

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4734659号
(P4734659)

(45) 発行日 平成23年7月27日(2011.7.27)

(24) 登録日 平成23年5月13日(2011.5.13)

(51) Int. Cl. F I
 HO 1 P 1/213 (2006.01) HO 1 P 1/213 Z
 HO 1 P 1/20 (2006.01) HO 1 P 1/20 Z

請求項の数 6 (全 29 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2007-534368 (P2007-534368) (86) (22) 出願日 平成18年8月31日(2006.8.31) (86) 国際出願番号 PCT/JP2006/317267 (87) 国際公開番号 W02007/029601 (87) 国際公開日 平成19年3月15日(2007.3.15) 審査請求日 平成20年2月28日(2008.2.28) (31) 優先権主張番号 特願2005-257186 (P2005-257186) (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)</p>	<p>(73) 特許権者 504133110 国立大学法人電気通信大学 東京都調布市調布ヶ丘一丁目5番地1 (74) 代理人 100070150 弁理士 伊東 忠彦 (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 審査官 岸田 伸太郎</p>
---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------	------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------

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) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

結合素子と前記結合素子の一端に分布定数線路の長手方向における任意の点を接続し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、前記分布定数線路と前記結合素子との接続点である結合位置、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プパラメータが、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プ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】

前記複数の帯域通過フィルタのうち一の帯域通過フィルタの前記共振回路における前記分布定数線路の前記結合素子との接続点から前記分布定数線路の一方の端部までの長さであ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の一端に分布定数線路の長手方向における任意の点を接続し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プパラメータが、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プ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】

【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。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 3 】

図 1 は、従来の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）。

【 0 0 0 4 】

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。

【 0 0 0 5 】

なお、 ω_{01} は送信側帯域通過フィルタ 4 の中心角周波数、 ω_{02} 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_{01} 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_{02} 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。

【 0 0 0 6 】

【 数 1 】

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

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

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。

【 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) .

【 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。

【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の一端に分布定数線路の長手方向における任意の点を接続し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。

10

【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。

20

【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。

【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。

30

【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。

【図13】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14】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15】各中心周波数における等価回路図である。

【図16】アドミタンスインバータを用いた等価回路図である。

【図17】シミュレーションによる伝送及び反射特性図である。

【図18】シミュレーションによる通過帯域特性図である。

【図19】シミュレーションによる広帯域伝送特性図である。

40

【図20】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】

【 0 0 1 3 】

1 1 , 2 1 , 2 0 0 アンテナ

1 2 A , 1 2 B , 1 4 A , 1 4 B , 1 6 A , 1 6 B 結合素子

1 3 A , 1 3 B , 1 5 A , 1 5 B 共振回路

2 2 , 2 4 , 2 6 , 2 8 , 3 0 , 3 2 , 4 3 , 4 4 , 3 0 1 ~ 3 0 4 , 7 0 1 ~ 7 0 4 , 8 0 1 ~ 8 0 4 キャパシタ

2 3 , 2 5 , 2 9 , 3 1 , 4 0 , 4 1 , 3 0 5 ~ 3 0 7 , 7 0 5 ~ 7 0 7 , 8 0 5 ~ 8

0 7 タップ結合型共振器

50

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。

10

【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。

20

【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バターワース特性とし、例えば中心周波数 f_{01} は1.5GHzとし、帯域幅 f_{01} は60MHzとし、共振器23による減衰極は2.0GHzとし、共振器25による減衰極は1.0GHzとする。

30

【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バ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。

40

【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。

【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 θ_{12} , θ_{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. Wa

50

da, 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。

【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。

10

【0025】

キャパシタ22, 28、共振器23, 29のキャパシタンス C_{in1}^m, C_{in2}^m 、特性インピーダンス Z_{11}^m, Z_{21}^m 、位相定数 $\theta_{11}^m, \theta_{21}^m$ 、スタブの長さ $l_{111}^m, l_{211}^m, l_{221}, l_{222}$ 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。

