

(19) 日本国特許庁(JP)

再公表特許(A1)

(11) 国際公開番号

W02007/029601

発行日 平成21年3月19日(2009.3.19)

(43) 国際公開日 **平成19年3月15日(2007.3.15)**

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO 1 P 1/213 (2006.01)	HO 1 P 1/213 D	5 J 0 0 6
HO 1 P 1/205 (2006.01)	HO 1 P 1/205 Z	

審査請求 有 予備審査請求 未請求 (全 33 頁)

出願番号	特願2007-534368 (P2007-534368)	(71) 出願人	504133110 国立大学法人 電気通信大学 東京都調布市調布ヶ丘1丁目5番地1
(21) 国際出願番号	PCT/JP2006/317267	(74) 代理人	100070150 弁理士 伊東 忠彦
(22) 国際出願日	平成18年8月31日(2006.8.31)	(72) 発明者	和田 光司 東京都調布市調布ヶ丘1丁目5番地1 国 立大学法人 電気通信大学内
(31) 優先権主張番号	特願2005-257186 (P2005-257186)	Fターム(参考)	5J006 HA33 JA01 LA24
(32) 優先日	平成17年9月5日(2005.9.5)		
(33) 優先権主張国	日本国(JP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 分波回路及びその設計方法

(57) 【要約】

本発明は、結合素子と前記結合素子に対してタップ型に結合された共振回路とを有するユニットを1段以上備えてなり、互いに異なる周波数帯域の信号を通過させる帯域通過フィルタを2以上有し、各帯域通過フィルタの一端が共通のポートに直接接続され、各帯域通過フィルタのポートに最も近い1段目の結合素子及び共振回路は、共振手段としての機能に加え、各帯域通過フィルタのインピーダンスマッチング手段としての機能をそれぞれ具備する。

【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

結合素子と前記結合素子に対してタップ型に結合された共振回路とを有するユニットを 1 段以上備えてなり、互いに異なる周波数帯域の信号を通過させる帯域通過フィルタを 2 以上有し、

前記各帯域通過フィルタの一端が共通のポートに直接接続され、

前記各帯域通過フィルタの前記ポートに最も近い 1 段目の前記結合素子及び前記共振回路は、共振手段としての機能に加え、前記各帯域通過フィルタのインピーダンスマッチング手段としての機能をそれぞれ具備することを特徴とする分波回路。

【請求項 2】

前記 1 段目の各結合素子の値及び前記 1 段目の各共振回路のインピーダンス、結合位置、位相定数が、前記各帯域通過フィルタにおける信号の通過帯域がそれぞれ所望の周波数になるように、選択されていることにより、前記 1 段目の各結合素子及び前記 1 段目の各共振回路は、共振手段としての機能に加え、前記各帯域通過フィルタのインピーダンスマッチング手段としての機能をそれぞれ具備することを特徴とする請求項 1 に記載の分波回路。

【請求項 3】

前記各帯域通過フィルタは、各中心周波数において、

所要の帯域通過フィルタに信号を通過させる際に、他の帯域通過フィルタにおける前記共振回路の接点が短絡状態となって、前記所要の帯域通過フィルタのポート側から見たアドミタンスが所望値となり、

前記短絡状態で、前記結合素子に対応する第 1 の仮想結合素子を考え、前記所要の帯域通過フィルタについて、当該所要の帯域通過フィルタの前記結合素子、当該所要の帯域通過フィルタに影響を与える前記他の帯域通過フィルタの前記結合素子及び前記第 1 の仮想結合素子について前記ポート側から見たアドミタンスが所望値となり、

前記第 1 の仮想結合素子と対をなす第 2 の仮想結合素子を考え、前記共振回路と前記第 2 の仮想結合素子とを含む回路系が所望の中心周波数で共振条件を満たすと共に、

前記共振回路と前記第 2 の仮想結合素子とを含んだ部分のサセプタンススローブパラメータが、前記共振回路に対応する集中定数素子型共振回路のサセプタンススローブパラメータと一致するように、

設計したことを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の分波回路。

【請求項 4】

前記複数の帯域通過フィルタは、送信信号を通過させる送信側帯域通過フィルタと受信信号を通過させる受信側帯域通過フィルタであり、

前記ポートをアンテナに接続したことを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 のいずれか 1 項に記載の分波回路。

【請求項 5】

一の帯域通過フィルタの前記共振回路における一方のスタブの長さを他の帯域通過フィルタの通過帯域周波数に対応した減衰極を生成するように設計したことを特徴とする請求項 2 乃至請求項 4 のいずれか 1 項に記載の分波回路。

【請求項 6】

各々少なくとも結合素子と前記結合素子に対してタップ型に結合された共振回路とを備え、互いに異なる周波数帯域の信号を通過させる 2 以上の帯域通過フィルタの一端を共通のポートに直接接続し、

前記各帯域通過フィルタは、各中心周波数において、

所要の帯域通過フィルタに信号を通過させる際に、他の帯域通過フィルタにおける前記共振回路の接点が短絡状態となって、前記所要の帯域通過フィルタのポート側から見たアドミタンスが所望値となり、

前記短絡状態で、前記結合素子に対応する第 1 の仮想結合素子を考え、前記所要の帯域通過フィルタについて、当該所要の帯域通過フィルタの前記結合素子、当該所要の帯域通

10

20

30

40

50

過フィルタに影響を与える前記他の帯域通過フィルタの前記結合素子及び前記第 1 の仮想結合素子について前記ポート側から見たアドミタンスが所望値となり、

前記第 1 の仮想結合素子と対をなす第 2 の仮想結合素子を考え、前記共振回路と前記第 2 の仮想結合素子とを含んだ部分が所望の中心周波数で共振条件を満たすと共に、

前記共振回路と前記第 2 の仮想結合素子とを含んだ部分のサセプタンススローブパラメータが、前記共振回路に対応する集中定数素子型共振回路のサセプタンススローブパラメータと一致するように、

設計したことを特徴とする分波回路の設計方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

10

【0001】

本発明は、分波回路及びその設計方法に関し、特に、帯域通過フィルタ特性を持つフィルタ回路、このフィルタ回路を複数用いた分波回路及びその設計方法に関する。

【背景技術】

【0002】

アンテナ共用器（デュプレクサ）は 1 つのアンテナを送信と受信を共用するため、送受信信号を分岐する分波回路の一種であり、送信及び受信帯域外へのスプリアスの放射及び受信の防止、他からの受信干渉妨害の軽減、送信時の受信側回路の保護を行う。

【0003】

図 1 は、従来 of アンテナ共用器の一例の回路構成図を示す。同図中、アンテナ 1 には分布定数線路 2, 3 の一端が接続されている。分布定数線路 2 の他端は送信側帯域通過フィルタ 4 を介して送信ポート 5 に接続されている。また、分布定数線路 3 の他端は受信側帯域通過フィルタ 6 を介して受信ポート 7 に接続されている（例えば、非特許文献 1）。

20

【0004】

図 1 のアンテナ共用器を設計する際には、まず、送信側帯域通過フィルタ 4 と受信側帯域通過フィルタ 6 それぞれを設計し、その後、(1), (2) 式を満足するように、分布定数線路 2, 3 それぞれの設計を行っている。

【0005】

なお、 ω_1 は送信側帯域通過フィルタ 4 の中心角周波数、 ω_2 は受信側帯域通過フィルタ 6 の中心角周波数、 Y_{in1} はアンテナ 1 から見た中心角周波数 ω_1 でのアドミタンス、 Y_{in2} はアンテナ 1 から見た中心角周波数 ω_2 でのアドミタンス、 $Re[]$ は括弧内の実部、 $Im[]$ は括弧内の虚部を表わす。

30

【0006】

【数 1】

$$Re[Y_{in1}] \Big|_{\omega=\omega_{02}} = 0, \quad Im[Y_{in1}] \Big|_{\omega=\omega_{02}} = 0 \quad (1)$$

$$Re[Y_{in2}] \Big|_{\omega=\omega_{01}} = 0, \quad Im[Y_{in2}] \Big|_{\omega=\omega_{01}} = 0 \quad (2)$$

40

なお、特許文献 1 には、アンテナからの分波回路に接続された受信フィルタを誘電体フィルタとそれに分岐接続した SAW フィルタで構成し、前記分波回路に接続された送信フィルタを誘電体フィルタで構成することが記載されている。

50

【 0 0 0 7 】

また、特許文献 2 には、タップ結合型共振器で多くの減衰極を任意の周波数に形成することが記載されている。

【特許文献 1】特開平 10 - 41704 号公報

【特許文献 2】特開平 11 - 340706 号公報

【非特許文献 1】K. Wada, T. Ohno, and O. Hashimoto: "A Class of a Planar Duplexer Consisting of BPFs with Attenuation Poles by Manipulating Tapped Resonators" IEICE Trans. On Electronics, Vol. E86 - C, pp. 1613 - 1620 (2003 - 9).

10

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 8 】

図 1 に示す従来のアンテナ共用器は、分布定数線路 2, 3 を持つために部品点数が多くなるという問題があった。しかしながら、単に分布定数線路 2, 3 を除去してしまうと、所望のフィルタ特性が得られなくなり、全体でインピーダンスマッチングをとろうとすると設計が著しく煩雑で困難であった。

【 0 0 0 9 】

本発明は、上記の点に鑑みなされたものであり、部品点数を減少することができ、かつ、容易に設計することができる分波回路及びその設計方法を提供することを総括的な目的とする。

20

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 0 】

この目的を達成するため、本発明の分波回路は、結合素子と前記結合素子に対してタップ型に結合された共振回路とを有するユニットを 1 段以上備えてなり、互いに異なる周波数帯域の信号を通過させる帯域通過フィルタを 2 以上有し、前記各帯域通過フィルタの一端が共通のポートに直接接続され、前記各帯域通過フィルタの前記ポートに最も近い 1 段目の前記結合素子及び前記共振回路は、共振手段としての機能に加え、前記各帯域通過フィルタのインピーダンスマッチング手段としての機能をそれぞれ具備する。

30

【発明の効果】

【 0 0 1 1 】

このような分波回路によれば、分波回路の部品点数を減少することができ、分波回路の設計を簡単かつ短時間で行うことができる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 2 】

