされる。伝送線路およびスタブの特性インピーダンスは、双対性および対称性の要件によって制約される。それらは、以下のように、自由パラメータ、 $x > 1$  に関して、パラメータ化され得る：

【数 2】

$$\rho = 2x^2 - 1 + 2x\sqrt{x^2 - 1} \quad (6a)$$

$$Z_{even} = Z_0\sqrt{\rho} \quad (6b)$$

$$Z_{odd} = Z_0/\sqrt{\rho} \quad (6c)$$

$$Z_{oc} = \frac{Z_0}{x - x^{-1}} \quad (6d)$$

$$Z_{sc} = Z_0(x - x^{-1}) \quad (6e)$$

$$R = Z_0. \quad (6f)$$

10

【0028】

この回路の帯域通過伝達特性は図 1 2 に示される。この回路の反射応答は、全ての周波数において等しくゼロである。

【0029】

無反射フィルタの代替形態は、図 8 における伝送線路恒等式の適用前に、まず入力ポートで別の整合伝送線路セグメントを追加すること（ポート基準面のシフトと等しい）によって得られ得る。次いで、恒等式を直列スタブを有するこれらの新しい伝送線路に適用して、結果として生じた回路における結合線路の配向を本質的に反転させる（図 1 3 に示される）。これは、図中で「 $Z_x$ 」と記される追加のカスケード区域を残す。特性インピーダンスは、以下のように、双対性および対称性の要件によってもう一度制約される：

20

【数 3】

$$\rho = 1 + 2(x - x^{-1}) + 2\sqrt{(x - x^{-1})(1 + x - x^{-1})} \quad (7a)$$

$$Z_{even} = Z_0 \frac{2\rho}{\rho + 1} \quad (7b)$$

$$Z_{odd} = Z_0 \frac{2}{\rho + 1} \quad (7c)$$

$$Z_x = Z_0 x \quad (7d)$$

$$Z_{oc} = \frac{Z_0}{x - x^{-1}} \quad (7e)$$

$$Z_{sc} = Z_0(x - x^{-1}) \quad (7f)$$

$$R = Z_0. \quad (7g)$$

30

40

【0030】

結果として生じるフィルタは、図 1 1 のものと全く同じインピーダンスおよび伝達特性を有するが、状況によっては組み立てがより容易であり得る異なる結合線路パラメータを有する。前のように、フィルタの次数および結果としての伝送線路スタブの数は任意である。

【0031】

以前の実施形態において、フィルタ共振器は伝送線路スタブによって形成された。他の実施形態において、伝送線路スタブのうちの一つ以上が、追加のカスケード式伝送線路に

50

よって置き換えられ得る。好ましい実施形態において、これらの追加のカスケード式伝送線路は、

$$Z_r = Z_0 \times \dots^{-1} \quad (8)$$

によって与えられる特性インピーダンスを有する。

【0032】

図11のスタブ共振器 $Z_c$ を線路共振器 $Z_r$ と置き換えることによって得られる例が図14に示される。そのシミュレートされた性能が図15に示される。一般に、カスケード式線路共振器は、より丸みを帯びた通過帯域コーナーという代償を払って、より低いサイドローブをもたらす。

【0033】

本発明の他の実施形態および使用は、明細書の検討および本明細書に開示される発明の実践から当業者にとっては明らかである。米国および外国特許ならびに特許出願を含む、本明細書に引用される全ての参考文献は、参照により具体的かつ全体的に組み込まれる。明細書および例は、以下の「特許請求の範囲」によって示される本発明の真の範囲および趣旨と共に、例示的のみと見なされることが意図される。さらには、「含む (comprising of)」という用語は、「からなる (consisting of)」および「から本質的になる (consisting essentially of)」を含む。