【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。

20

【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】

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

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

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

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

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

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_{J11}, Y_{J21} 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_{J11}^m, Y_{J21}^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 29 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 22 のキャパシタンス C_{in1}^m 、タップ結合型共振器 23 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 28 のキャパシタンス C_{in2}^m 、タップ結合型共振器 29 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 23, 29 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 50, 51, 52 (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 53, 54, 55 (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 60, 61, 62 ($J_{11}^m, J_{12}^m, J_{13}^m$) 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}^{em} と $-C_{in1}^{em}$ 、 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 63, 64, 65 ($J_{21}^m, J_{22}^m, J_{23}^m$) 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}^{em} と $-C_{in2}^{em}$ 、 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、 $f = f_{01}$ ($\omega = \omega_{01}$) 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 , $f = f_{02}$ ($\omega = \omega_{02}$) 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 (1 9) , (2 0) 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、(2 1) , (2 2) 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 $\omega = \omega_{01}$, $\omega = \omega_{02}$ 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 2 3 , 2 5 , 2 9 , 3 1 のみで構成するようにしたが、図 1 2 (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 4 0 及び共振器 4 0 と結合素子との間に直列に接続される分布定数線路 4 1 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 1 2 (B) ~ (D) に示すように共振器 4 0 と結合素子の間にインダクタ 4 2 、またはキャパシタ 4 3 、インダクタ 4 5 及びキャパシタ 4 4 を接続するように構成しても良い。更に、図 1 2 (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 4 0 の一端 (または両端) を接地しても良い。

【 0 0 4 7 】

図 1 2 (A) の共振回路を用いた場合には、共振器 4 0 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 1 2 (B) の共振回路を用いた場合には、共振器 4 0 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 1 2 (C) の共振回路を用いた場合には、共振器 4 0 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 1 2 (D) の共振回路を用いた場合には、共振器 4 0 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 1 2 (E) の共振回路を用いた場合には、共振器 4 0 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 1 3 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 9 0 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 9 1 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 9 1 の他端にはキャパシタ 9 2 , 9 8 , 1 0 4 の一端が接続されている。

【 0 0 4 9 】

キャパシタ 9 2 の他端は共振器としてのマイクロストリップ線路 9 3 の中央部にタップ接続され、マイクロストリップ線路 9 3 には結合素子としてのキャパシタ 9 4 の一端が接続されている。キャパシタ 9 4 の他端には共振器としてのマイクロストリップ線路 9 5 の中央部が接続され、マイクロストリップ線路 9 5 には結合素子としてのキャパシタ 9 6 の一端が接続され、キャパシタ 9 6 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 9 7 が接続されている。上記のキャパシタ 9 2 , 9 4 , 9 6 とマイクロストリップ線路 9 1 , 9 3 , 9 5 , 9 7 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 9 8 の他端は共振器としてのマイクロストリップ線路 9 9 の中央部にタップ接続され、マイクロストリップ線路 9 9 には結合素子としてのキャパシタ 8 0 の一端が接続されている。キャパシタ 8 0 の他端には共振器としてのマイクロストリップ線路 8 1 の中央部がタップ接続され、マイクロストリップ線路 8 1 には結合素子としてのキャパシタ 8 2 の一端が接続され、キャパシタ 8 2 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 8 3 が接続されている。上記のキャパシタ 9 2 , 9 4 , 9 6 とマイクロストリップ線路 9 1 , 9 3 , 9 5 , 9 7 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 1 0 4 の他端は共振器としてのマイクロストリップ線路 1 0 5 の中央部にタップ接続され、マイクロストリップ線路 1 0 5 には結合素子としてのキャパシタ 1 0 6 の一端が接続されている。キャパシタ 1 0 6 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 1 0 7 の中央部にタップ接続されている。上記のキャパシタ 1 0 4 , 1 0 6 とマイクロストリップ線路 9 1 , 1 0 5 , 1 0 7 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 】