【図 1】従来のアンテナ共用器の一例の構成である。

【図 2】本発明の分波回路であるアンテナ共用器の第 1 実施形態の回路構成図である。

【図 3】図 2 の等価回路図である。

【図 4】理想的な特性を持つ送信側帯域通過フィルタと受信側帯域通過フィルタのアドミタンスインバータを用いた等価回路図である。

40

【図 5】図 3 (A), (B) の等価回路にアドミタンスインバータを用いた等価回路図である。

【図 6】本発明を説明するためのアドミタンスインバータを用いた等価回路図である。

【図 7】図 3 における反射、透過特性図である。

【図 8】図 3 におけるアイソレーション特性図である。

【図 9】本発明の分波回路の第 1 実施形態であるデュプレクサの平面構成図である。

【図 10】アンテナ共用器の回路構成図である。

【図 11】アンテナ共用器の回路構成図である。

【図 12】共振回路の回路構成図である。

50

【図 1 3】本発明の分波回路の第 2 実施形態であるトリプレクサの平面構成図である。

【図 1 4】本発明の分波回路の第 2 実施形態であるトリプレクサの原理図である。

【図 1 5】各中心周波数における等価回路図である。

【図 1 6】アドミタンスインバータを用いた等価回路図である。

【図 1 7】シミュレーションによる伝送及び反射特性図である。

【図 1 8】シミュレーションによる通過帯域特性図である。

【図 1 9】シミュレーションによる広帯域伝送特性図である。

【図 2 0】シミュレーションによるアイソレーション特性図である。

【符号の説明】

【0013】

11, 21, 200 アンテナ

12A, 12B, 14A, 14B, 16A, 16B 結合素子

13A, 13B, 15A, 15B 共振回路

22, 24, 26, 28, 30, 32, 43, 44, 301 ~ 304, 701 ~ 704
, 801 ~ 804 キャパシタ

23, 25, 29, 31, 40, 41, 305 ~ 307, 705 ~ 707, 805 ~ 8
07 タップ結合型共振器

34, 35, 36, 37, 42, 45 インダクタ

400, 300 送信側帯域通過フィルタ

600, 700, 800 受信側帯域通過フィルタ

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

以下、図面に基づいて本発明の実施形態について説明する。

【0015】

図 2 は、本発明の分波回路としてのアンテナ共用器の原理図を示す。同図中、アンテナ 21 には、送信側帯域通過フィルタ 400 及び受信側帯域通過フィルタ 600 がインピーダンスマッチングを行うための分布定数線路を介することなく、直接接続されている。

【0016】

帯域通過フィルタ 400, 600 それぞれは、結合素子としてのキャパシタ 22, 24, 26, 28, 30, 32 と、共振回路としての共振器 23, 25, 29, 31 とにより構成されており、共振器 23, 25, 29, 31 は、キャパシタ 22, 24, 26, 28, 30, 32 に対し、タップ型に結合されている。ここで、キャパシタ 22 と共振器 23、キャパシタ 24 と共振器 25、キャパシタ 28 と共振器 29、キャパシタ 30 と共振器 31 のそれぞれをユニットと呼ぶ。

【0017】

より詳細には、アンテナ 21 には、キャパシタ 22, 28 の一端が接続されている。キャパシタ 22 の他端には共振器 23 が接続され、また、共振器 23 にはキャパシタ 24 の一端が接続され、キャパシタ 24 の他端には共振器 25 が接続され、また、共振器 25 にはキャパシタ 26 の一端が接続され、キャパシタ 26 の他端に送信ポート 27 が接続されている。

【0018】

キャパシタ 28 の他端には共振器 29 が接続され、また、共振器 29 にはキャパシタ 30 の一端が接続され、キャパシタ 30 の他端には共振器 31 が接続され、また、共振器 31 にはキャパシタ 32 の一端が接続され、キャパシタ 32 の他端に受信ポート 33 が接続されている。

【0019】

図 2 において、キャパシタ 22, 24, 26 と共振器 23, 25 で構成される送信側帯域通過フィルタのフィルタ特性はパターワース特性とし、例えば中心周波数 f_{01} は 1.5 GHz とし、帯域幅 f_{01} は 60 MHz とし、共振器 23 による減衰極は 2.0 GHz とし、共振器 25 による減衰極は 1.0 GHz とする。

10

20

30

40

50

【0020】

また、キャパシタ28, 30, 32と共振器29, 31で構成される受信側帯域通過フィルタのフィルタ特性はパターワース特性とし、例えば中心周波数 f_{02} は2GHzとし、帯域幅 f_{02} は60MHzとし、共振器29による減衰極は1.5GHzとし、共振器31による減衰極は2.5GHzとされている。

【0021】

共振器23, 29は、共振器としての機能に加えて、キャパシタ22, 28と共にインピーダンスマッチング手段としての機能を備えるように設計されている。

【0022】

以下、本実施形態によるアンテナ共振器の設計方法について説明する。

10

【0023】

まず、キャパシタ24, 30、共振器25, 31のキャパシタンス C_{g1} , C_{g2} 、特性インピーダンス Z_{12} , Z_{22} 、位相定数 β_{12} , β_{22} 、共振器の結合位置に相当するスタブの長さ l_{121} , l_{122} , l_{221} , l_{222} 、並びに共振器23, 29のスタブの長さ l_{112} , l_{212} について送信側帯域通過フィルタ400及び受信側帯域通過フィルタ600として所望のフィルタ特性が得られるように設計する。なお、この設計は公知の方法を用いて行えばよいが、特に、 l_{112} , l_{212} については、「K. Wada, O. Hashimoto: "Fundamentals of open-ended resonators and their application to microwave filters" IEICE Transactions on Electronics, Vol. E83-C, No. 11, pp. 1763-1775 (2000-11).」に記載の手法により、周波数 f_{02} に対応した周波数で減衰極を生成させるように l_{112} を設計し、周波数 f_{01} に対応した周波数で減衰極を生成させるように l_{212} を設計すると良い。

20

【0024】

次に、中心周波数 f_{01} においては、図3(A)に示すように、キャパシタ28と共振器29の接続点が接地状態となり、受信ポートに送信信号成分が漏れないように設計し、中心周波数 f_{02} においては図3(B)に示すように、キャパシタ22と共振器23の接続点が接地状態となり、送信ポートに受信信号成分が漏れないように設計する。

【0025】

キャパシタ22, 28、共振器23, 29のキャパシタンス C_{m1} , C_{m2} 、特性インピーダンス Z_{m1} , Z_{m2} 、位相定数 β_{m1} , β_{m2} 、スタブの長さ l_{m11} , l_{m21} , l_{m22} を送信側帯域通過フィルタ400及び受信側帯域通過フィルタ600について、インピーダンスマッチングがとれるように導出する。

30

【0026】

以下、それらの値の導出方法について説明する。

【0027】

まず、アンテナ21のコンダクタンスを G (例えば $1/50 \{1/\}$) とすると、図3(A)において、アンテナ21から見た周波数 f_{01} でのアドミタンス Y_{in1} について、(3)式の条件、即ち、(6)式が成立するとき、インピーダンスの整合が得られる。

40

【0028】

また、図3(B)において、アンテナ21から見た周波数 f_{02} でのアドミタンス Y_{in2} について(4)式の条件、即ち、(7)式が成立するとき、インピーダンスの整合が得られる。但し、 $Re[\]$ は括弧内の実部、 $Im[\]$ は括弧内の虚部を表わす。

【0029】

【数 2】

$$Y_{in1} \Big|_{\omega=\omega_{01}} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01}C_{in1}^m} + \frac{1}{jB_{r11}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01}C_{g1}} + \frac{1}{jB_{r12} + \frac{1}{j\omega_{01}C_{out1}} + \frac{1}{G} + j\omega_{01}C_{in2}^m = G}}}} \quad (3)$$

$$Y_{in2} \Big|_{\omega=\omega_{02}} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02}C_{in2}^m} + \frac{1}{jB_{r21}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02}C_{g2}} + \frac{1}{jB_{r22} + \frac{1}{j\omega_{02}C_{out2}} + \frac{1}{G} + j\omega_{02}C_{in1}^m = G}}}} \quad (4)$$

$$\omega_{01} = 2\pi f_{01} \quad , \quad \omega_{02} = 2\pi f_{02} \quad (5)$$

$$\operatorname{Re}[Y_{in1}] \Big|_{\omega=\omega_{01}} = G \quad , \quad \operatorname{Im}[Y_{in1}] \Big|_{\omega=\omega_{01}} = 0 \quad (6)$$

$$\operatorname{Re}[Y_{in2}] \Big|_{\omega=\omega_{02}} = G \quad , \quad \operatorname{Im}[Y_{in2}] \Big|_{\omega=\omega_{02}} = 0 \quad (7)$$

送信側帯域通過フィルタ400、受信側帯域通過フィルタ600について、単体でキャパシタ22, 24, 26, 28, 30, 32と共振器23, 25, 29, 31の各値全体を用いてインピーダンスの整合をとった場合の送信側帯域通過フィルタ400と受信側帯域通過フィルタ600のアドミタンスインバータを用いた等価回路(図4(A), (B)参照)と、図3(A), (B)についてのアドミタンスインバータを用いた等価回路(図5(A), (B)参照)とを中心周波数において対比し、前者のアドミタンスインバータ J_{11} , J_{21} の入力アドミタンス $Y_{J_{11}}$, $Y_{J_{21}}$ と、後者のアドミタンスインバータ J_{11}^m , J_{21}^m の入力アドミタンス $Y_{J_{11}^m}$, $Y_{J_{21}^m}$ とがそれぞれ一致するようにする。

【0030】

より詳細には、図4(A), (B)においては、入力キャパシタ22のキャパシタンス C_{in1} 、タップ結合型共振器23の片方のスタブの長さ l_{111} 、特性インピーダンス Z_{11} 、位相定数 θ_{11} 、入力キャパシタ28のキャパシタンス C_{in2} 、タップ結合型

共振器 2 9 の片方のスタブの長さ l_{211} 、特性インピーダンス Z_{21} 、位相定数 θ_{21} であるのに対し、図 5 (A), (B) においては、入力キャパシタ 2 2 のキャパシタンス C_{in1}^m 、タップ結合型共振器 2 3 の片方のスタブの長さ l_{111}^m 、特性インピーダンス Z_{11}^m 、位相定数 θ_{11}^m 、入力キャパシタ 2 8 のキャパシタンス C_{in2}^m 、タップ結合型共振器 2 9 の片方のスタブの長さ l_{211}^m 、特性インピーダンス Z_{21}^m 、位相定数 θ_{21}^m である。このうち、位相定数 θ_{11}^m , θ_{21}^m は共振器 2 3, 2 9 の線路構造及び用いる材料の材料定数で決定されるため、ここでは $\theta_{11} = \theta_{11}^m$, $\theta_{21} = \theta_{21}^m$ とする。

【0031】

図 4 (A), (B) では、アドミタンスインバータ 5 0, 5 1, 5 2 (J_{11}, J_{12}, J_{13}) を生成するために、第 1, 第 2 の仮想結合素子に相当する正負のキャパシタンス C_{in1}^e と $-C_{in1}^e$ 、 C_{g1} と $-C_{g1}$ 、 C_{out1}^e と $-C_{out1}^e$ を導入し、アドミタンスインバータ 5 3, 5 4, 5 5 (J_{21}, J_{22}, J_{23}) を生成するために、第 1, 第 2 の仮想結合素子に相当する正負のキャパシタンス C_{in2}^e と $-C_{in2}^e$ 、 C_{g2} と $-C_{g2}$ 、 C_{out2}^e と $-C_{out2}^e$ を導入している。