【図1】

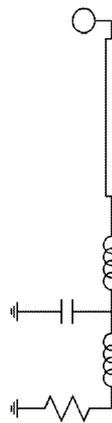


Figure 1

【図3】

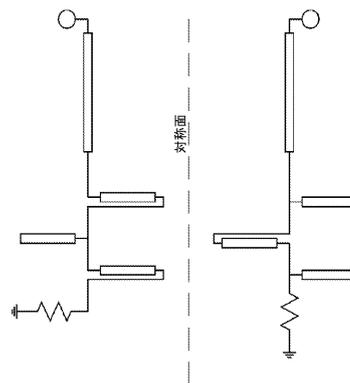


Figure 3

【図2】

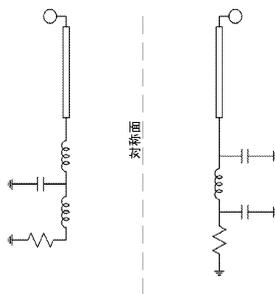


Figure 2

【図4】

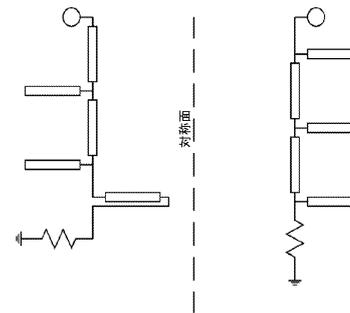


Figure 4

【図5】

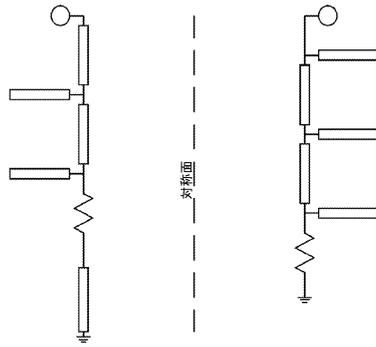


Figure 5

【図6】

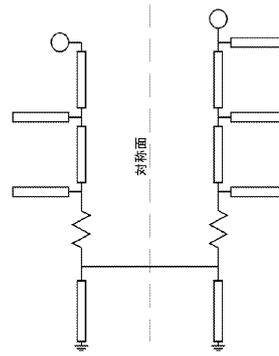


Figure 6

【図7】

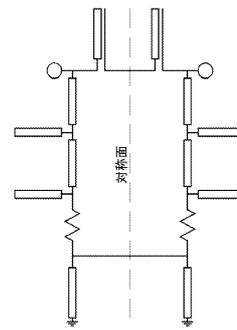


Figure 7

【図8】

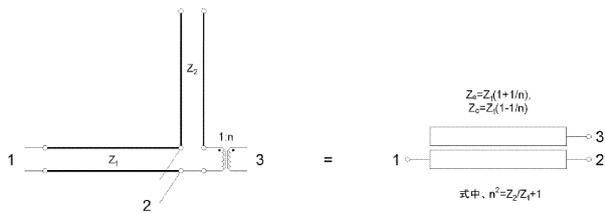


Figure 8

【図10】

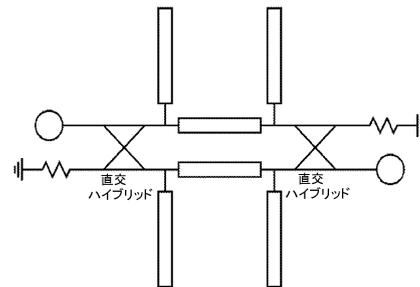


Figure 10

【図9】

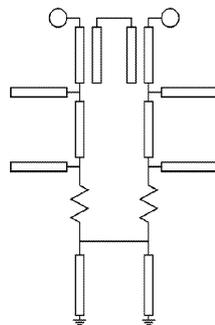


Figure 9

【図11】

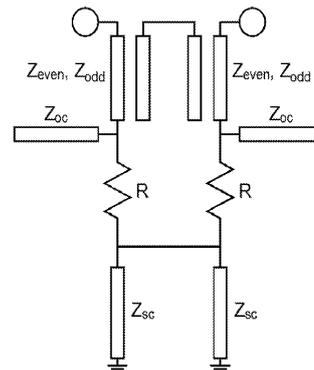


Figure 11

【 図 1 2 】

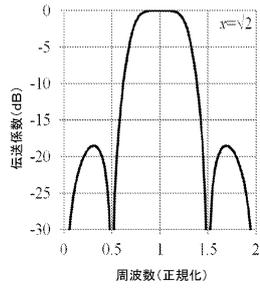


Figure 12

【 図 1 3 】

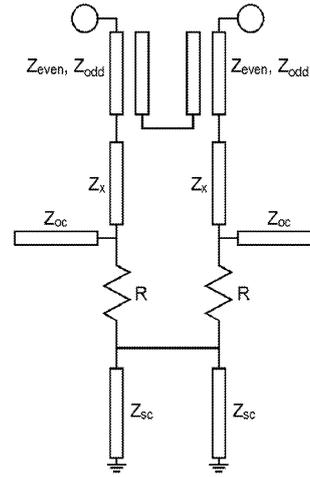


Figure 13

【 図 1 4 】

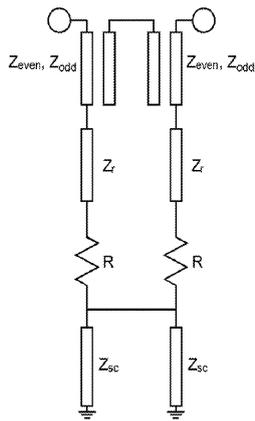


Figure 14

【 図 1 5 】

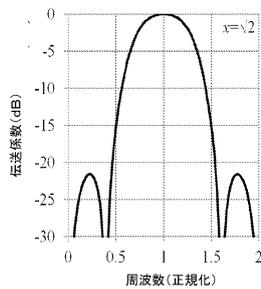


Figure 15

---

フロントページの続き

(56)参考文献 米国特許出願公開第2010/0205233 (US, A1)

MORGAN, Reflectionless Filter Structures, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.63, No.4, 2015年 4月

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01P 1/20