【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}^e と $-C_{in1}^e$ 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}^e と $-C_{in2}^e$ 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}^e と $-C_{in3}^e$ 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プパラメータ $b_{11}^m, b_{21}^m, b_{31}^m$ 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プパラメータ $\omega_{01} C_{r1}, \omega_{02} C_{r2}, \omega_{03} C_{r3}$ 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】

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

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

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

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

$$\begin{aligned}
B_{in31}^m \Big|_{\omega=\omega_{03}} &= B_{r31}^m + \omega_{03}(C_{in3}^{em} + C_{g31}) \\
&= \frac{\tan \beta_{31}^m l_{311}^m + \tan \beta_{31}^m l_{312}^m}{Z_{21}^m} + \omega_{03}(C_{in3}^{em} + C_{g31}) \\
&= 0
\end{aligned} \tag{44}$$

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

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】

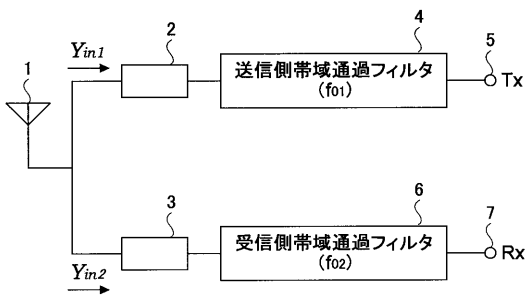
図17及び図18から、各通過帯域において、所望の特性が得られていることを確認できる。更に、図20に示す結果から各中心周波数 f_{01} 、 f_{02} 、 f_{03} に減衰極を配置した効果により高いアイソレーション特性が実現できていることを確認できた。

【0075】

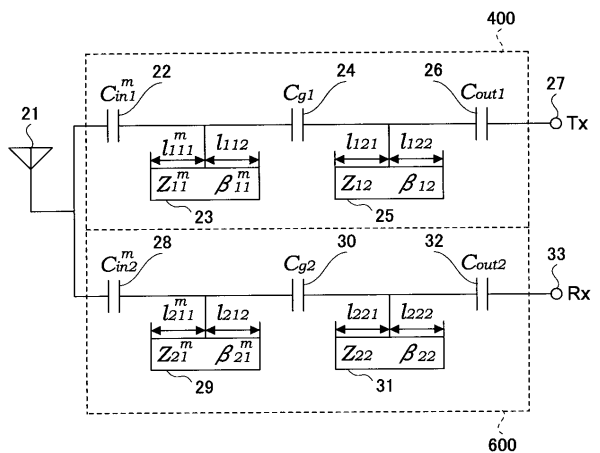
[その他]