10

【0032】

図 5 (A), (B) では、アドミタンスインバータ 6 0, 6 1, 6 2 ($J_{11}^m, J_{12}^m, J_{13}^m$) を生成するために、第 1, 第 2 の仮想結合素子に相当する正負のキャパシタンス C_{in1}^e と $-C_{in1}^e$ 、 C_{g1} と $-C_{g1}$ 、 C_{out1}^e と $-C_{out1}^e$ を導入し、アドミタンスインバータ 6 3, 6 4, 6 5 ($J_{21}^m, J_{22}^m, J_{23}^m$) を生成するために、第 1, 第 2 の仮想結合素子に相当する正負のキャパシタンス C_{in2}^e と $-C_{in2}^e$ 、 C_{g2} と $-C_{g2}$ 、 C_{out2}^e と $-C_{out2}^e$ を導入している。

20

【0033】

図 4 (A), (B) におけるキャパシタンス $C_{in1}, C_{in2}, -C_{in1}, -C_{in2}$ 及びアドミタンスインバータ J_{11}, J_{21} 及びアドミタンスインバータ J_{11}, J_{21} の入力アドミタンス $Y_{J_{11}}, Y_{J_{21}}$ の関係式は一般にそれぞれ (8) ~ (13) 式で表わすことができる。なお、(12) 式で定義し、(10) 式に用いている w_{01}, w_{02} は帯域幅である。

【0034】

【数 3】

$$C_{in1} = \frac{J_{11}}{\omega_{01} \sqrt{1 - \left(\frac{J_{11}}{G}\right)^2}}, \quad C_{in2} = \frac{J_{21}}{\omega_{02} \sqrt{1 - \left(\frac{J_{21}}{G}\right)^2}} \quad (8)$$

$$-C_{in1}^e = -\frac{J_{11}}{\omega_{01}} \sqrt{1 - \left(\frac{J_{11}}{G}\right)^2}, \quad -C_{in2}^e = -\frac{J_{21}}{\omega_{02}} \sqrt{1 - \left(\frac{J_{21}}{G}\right)^2} \quad (9)$$

$$J_{11} = \sqrt{\frac{\omega_{01} C_{r1} G \omega_{01}}{g_0 g_1 \omega_{c0}}}, \quad J_{21} = \sqrt{\frac{\omega_{02} C_{r2} G \omega_{02}}{g_0 g_1 \omega_{c0}}} \quad (10)$$

$$\omega_{01} = \frac{\Delta f_{01}}{f_{01}}, \quad \omega_{02} = \frac{\Delta f_{02}}{f_{02}} \quad (11)$$

$$Y_{J11} = \frac{\omega_{01}^2 C_{in1}^2 G}{G^2 + \omega_{01}^2 C_{in1}^2} + j \frac{\omega_{01} (C_{in1} - C_{in1}^e) G^2 - \omega_{01}^3 C_{in1}^2 C_{in1}^e}{G^2 + \omega_{01}^2 C_{in1}^2} \quad (12)$$

$$Y_{J21} = \frac{\omega_{02}^2 C_{in2}^2 G}{G^2 + \omega_{02}^2 C_{in2}^2} + j \frac{\omega_{02} (C_{in2} - C_{in2}^e) G^2 - \omega_{02}^3 C_{in2}^2 C_{in2}^e}{G^2 + \omega_{02}^2 C_{in2}^2} \quad (13)$$

また、図 5 (A), (B) におけるアドミタンスインバータ J_{m11} , J_{m21} の入力アドミタンス Y_{mJ11} , Y_{mJ21} はそれぞれ (14), (15) 式で表わすことができる。

【0035】

図 5 (A), (B) に示す本発明のアンテナ共用器の等価回路を図 4 (A), (B) に示す理想的な帯域通過フィルタの等価回路と中心周波数において中心角周波数において等価とするためには (16) 式が成立すれば良い。このため、(12) ~ (15) 式を (16) に代入することにより、キャパシタ $-C_{in1}^e$ と $-C_{in2}^e$ に対する関係式である (17), (18) 式が得られる。結果として、 J_{m11} , J_{m21} はアドミタンスインバータとして動作していることが確認できる。

【0036】

10

20

30

40

【数 4】

$$Y_{J11}^m = -j\omega_{01}C_{in1}^{em} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01}C_{in1}^m} + \frac{1}{j\omega_{01}C_{in2}^m + G}} \quad (14)$$

$$Y_{J21}^m = -j\omega_{02}C_{in2}^{em} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02}C_{in2}^m} + \frac{1}{j\omega_{02}C_{in1}^m + G}} \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{Re}[Y_{J11}] &= \text{Re}[Y_{J11}^m] , & \text{Im}[Y_{J11}] &= \text{Im}[Y_{J11}^m] \\ \text{Re}[Y_{J21}] &= \text{Re}[Y_{J21}^m] , & \text{Im}[Y_{J21}] &= \text{Im}[Y_{J21}^m] \end{aligned} \right\} (16)$$

$$-C_{in1}^{em} = \frac{G^2\omega_{01}C_{in1} - \omega_{01}C_{in1}^e(G^2 + \omega_{01}^2C_{in1}^2)}{\omega_{01}G^2 + \omega_{01}^3C_{in1}^2} - \frac{\omega_{01}C_{in1}^m \{G^2 + \omega_{01}^2C_{in2}^m(C_{in1}^m + C_{in2}^m)\}}{\omega_{01}G^2 + \omega_{01}^3(C_{in1}^m + C_{in2}^m)^2} \quad (17)$$

$$-C_{in2}^{em} = \frac{G^2\omega_{02}C_{in2} - \omega_{02}C_{in2}^e(G^2 + \omega_{02}^2C_{in2}^2)}{\omega_{02}G^2 + \omega_{02}^3C_{in2}^2} - \frac{\omega_{02}C_{in2}^m \{G^2 + \omega_{02}^2C_{in1}^m(C_{in2}^m + C_{in1}^m)\}}{\omega_{02}G^2 + \omega_{02}^3(C_{in2}^m + C_{in1}^m)^2} \quad (18)$$

次に、図 5 (A), (B) における 1 段目の共振器系 6 6, 6 7 が共振条件を満たす必要があることからアドミタンスインバータ、共振条件及びサセプタンススロープパラメータを求める。図 5 (A), (B) において、共振器 2 3, 2 9 それぞれの入力サセプタンスを B_{r11}^m, B_{r21}^m とすると、 $f = f_{01}$ ($= \omega_{01}$) における共振器 2 3 のキャパシタンス C_{in1}^{em}, C_{g1} により構成される共振器系 6 6 の入力サセプタンス $B_{in11}^m, f = f_{02}$ ($= \omega_{02}$) における共振器 2 9 のキャパシタンス C_{in2}^{em}, C_{g2} より構成される共振器系 6 7 の含めた入力サセプタンス B_{in21}^m は (19), (20) 式で表わされる。更に、図 5 (A), (B) に示す回路中の分布定数線路を用いた共振器 2 3, 2 9 を図 6 (A), (B) に示すような誘導性素子 L_{r11}, L_{r21} 及び容量性素子 C_{r11}, C_{r21} からなる集中定数型 LC 並列共振器 6 8, 6 9 と置き換えることができるように、(21), (22) 式により定義されるサセプタンススロープパラメータ b_{11}^m, b_{21}^m が $= \omega_{01}, = \omega_{02}$ における集中定数型 LC 並列共振器 6 8, 6 9 の各サセプタンススロープパラメータ $\omega_{01}C_{r11}, \omega_{02}C_r$

10

20

30

40

50

2 1 と一致する必要があるため、(2 3) , (2 4) 式を満たす必要がある。

【 0 0 3 7 】

【 数 5 】

$$\begin{aligned} B_{in11}^m \Big|_{\omega=\omega_{01}} &= B_{r11}^m + \omega_{01} (C_{in1}^{em} + C_{g1}) \\ &= \frac{\tan \beta_{11}^m l_{111}^m + \tan \beta_{11}^m l_{112}^m}{Z_{11}^m} + \omega_{01} (C_{in1}^{em} + C_{g1}) = 0 \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned} B_{in21}^m \Big|_{\omega=\omega_{02}} &= B_{r21}^m + \omega_{02} (C_{in2}^{em} + C_{g2}) \\ &= \frac{\tan \beta_{21}^m l_{211}^m + \tan \beta_{21}^m l_{212}^m}{Z_{21}^m} + \omega_{02} (C_{in2}^{em} + C_{g2}) = 0 \end{aligned} \quad (20)$$

$$b_{11}^m = \frac{\omega_{01}}{2} \frac{dB_{in11}^m}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{01}} \quad (21)$$

$$b_{21}^m = \frac{\omega_{02}}{2} \frac{dB_{in21}^m}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{02}} \quad (22)$$

$$b_{11}^m = \frac{\omega_{01}}{2} \frac{dB_{in11}^m}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{01}} - \omega_{01} C_{r11} = 0 \quad (23)$$

$$b_{21}^m = \frac{\omega_{02}}{2} \frac{dB_{in21}^m}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{02}} - \omega_{02} C_{r21} = 0 \quad (24)$$

このように、図 4 (A) , (B) に示す理想的な送信側帯域通過フィルタと受信側帯域通過フィルタを個別に設計してキャパシタ 2 2 , 2 4 , 2 6 , 2 8 , 3 0 , 3 2 と共振器 2 3 , 2 5 , 2 9 , 3 1 それぞれの素子定数を決定した後、図 3 (A) , (B) 及び図 5 (A) , (B) に示す入力キャパシタ 2 2 , 2 8 のキャパシタンス C_{in1}^{em} , C_{in2}^{em} と、1 段目の共振器 2 3 , 2 9 の片方のスタブの長さ l_{111}^m , l_{211}^m 及び特性インピーダンス Z_{11}^m , Z_{21}^m を (3) , (4) , (1 7) ~ (2 0) , (2 3) , (2 4) 式を用いて算出することで図 3 におけるキャパシタ 2 2 , 2 4 , 2 6 , 2 8 , 3 0 , 3 2 と共振器 2 3 , 2 5 , 2 9 , 3 1 それぞれの素子定数を簡単かつ短時間に決

10

20

30

40

50

定することができる。

【0038】

つまり、アンテナ21から見て2段目以降のキャパシタ24, 26, 30, 32と2段目以降の共振器25, 31については理想的な送信側帯域通過フィルタと受信側帯域通過フィルタと素子定数が同一であり、共振器の多段化を考えた場合に非常に効率的である。

【0039】

ここで、図3における反射、透過特性を図7に示し、アイソレーション特性を図8に示す。なお、 S_{11} はアンテナ21における反射係数、 S_{22} は送信側帯域通過フィルタの送信ポート27における反射係数、 S_{21} は送信側帯域通過フィルタのアンテナ21から送信ポート27への透過係数、 S_{33} は受信側帯域通過フィルタの受信ポート33における反射係数、 S_{31} は送信側帯域通過フィルタのアンテナ21から受信ポート33への透過係数である。図7中、反射係数 S_{11} は反射係数 S_{22} と反射係数 S_{33} に重なっている。

10

【0040】

なお、共振器23のように無装荷型 / 2共振器では通過帯域の高域側及び低域側に減衰極を形成できないが、無装荷型 / 4共振器では通過帯域の高域側に減衰極を形成できる。

【0041】

図9は、本発明の分波回路の第1実施形態であるデュプレクサの平面構成図を示す。同図中、入力端子としての誘電体基板70の下面には下部導体が設けられている。マイクロストリップ線路71の一端には外部のアンテナ21が接続される。マイクロストリップ線路71の他端には結合素子としてのキャパシタ72, 78の一端が接続されている。

20

【0042】

キャパシタ72の他端は共振器23としてのマイクロストリップ線路73の中央部にタップ接続され、マイクロストリップ線路73の中央部には結合素子としてのキャパシタ74の一端がタップ接続されている。キャパシタ74の他端には共振器25としてのマイクロストリップ線路75の中央部がタップ接続され、マイクロストリップ線路75の中央部には結合素子としてのキャパシタ76の一端が接続され、キャパシタ76の他端には送信ポート27としてのマイクロストリップ線路77の一端が接続されている。上記のキャパシタ72, 74, 76とマイクロストリップ線路71, 73, 75, 77で第1の帯域通過フィルタが構成されている。

30

【0043】

キャパシタ78の他端は共振器29としてのマイクロストリップ線路79の中央部にタップ接続され、マイクロストリップ線路79の中央部には結合素子としてのキャパシタ80の一端がタップ接続されている。キャパシタ80の他端には共振器31としてのマイクロストリップ線路81の中央部がタップ接続され、マイクロストリップ線路81には結合素子としてのキャパシタ82の一端が接続され、キャパシタ82の他端には受信ポート33としてのマイクロストリップ線路83の一端が接続されている。上記のキャパシタ78, 80, 82とマイクロストリップ線路71, 79, 81, 83で第2の帯域通過フィルタが構成されている。

40

【0044】

なお、本実施形態においては、キャパシタ22, 24, 26, 28, 30, 32を用いるようにしたが、インダクタを用いても良いし、キャパシタとインダクタを組み合わせ用いても良い。

【0045】

以下に回路構成例を示す。図10は、結合素子としてインダクタ34, 35, 36, 37とキャパシタ24, 30を用い、共振回路としてタップ結合型共振器23, 25, 29, 31を用いたアンテナ共用器の回路構成図である。図11は、結合素子としてインダクタ34, 35とキャパシタ24, 28, 30, 32を用い、共振回路としてタップ結合型共振器23, 25, 29, 31を用いたアンテナ共用器の回路構成図である。

50

【 0 0 4 6 】

また、本実施形態においては、共振回路を共振器 23, 25, 29, 31 のみで構成するようにしたが、図 12 (A) に示すように結合素子に対してタップ結合される共振器 40 及び共振器 40 と結合素子との間に直列に接続される分布定数線路 41 とにより共振回路 (分布定数線路装荷共振回路) を構成しても良い。また、図 12 (B) ~ (D) に示すように共振器 40 と結合素子の間にインダクタ 42、またはキャパシタ 43、インダクタ 45 及びキャパシタ 44 を接続するように構成しても良い。更に、図 12 (E) に示すように、結合素子に対してタップ結合される共振器 40 の一端 (または両端) を接地しても良い。

【 0 0 4 7 】

図 12 (A) の共振回路を用いた場合には、共振器 40 が $\omega/2$ 、 $\omega/4$ に拘わらず通過帯域の高域側と低域側に減衰極を形成できる。図 12 (B) の共振回路を用いた場合には、共振器 40 が $\omega/2$ 、 $\omega/4$ に拘わらず通過帯域の高域側に減衰極を形成できる。図 12 (C) の共振回路を用いた場合には、共振器 40 が $\omega/2$ 、 $\omega/4$ に拘わらず通過帯域の低域側に減衰極を形成できる。図 12 (D) の共振回路を用いた場合には、共振器 40 が $\omega/2$ 、 $\omega/4$ に拘わらず通過帯域の低域側と高域側に減衰極を形成できる。図 12 (E) の共振回路を用いた場合には、共振器 40 が $\omega/2$ 、 $\omega/4$ に拘わらず通過帯域の高域側または低域側に 1 つだけ減衰極を形成できる。

【 0 0 4 8 】

図 13 は、本発明の分波回路の第 2 実施形態であるトリプレクサの平面構成図を示す。同図中、入力端子としての誘電体基板 90 の下面には下部導体が設けられている。マイクロストリップ線路 91 の一端には例えば外部のアンテナが接続される。マイクロストリップ線路 91 の他端にはキャパシタ 92, 98, 104 の一端が接続されている。

【 0 0 4 9 】

キャパシタ 92 の他端は共振器としてのマイクロストリップ線路 93 の中央部にタップ接続され、マイクロストリップ線路 93 には結合素子としてのキャパシタ 94 の一端が接続されている。キャパシタ 94 の他端には共振器としてのマイクロストリップ線路 95 の中央部が接続され、マイクロストリップ線路 95 には結合素子としてのキャパシタ 96 の一端が接続され、キャパシタ 96 の他端には例えば第 1 の受信ポートとしてのマイクロストリップ線路 97 が接続されている。上記のキャパシタ 92, 94, 96 とマイクロストリップ線路 91, 93, 95, 97 で第 3 の帯域通過フィルタが構成されている。

【 0 0 5 0 】

キャパシタ 98 の他端は共振器としてのマイクロストリップ線路 99 の中央部にタップ接続され、マイクロストリップ線路 99 には結合素子としてのキャパシタ 80 の一端が接続されている。キャパシタ 80 の他端には共振器としてのマイクロストリップ線路 81 の中央部がタップ接続され、マイクロストリップ線路 81 には結合素子としてのキャパシタ 82 の一端が接続され、キャパシタ 82 の他端には例えば第 2 の受信ポートとしてのマイクロストリップ線路 83 が接続されている。上記のキャパシタ 92, 94, 96 とマイクロストリップ線路 91, 93, 95, 97 で第 4 の帯域通過フィルタが構成されている。

【 0 0 5 1 】

キャパシタ 104 の他端は共振器としてのマイクロストリップ線路 105 の中央部にタップ接続され、マイクロストリップ線路 105 には結合素子としてのキャパシタ 106 の一端が接続されている。キャパシタ 106 の他端には例えば第 3 の受信ポートとしてのマイクロストリップ線路 107 の中央部にタップ接続されている。上記のキャパシタ 104, 106 とマイクロストリップ線路 91, 105, 107 で第 5 の帯域通過フィルタが構成されている。

【 0 0 5 2 】

上記のトリプレクサは、外部のアンテナで受信した信号を互いに通過帯域の異なる第 1 ~ 第 3 の帯域通過フィルタそれぞれで周波数選択を行って、第 1 ~ 第 3 の受信ポートからそれぞれの後続回路に出力することができる。

10

20

30

40

50

【 0 0 5 3 】

なお、本実施形態においては線路をマイクロストリップ線路で構成するようにしたが、これに限定するものではなく、他にコプレーナ線路、ストリップ線路、同軸線路等で構成するようにしてもよい。

【 0 0 5 4 】

図 1 4 は、本発明の分波回路の第 2 実施形態であるトリプレクサの原理図を示す。同図中、アンテナ 2 0 0 には、送信側帯域通過フィルタ 3 0 0 及び受信側帯域通過フィルタ 7 0 0 , 8 0 0 がインピーダンスマッチングを行うための分布定数線路を介することなく、直接接続されている。

【 0 0 5 5 】

帯域通過フィルタ 3 0 0 は、結合素子としてのキャパシタ 3 0 1 ~ 3 0 4 と、共振回路としての共振器 3 0 5 ~ 3 0 7 により構成され、帯域通過フィルタ 7 0 0 は、結合素子としてのキャパシタ 7 0 1 ~ 7 0 4 と、共振回路としての共振器 7 0 5 ~ 7 0 7 により構成され、帯域通過フィルタ 8 0 0 は、結合素子としてのキャパシタ 8 0 1 ~ 8 0 4 と、共振回路としての共振器 8 0 5 ~ 8 0 7 により構成されている。ここで、送信側帯域通過フィルタ 3 0 0 の中心周波数は f_{01} とし、受信側帯域通過フィルタ 7 0 0 , 8 0 0 の中心周波数は f_{02} , f_{03} とする。

【 0 0 5 6 】

以下、本実施形態によるアンテナ共振器の設計方法について説明する。まず、キャパシタ 3 0 2 , 3 0 3 , 7 0 2 , 7 0 3 , 8 0 2 , 8 0 3 のキャパシタンス C_{g11} , C_{g12} , C_{g21} , C_{g12} , C_{g11} , C_{g12} 、共振器 3 0 6 , 3 0 7 , 7 0 6 , 7 0 7 , 8 0 6 , 8 0 7 の特性インピーダンス Z_{12} , Z_{23} , Z_{22} , Z_{23} , Z_{32} , Z_{33} , 位相定数 θ_{12} , θ_{23} , θ_{22} , θ_{23} , θ_{32} , θ_{33} , スタブの長さ l_{121} , l_{122} , l_{131} , l_{132} , l_{221} , l_{222} , l_{231} , l_{232} , l_{321} , l_{322} , l_{331} , l_{332} 、並びに共振器 3 0 5 , 7 0 5 , 8 0 5 のスタブの長さ l_{112} , l_{212} , l_{312} について送信側帯域通過フィルタ 3 0 0 及び受信側帯域通過フィルタ 7 0 0 , 8 0 0 として所望のフィルタ特性が得られるように設計する。

【 0 0 5 7 】

次に、中心周波数 f_{01} においては、キャパシタ 7 0 1 と共振器 7 0 5 の接続点及びキャパシタ 8 0 1 と共振器 8 0 5 の接続点が接地状態となり、受信ポートに送信信号成分が漏れないように設計し、中心周波数 f_{02} においてはキャパシタ 3 0 1 と共振器 3 0 5 の接続点及びキャパシタ 8 0 1 と共振器 8 0 5 の接続点が接地状態となり、中心周波数 f_{03} においてはキャパシタ 3 0 1 と共振器 3 0 5 の接続点及びキャパシタ 7 0 1 と共振器 7 0 5 の接続点が接地状態となり、送信ポートに受信信号成分が漏れないように設計する。