なお、本国際出願は、2005年9月5日に提出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。

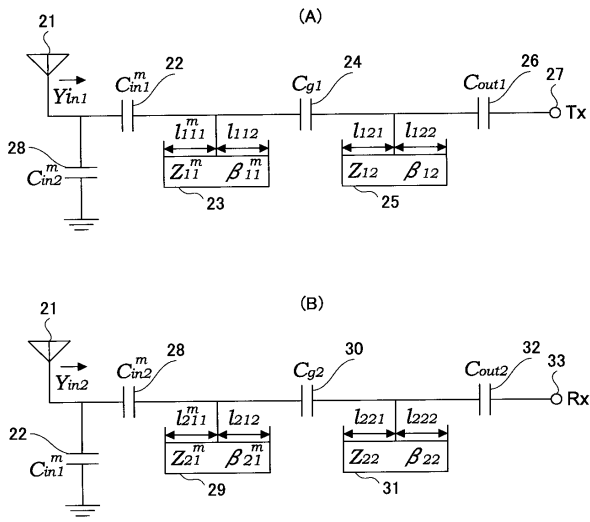
【図1】



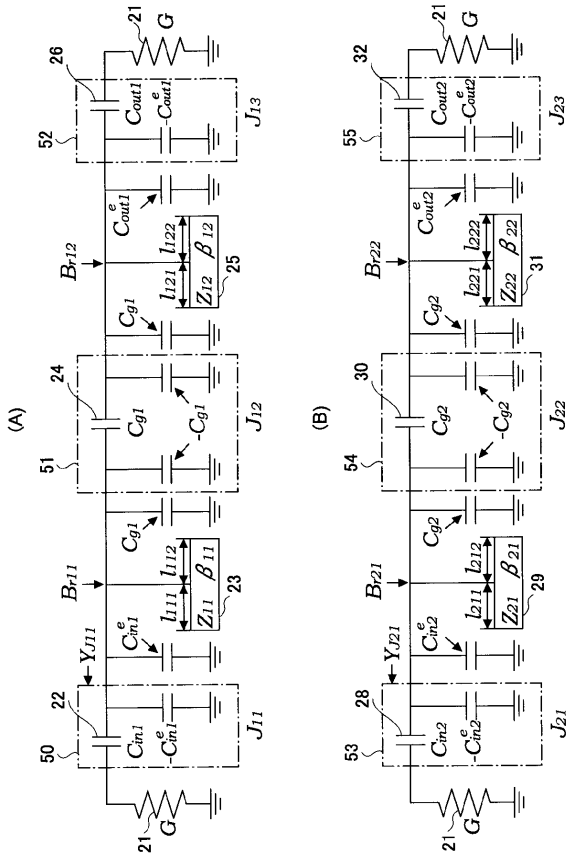
【図2】



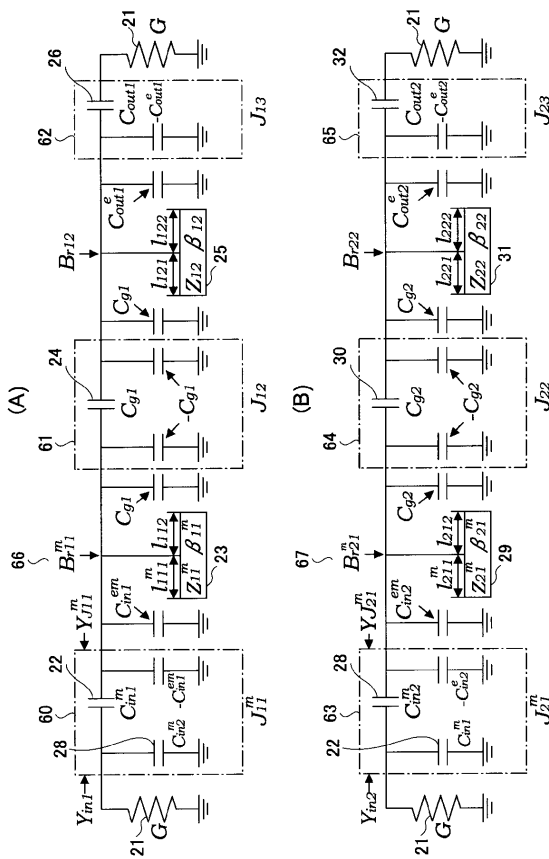