【 0 0 5 8 】

キャパシタ 3 0 1 , 7 0 1 , 8 0 1 、共振器 3 0 5 , 7 0 5 , 8 0 5 のキャパシタンス $C_{m_{in1}}$, $C_{m_{in2}}$, $C_{m_{in3}}$ 、特性インピーダンス $Z_{m_{11}}$, $Z_{m_{21}}$, $Z_{m_{31}}$, 位相定数 $\theta_{m_{11}}$, $\theta_{m_{21}}$, $\theta_{m_{31}}$, スタブの長さ $l_{m_{111}}$, $l_{m_{112}}$, $l_{m_{211}}$, $l_{m_{212}}$, $l_{m_{311}}$, $l_{m_{312}}$ を送信側帯域通過フィルタ 3 0 0 及び受信側帯域通過フィルタ 7 0 0 , 8 0 0 について、インピーダンスマッチングがとれるように導出する。

【 0 0 5 9 】

アンテナ 2 0 0 のコンダクタンスを G とすると、アンテナ 2 0 0 から見た周波数 f_{01} でのアドミタンス Y_{in1} について、(2 4) 式の条件、即ち、(2 5) 式が成立するとき、インピーダンスの整合が得られる。図 1 5 (A) に周波数 f_{01} における送信側帯域通過フィルタ 3 0 0 の等価回路を示す。

【 0 0 6 0 】

また、アンテナ 2 0 0 から見た周波数 f_{02} でのアドミタンス Y_{in2} について (2 6) 式の条件、即ち、(2 7) 式が成立するとき、インピーダンスの整合が得られる。図 1 5 (B) に周波数 f_{02} における受信側帯域通過フィルタ 7 0 0 の等価回路を示す。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 1 】

また、アンテナ 2 0 0 から見た周波数 f_{03} でのアドミタンス Y_{in3} について (2 8) 式の条件、即ち、(2 9) 式が成立するとき、インピーダンスの整合が得られる。図 1 5 (C) に周波数 f_{03} における受信側帯域通過フィルタ 8 0 0 の等価回路を示す。但し、 $\text{Re} []$ は括弧内の実部、 $\text{Im} []$ は括弧内の虚部を表わす。

【 0 0 6 2 】

【 数 6 】

$$Y_{in1} \Big|_{\omega=\omega_{01}} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01}C_{in1}^m} + \frac{1}{jB_{r11}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01}C_{g11}} + \frac{1}{jB_{r12} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01}C_{g12}} + \frac{1}{jB_{r13} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01}C_{out1}} + \frac{1}{G}}}}}}}}}} \quad 10$$

$$+ j\omega_{01}C_{in2}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01}C_{in3}^m} + \frac{1}{jB_{r31}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01}C_{g31}} + \frac{1}{G}}}} = G \quad (24)$$

20

30

$$\begin{aligned} \text{Re}[Y_{in1}] \Big|_{\omega=\omega_{01}} &= G \\ \text{Im}[Y_{in1}] \Big|_{\omega=\omega_{01}} &= 0 \end{aligned} \quad (25)$$

【 0 0 6 3 】

40

【数 7】

$$\begin{aligned}
 Y_{in2} \Big|_{\omega=\omega_{02}} &= \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02}C_{in2}^m} + \frac{1}{jB_{r21}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02}C_{g21}} + \frac{1}{jB_{r22} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02}C_{g22}} + \frac{1}{jB_{r23} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02}C_{out2}} + \frac{1}{G}}}}}}}}}}}} \\
 &+ j\omega_{02}C_{in3}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02}C_{in1}^m} + \frac{1}{jB_{r11}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02}C_{g11}} + \frac{1}{G}}}}} = G \quad (26)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}[Y_{in2}] \Big|_{\omega=\omega_{02}} &= G \\
 \operatorname{Im}[Y_{in2}] \Big|_{\omega=\omega_{02}} &= 0 \quad (27)
 \end{aligned}$$

【 0 0 6 4 】

【数 8】

$$\begin{aligned}
 Y_{in3} \Big|_{\omega=\omega_{03}} &= \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{03}C_{in3}^m} + \frac{1}{jB_{r31}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{03}C_{g31}} + \frac{1}{jB_{r32} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{03}C_{g32}} + \frac{1}{jB_{r33} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{03}C_{out3}} + \frac{1}{G}}}}}}}}}}}} \\
 &+ j\omega_{03}C_{in1}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{03}C_{in2}^m} + \frac{1}{jB_{r21}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{03}C_{g21}} + \frac{1}{G}}}}} = G \quad (28)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}[Y_{in3}] \Big|_{\omega=\omega_{03}} &= G \\
 \operatorname{Im}[Y_{in3}] \Big|_{\omega=\omega_{03}} &= 0 \quad (29)
 \end{aligned}$$

次に、キャパシタンス C_{in1}^m , C_{in2}^m , C_{in3}^m を導出するために、アドミタンスインバータ J_{11} , J_{21} , J_{31} を用いた等価回路を図 16 (A), (B), (C) に示す。

【0065】

図 16 (A), (B), (C) では、アドミタンスインバータ J_{11} を生成するために、第 1, 第 2 の仮想結合素子に相当する正負のキャパシタンス C_{in1}^m と $-C_{in1}^m$ を導入し、アドミタンスインバータ J_{21} を生成するために、第 1, 第 2 の仮想結合素子に相当する正負のキャパシタンス C_{in2}^m と $-C_{in2}^m$ を導入し、アドミタンスインバータ J_{31} を生成するために、第 1, 第 2 の仮想結合素子に相当する正負のキャパシタンス C_{in3}^m と $-C_{in3}^m$ を導入している。

【0066】

図 16 (A), (B), (C) において、入力容量、負性素子及びアドミタンスインバータの関係式は (30), (31), (32) で表わすことができる。

【0067】

10

20

30

40

【数 9】

$$\begin{aligned}
 C_{in1} &= \frac{J_{11}}{\omega_{01} \sqrt{1 - \left(\frac{J_{11}}{G}\right)^2}} \\
 C_{in2} &= \frac{J_{21}}{\omega_{02} \sqrt{1 - \left(\frac{J_{21}}{G}\right)^2}} \\
 C_{in3} &= \frac{J_{31}}{\omega_{03} \sqrt{1 - \left(\frac{J_{31}}{G}\right)^2}}
 \end{aligned} \tag{30}$$

$$\begin{aligned}
 -C_{in1}^e &= \frac{J_{11}}{\omega_{01}} \sqrt{1 - \left(\frac{J_{11}}{G}\right)^2} \\
 -C_{in2}^e &= \frac{J_{21}}{\omega_{02}} \sqrt{1 - \left(\frac{J_{21}}{G}\right)^2} \\
 -C_{in3}^e &= \frac{J_{31}}{\omega_{03}} \sqrt{1 - \left(\frac{J_{31}}{G}\right)^2}
 \end{aligned} \tag{31}$$

$$\begin{aligned}
 J_{11} &= \sqrt{\frac{\omega_{01} C_{r1} G \omega_{01}}{g_0 g_1 \omega_{c0}}} \\
 J_{21} &= \sqrt{\frac{\omega_{02} C_{r2} G \omega_{02}}{g_0 g_1 \omega_{c0}}} \\
 J_{31} &= \sqrt{\frac{\omega_{03} C_{r3} G \omega_{03}}{g_0 g_1 \omega_{c0}}}
 \end{aligned} \tag{32}$$

また、図 16 (A), (B), (C) において、入力アドミタンス Y_{j11}^m , Y_{j21}^m , Y_{j31}^m とすると、(33) ~ (38) 式が示される。更に、(39) 式が成立するとき、すなわち、(33) ~ (38) 式を (39) 式に代入することにより、負性素子 $-C_{in1}^e$, $-C_{in2}^e$, $-C_{in3}^e$ に対する関係式を導出することができる。この結果、図 16 において、アドミタンスインバータ J_{11} , J_{21} , J_{31} はインバータ回路として動作していることが確認できる。

【 0 0 6 8 】

【 数 1 0 】

$$Y_{J11} = \frac{\omega_{01}^2 C_{in1}^2 G}{G^2 + \omega_{01}^2 C_{in1}^2} + j \frac{\omega_{01} G^2 (C_{in1} - C_{in1}^e) - \omega_{01}^3 C_{in1}^2 C_{in1}^e}{G^2 + \omega_{01}^2 C_{in1}^2} \quad (33)$$

$$Y_{J21} = \frac{\omega_{02}^2 C_{in2}^2 G}{G^2 + \omega_{02}^2 C_{in2}^2} + j \frac{\omega_{02} G^3 (C_{in2} - C_{in2}^e) - \omega_{02}^3 C_{in2}^2 C_{in2}^e}{G^2 + \omega_{02}^2 C_{in2}^2} \quad (34)$$

$$Y_{J31} = \frac{\omega_{03}^2 C_{in3}^2 G}{G^2 + \omega_{03}^2 C_{in3}^2} + j \frac{\omega_{03} G^3 (C_{in3} - C_{in3}^e) - \omega_{03}^3 C_{in3}^2 C_{in3}^e}{G^2 + \omega_{03}^2 C_{in3}^2} \quad (35)$$

【 0 0 6 9 】

【 数 1 1 】

$$Y_{J11}^m = -j\omega C_{in1}^{em} \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01} C_{in1}^m} + \frac{1}{G + j\omega_{01} C_{in2}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{01} C_{in3}^m} + \frac{1}{jB_{r31} + j\omega_{01} C_{g31}}}}} \quad (36)$$

$$Y_{J21}^m = -j\omega C_{in2}^{em} \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02} C_{in2}^m} + \frac{1}{G + j\omega_{02} C_{in3}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{02} C_{in1}^m} + \frac{1}{jB_{r11} + j\omega_{02} C_{g11}}}}} \quad (37)$$

$$Y_{J31}^m = -j\omega C_{in3}^{em} \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{03} C_{in3}^m} + \frac{1}{G + j\omega_{03} C_{in1}^m + \frac{1}{\frac{1}{j\omega_{03} C_{in2}^m} + \frac{1}{jB_{r21} + j\omega_{03} C_{g21}}}}} \quad (38)$$

10

20

30

40

50

【 0 0 7 0 】

【 数 1 2 】

$$\begin{aligned}
 \operatorname{Re}[Y_{J11}] \Big|_{\omega=\omega_{01}} &= \operatorname{Re}[Y_{J11}^m] \Big|_{\omega=\omega_{01}} \\
 \operatorname{Im}[Y_{J11}] \Big|_{\omega=\omega_{01}} &= \operatorname{Im}[Y_{J11}^m] \Big|_{\omega=\omega_{01}} \\
 \operatorname{Re}[Y_{J21}] \Big|_{\omega=\omega_{02}} &= \operatorname{Re}[Y_{J21}^m] \Big|_{\omega=\omega_{02}} \\
 \operatorname{Im}[Y_{J21}] \Big|_{\omega=\omega_{02}} &= \operatorname{Im}[Y_{J21}^m] \Big|_{\omega=\omega_{02}} \\
 \operatorname{Re}[Y_{J31}] \Big|_{\omega=\omega_{03}} &= \operatorname{Re}[Y_{J31}^m] \Big|_{\omega=\omega_{03}} \\
 \operatorname{Im}[Y_{J31}] \Big|_{\omega=\omega_{03}} &= \operatorname{Im}[Y_{J31}^m] \Big|_{\omega=\omega_{03}}
 \end{aligned} \tag{39}$$