【図3】



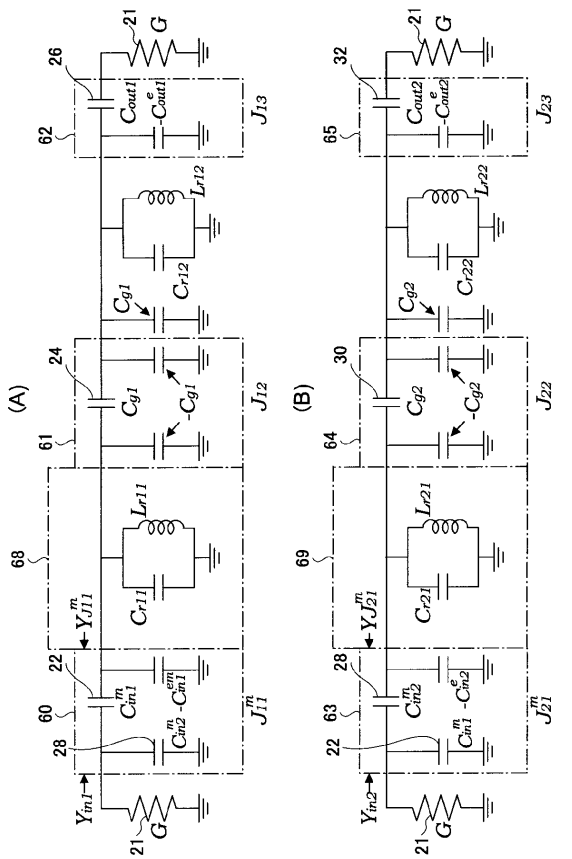
【図4】



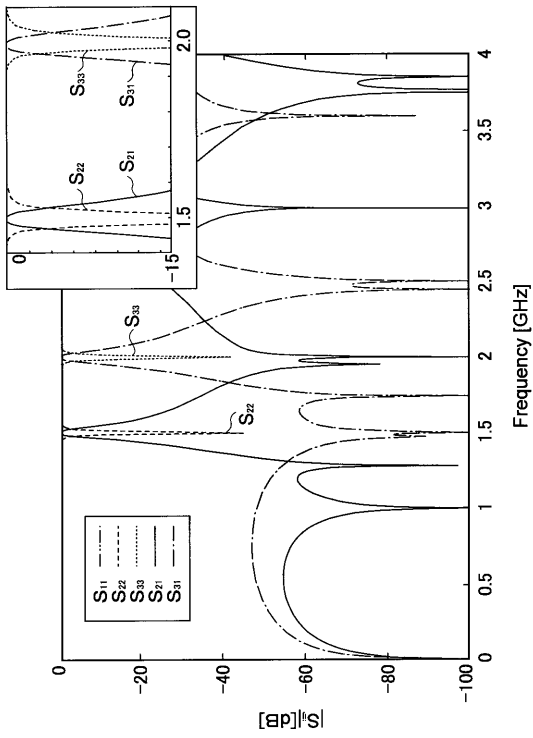
【図5】



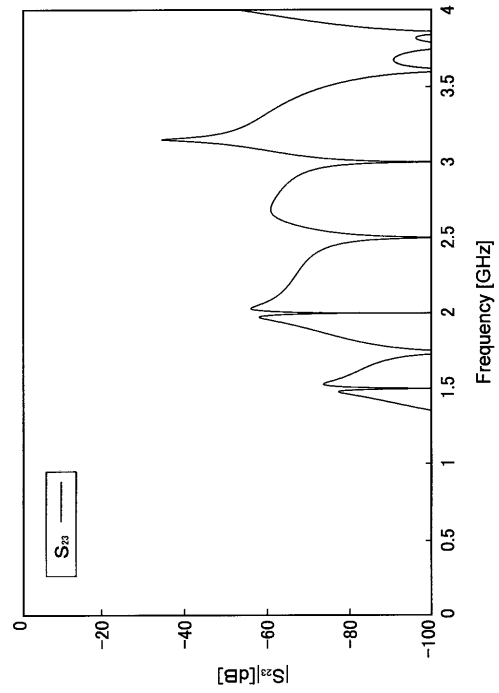
【図6】



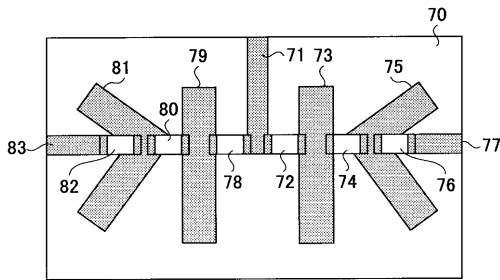
【 図 7 】