10

20

次に、図 16 (A) ~ (C) において、共振器 305, 705, 805 それぞれの入力サセプタンスを $B_{r11}^m, B_{r21}^m, B_{r31}^m$ とすると、 $f = f_{01}$ ($\omega = \omega_{01}$) における共振器 305 の入力サセプタンス B_{in11}^m , $f = f_{02}$ ($\omega = \omega_{02}$) における共振器 705 の入力サセプタンス B_{in21}^m , $f = f_{03}$ ($\omega = \omega_{03}$) における共振器 805 の入力サセプタンス B_{in31}^m は (40), (42), (44) 式で表わされる。更に、サセプタンススローブパラメータ $b_{11}^m, b_{21}^m, b_{31}^m$ は $\omega = \omega_{01}, \omega = \omega_{02}, \omega = \omega_{03}$ における集中定数型 LC 並列共振器の各サセプタンススローブパラメータ $\omega_{01} C_{r1}, \omega_{02} C_{r2}, \omega_{03} C_{r3}$ と一致するには、(41), (43), (45) 式を満たす必要がある。

【 0 0 7 1 】

30

【数 1 3】

$$\begin{aligned}
B_{in11}^m \Big|_{\omega=\omega_{01}} &= B_{r11}^m + \omega_{01} (C_{in1}^{em} + C_{g11}) \\
&= \frac{\tan \beta_{11}^m l_{111}^m + \tan \beta_{11}^m l_{112}^m}{Z_{11}^m} + \omega_{01} (C_{in1}^{em} + C_{g11}) \\
&= 0
\end{aligned} \tag{40}$$

10

$$b_{11}^m = \frac{\omega_{01}}{2} \frac{dB_{in11}^m}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{01}} - \omega_{01} C_{r1} \tag{41}$$

$$\begin{aligned}
B_{in21}^m \Big|_{\omega=\omega_{02}} &= B_{r21}^m + \omega_{02} (C_{in2}^{em} + C_{g21}) \\
&= \frac{\tan \beta_{21}^m l_{211}^m + \tan \beta_{21}^m l_{212}^m}{Z_{21}^m} + \omega_{02} (C_{in2}^{em} + C_{g21}) \\
&= 0
\end{aligned} \tag{42}$$

20

$$b_{21}^m = \frac{\omega_{02}}{2} \frac{dB_{in21}^m}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{02}} - \omega_{02} C_{r2} = 0 \tag{43}$$

30

$$\begin{aligned}
B_{in31}^m \Big|_{\omega=\omega_{03}} &= B_{r31}^m + \omega_{03} (C_{in3}^{em} + C_{g31}) \\
&= \frac{\tan \beta_{31}^m l_{311}^m + \tan \beta_{31}^m l_{312}^m}{Z_{31}^m} + \omega_{03} (C_{in3}^{em} + C_{g31}) \\
&= 0
\end{aligned} \tag{44}$$

40

$$b_{31}^m = \frac{\omega_{03}}{2} \frac{dB_{in31}^m}{d\omega} \Big|_{\omega=\omega_{03}} - \omega_{03} C_{r3} = 0 \tag{45}$$

300 (BPF1), 700 (BPF2), 800 (BPF3) の各容量性素子及び各共振器の素子値を表1に示す。図17は表1に示す値を用いて行ったシミュレーションによる伝送及び反射特性を示し、図18は上記シミュレーションによる通過帯域特性を示し、図19は上記シミュレーションによる広帯域伝送特性を示し、図20は上記シミュレーションによるアイソレーション特性を示す。

【0072】

【表1】

BPF1		BPF2		BPF3	
C_{in1}^m	1.231pF	C_{in2}^m	1.0865pF	C_{in3}^m	1.005pF
C_{out1}	0.7155861pF	C_{out2}	0.5366896pF	C_{out3}	0.4293517pF
C_{g11}	0.1532065pF	C_{g21}	0.1149048pF	C_{g31}	0.09192388pF
C_{g12}	0.1532065pF	C_{g22}	0.1149048pF	C_{g32}	0.09192388pF
共振器305		共振器705		共振器805	
Z_{11}^m	44.05 Ω	Z_{21}^m	63.4401 Ω	Z_{31}^m	90.35 Ω
l_{111}	29.9792mm	l_{211}	49.9654mm	l_{311}	37.4741mm
l_{112}^m	16.02mm	l_{212}^m	18.95mm	l_{312}^m	17.34mm
共振器306		共振器706		共振器806	
Z_{12}	53.3063 Ω	Z_{22}	57.4421 Ω	Z_{32}	20.3546 Ω
l_{121}	74.9481mm	l_{221}	59.9585mm	l_{321}	49.9654mm
l_{122}	22.7132mm	l_{222}	13.7235mm	l_{322}	9.13029mm
共振器307		共振器707		共振器807	
Z_{13}	79.2928 Ω	Z_{23}	42.0074 Ω	Z_{33}	72.9559 Ω
l_{131}	24.9827mm	l_{231}	24.9827mm	l_{331}	23.4213mm
l_{132}	67.7817mm	l_{232}	10.8406mm	l_{332}	5.54901mm

ここで、 S_{11} はアンテナ200における反射係数、 S_{22} は送信側帯域通過フィルタ300のポート308における反射係数、 S_{21} は送信側帯域通過フィルタ700のアンテナ200からポート308への透過係数、 S_{33} は受信側帯域通過フィルタ700のポート708における反射係数、 S_{31} は送信側帯域通過フィルタ700のアンテナ200からポート708への透過係数、 S_{44} は受信側帯域通過フィルタ800のポート808における反射係数、 S_{41} は送信側帯域通過フィルタ800のアンテナ200からポート808への透過係数である。また、 S_{23} は送信側帯域通過フィルタ300と受信側帯域通過フィルタ700との間の相互干渉係数、 S_{24} は送信側帯域通過フィルタ300と受信側帯域通過フィルタ800との間の相互干渉係数、 S_{34} は受信側帯域通過フィルタ7

10

20

30

40

50

00と受信側帯域通過フィルタ800との間の相互干渉係数である。

【0073】

なお、シミュレーションは表1に示す値で行ったが、実現するには例えば小数点第3位を四捨五入して第2位までとすればよい。この場合、図17の反射特性が若干悪くなるが実用的な観点から問題はない。

【0074】

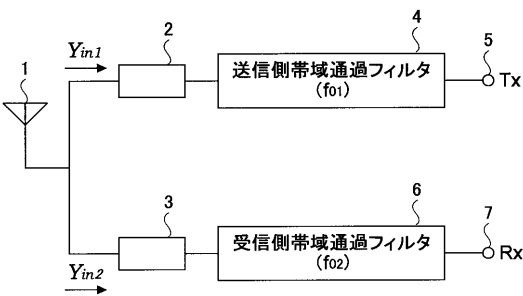
図17及び図18から、各通過帯域において、所望の特性が得られていることを確認できる。更に、図20に示す結果から各中心周波数 f_{01} 、 f_{02} 、 f_{03} に減衰極を配置した効果により高いアイソレーション特性が実現できていることを確認できた。

【0075】

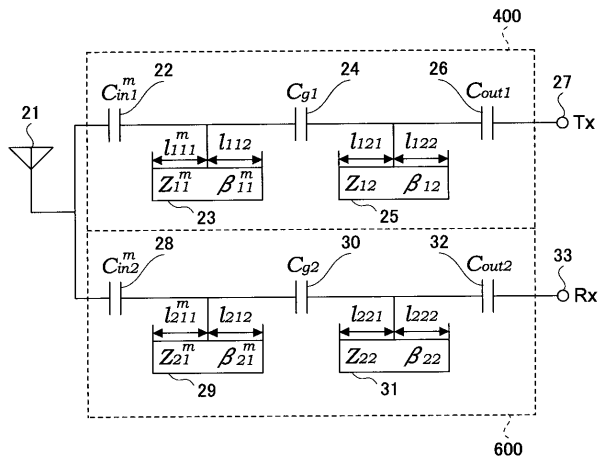
[その他]

なお、本国際出願は、2005年9月5日に申請した日本国特許出願2005-257186号に基づく優先権を主張するものであり、同日本国出願の全内容を本国際出願に参照により援用する。

【図1】

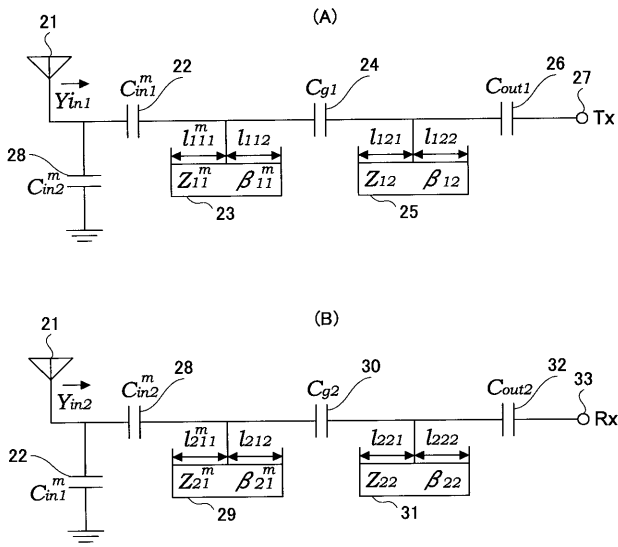


【図2】

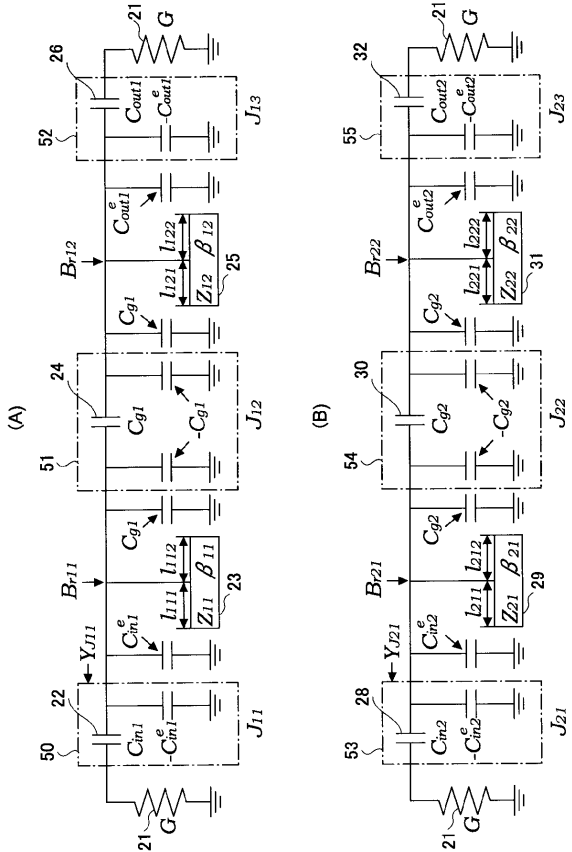


600

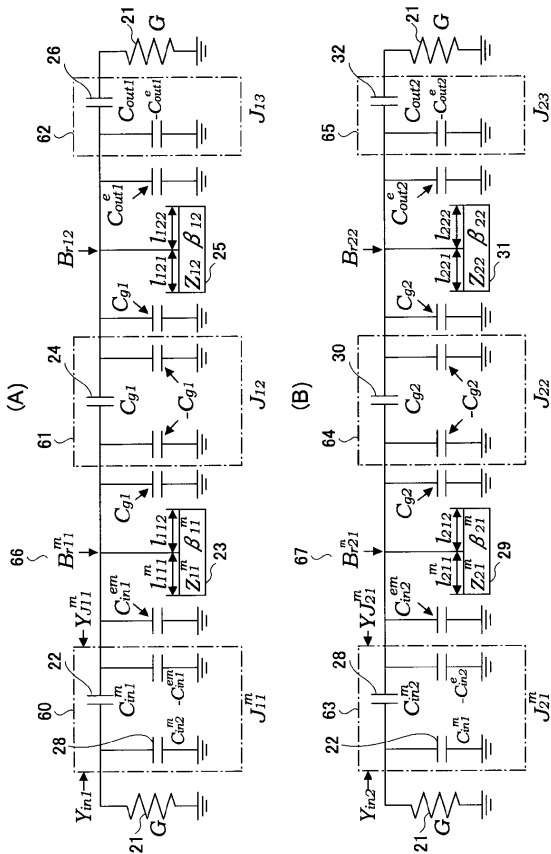
【 図 3 】



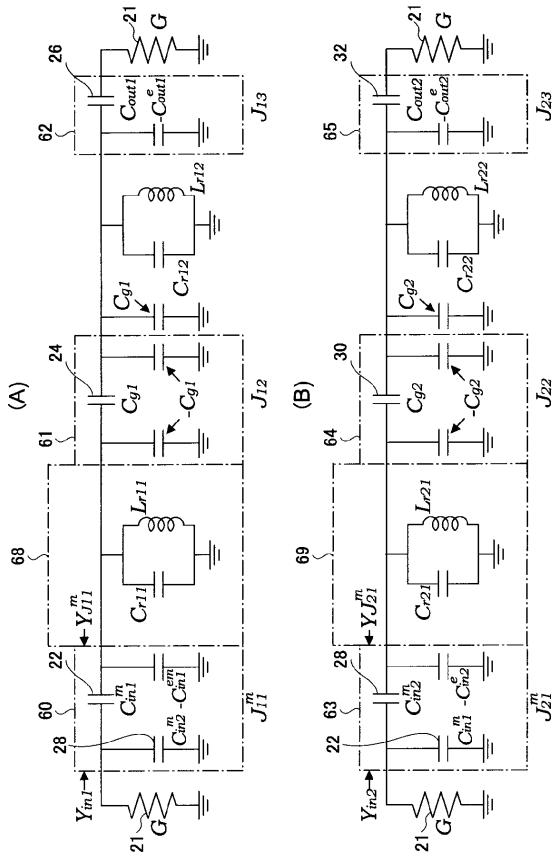
【 図 4 】



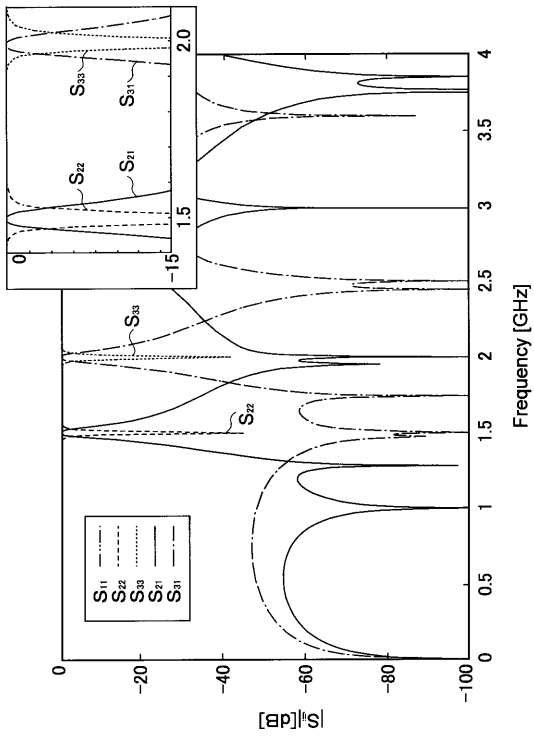
【 図 5 】



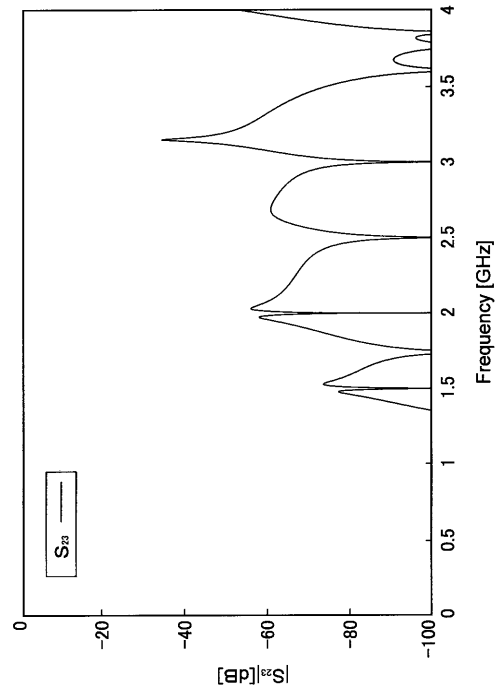
【 図 6 】



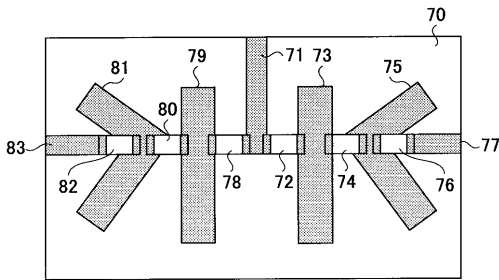
【 図 7 】



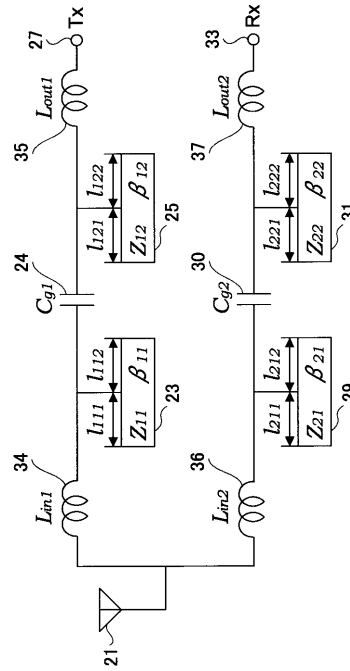
【 図 8 】



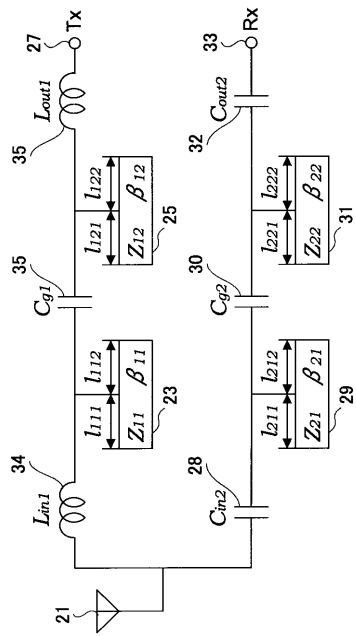
【 図 9 】



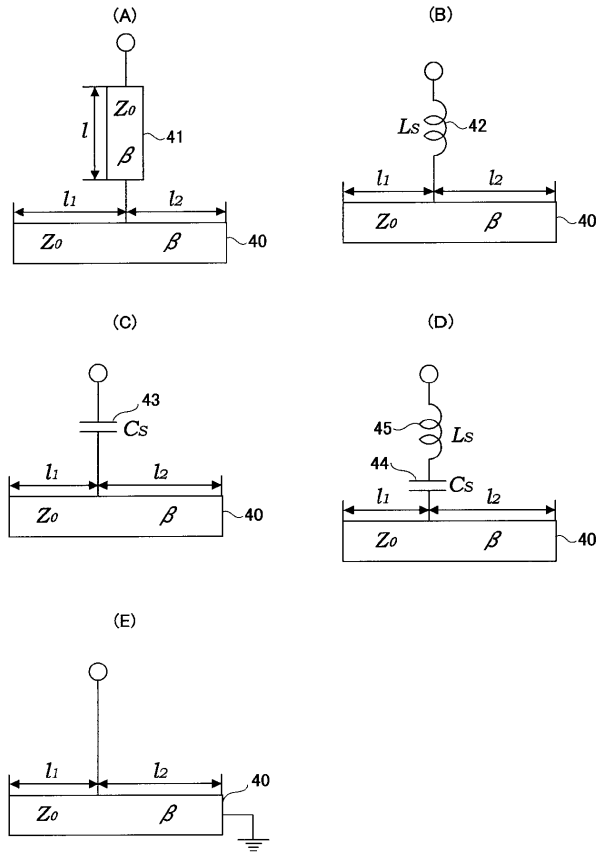
【 図 10 】



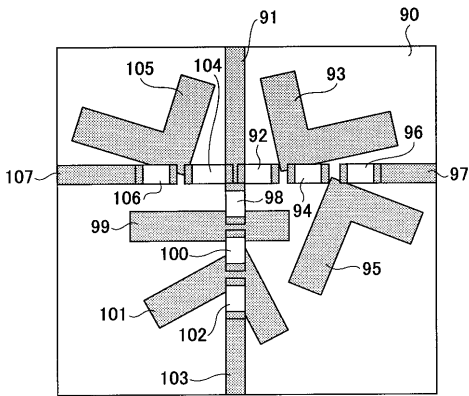
【 図 1 1 】



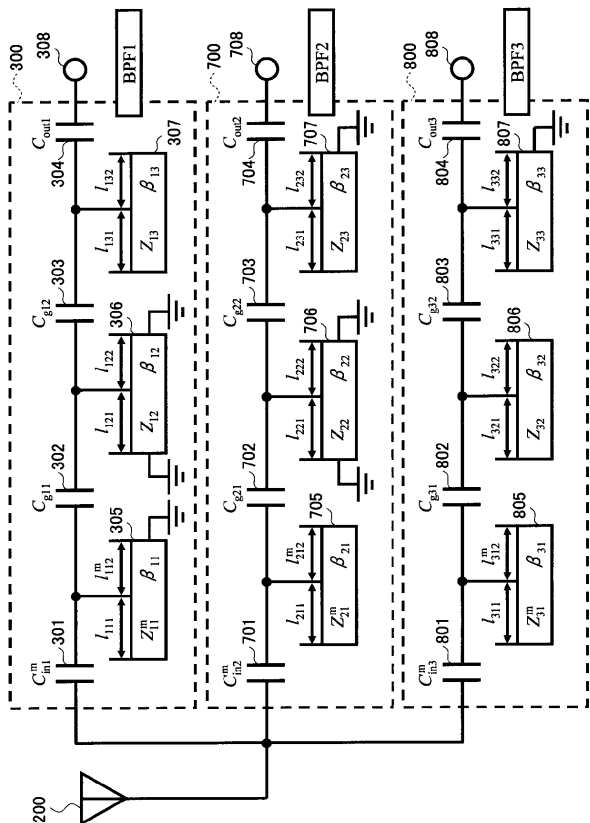
【 図 1 2 】



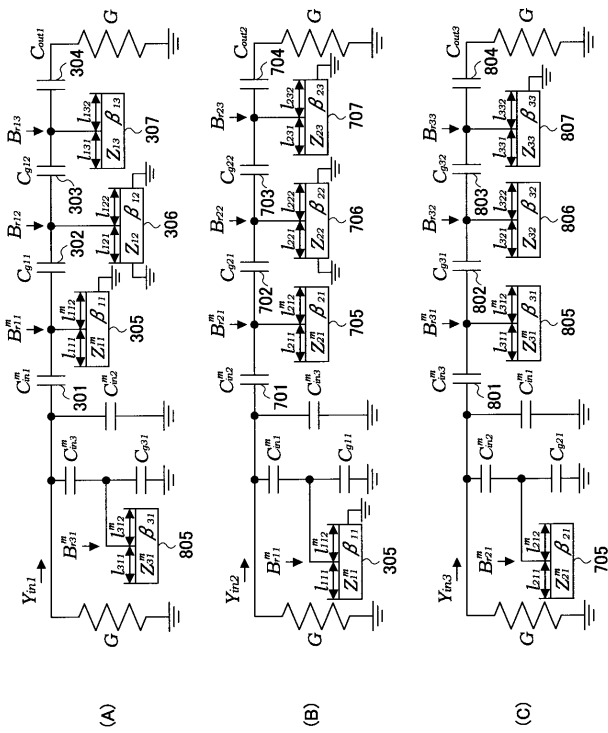
【 図 1 3 】



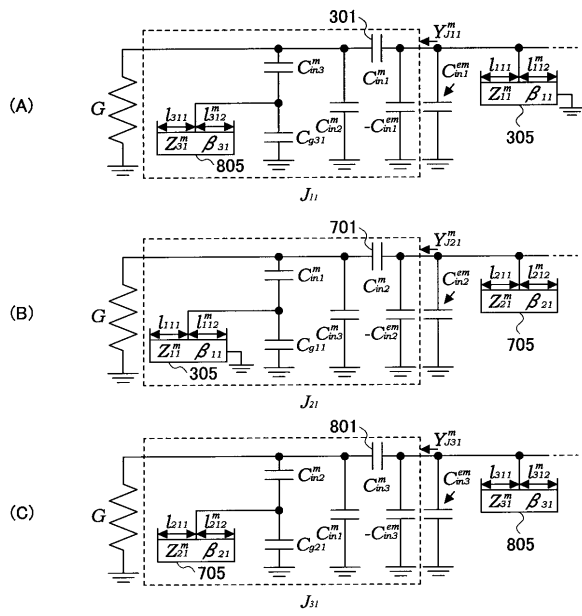
【 図 1 4 】



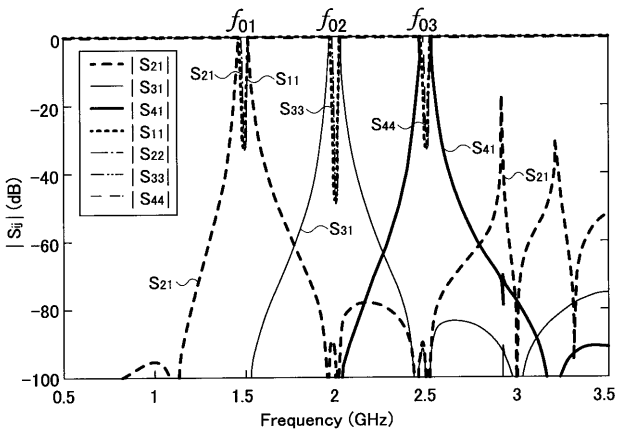
【 図 1 5 】



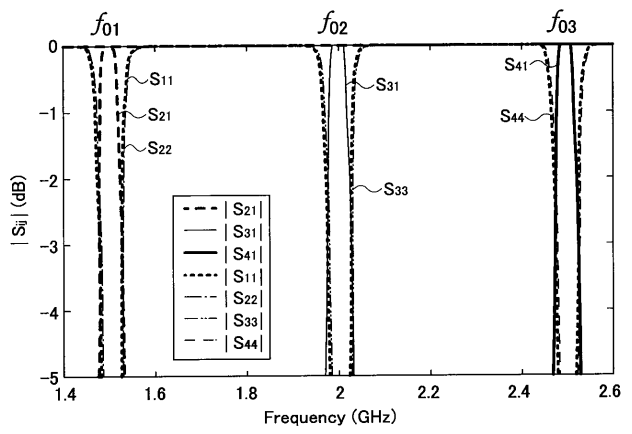
【 図 1 6 】



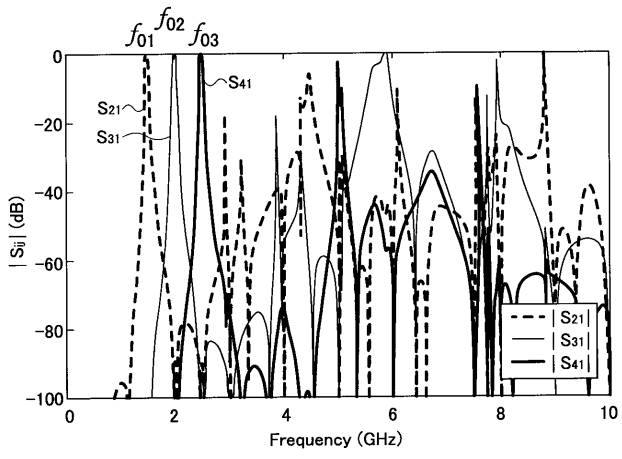
【 図 1 7 】



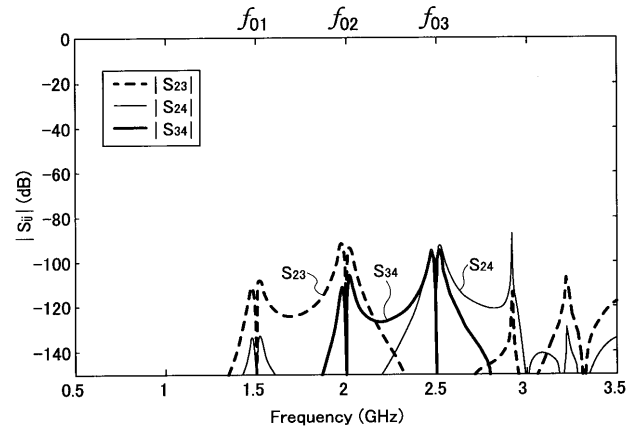
【 図 1 8 】



【 図 19 】



【 図 20 】



【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/JP2006/317267
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER H01P1/203(2006.01)i, H01P1/205(2006.01)i, H01P1/213(2006.01)i According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) H01P1/203, H01P1/205, H01P1/213 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2006 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2006 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2006 Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 6-45806 A (Murata Mfg. Co., Ltd.), 18 February, 1994 (18.02.94), Full text; all drawings (Family: none)	1-6
A	JP 11-340706 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 10 December, 1999 (10.12.99), Full text; all drawings & US 6184760 B1 & EP 961337 A1	1-6
A	JP 2-199901 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 08 August, 1990 (08.08.90), Full text; all drawings (Family: none)	1-6
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 11 October, 2006 (11.10.06)		Date of mailing of the international search report 24 October, 2006 (24.10.06)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/317267

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 9-294002 A (Kyocera Corp.), 11 November, 1997 (11.11.97), Full text; all drawings (Family: none)	1-6

国際調査報告		国際出願番号 PCT/JP2006/317267									
A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H01P1/203(2006.01)i, H01P1/205(2006.01)i, H01P1/213(2006.01)i											
B. 調査を行った分野 調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H01P1/203, H01P1/205, H01P1/213											
最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの <table border="0"> <tr> <td>日本国実用新案公報</td> <td>1922-1996年</td> </tr> <tr> <td>日本国公開実用新案公報</td> <td>1971-2006年</td> </tr> <tr> <td>日本国実用新案登録公報</td> <td>1996-2006年</td> </tr> <tr> <td>日本国登録実用新案公報</td> <td>1994-2006年</td> </tr> </table>				日本国実用新案公報	1922-1996年	日本国公開実用新案公報	1971-2006年	日本国実用新案登録公報	1996-2006年	日本国登録実用新案公報	1994-2006年
日本国実用新案公報	1922-1996年										
日本国公開実用新案公報	1971-2006年										
日本国実用新案登録公報	1996-2006年										
日本国登録実用新案公報	1994-2006年										
国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)											
C. 関連すると認められる文献											
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号									
A	JP 6-45806 A (株式会社村田製作所) 1994.02.18, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-6									
A	JP 11-340706 A (松下電器産業株式会社) 1999.12.10, 全文, 全図 & US 6184760 B1 & EP 961337 A1	1-6									
☞ C欄の続きにも文献が列挙されている。		☞ パテントファミリーに関する別紙を参照。									
* 引用文献のカテゴリー 「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの 「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの 「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す) 「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献 「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願		の日の後に公表された文献 「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの 「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの 「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの 「&」同一パテントファミリー文献									
国際調査を完了した日 11.10.2006		国際調査報告の発送日 24.10.2006									
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/JP) 郵便番号100-8915 東京都千代田区霞が関三丁目4番3号		特許庁審査官 (権限のある職員) 麻生 哲朗	5T 2953								
		電話番号 03-3581-1101 内線	3568								

国際調査報告		国際出願番号 PCT/JP2006/317267
C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2-199901 A (松下電器産業株式会社) 1990.08.08, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-6
A	JP 9-294002 A (京セラ株式会社) 1997.11.11, 全文, 全図 (ファミリーなし)	1-6

フロントページの続き

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

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