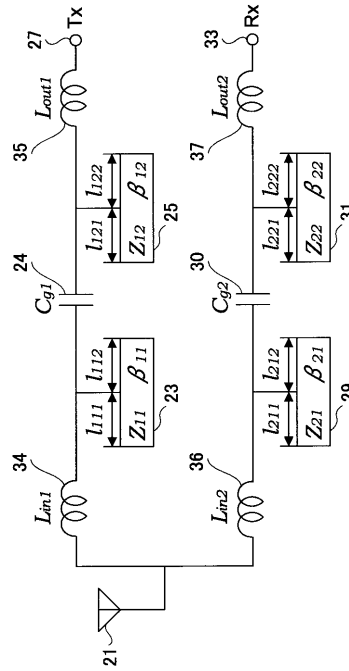
【 図 8 】



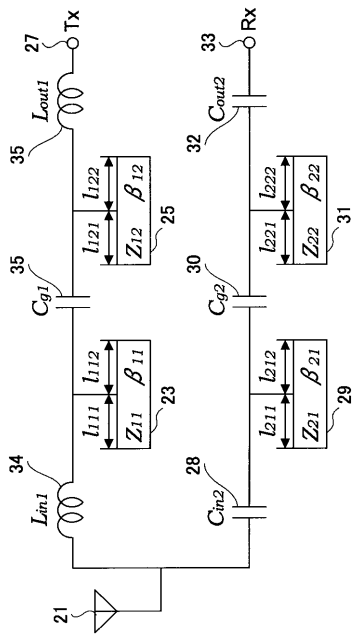
【 図 9 】



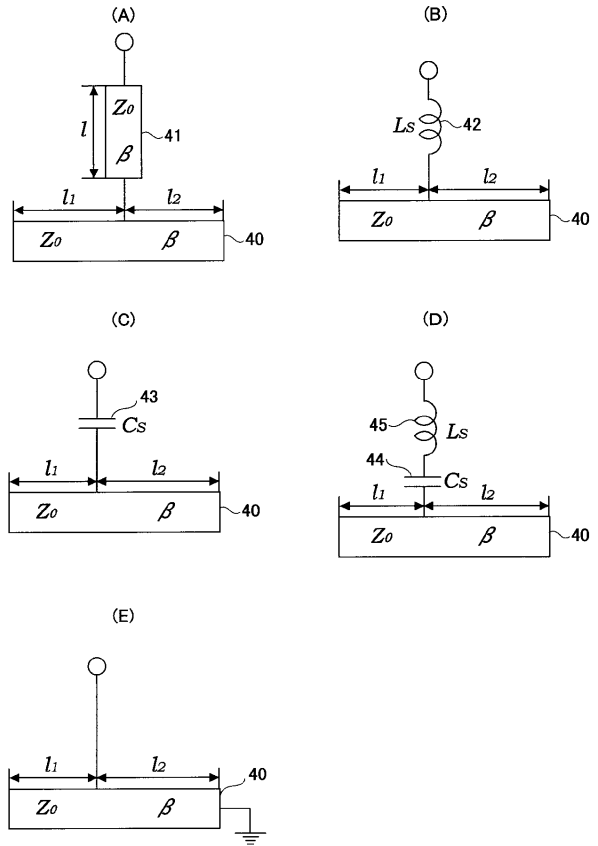
【 図 10 】



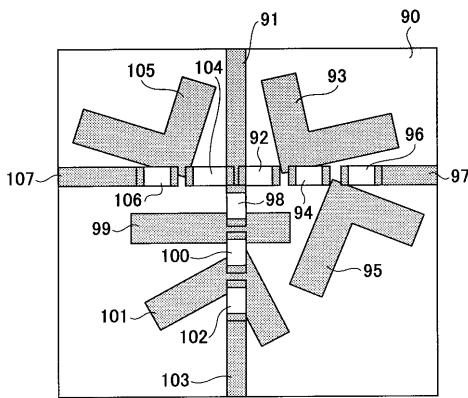
【図 1 1】



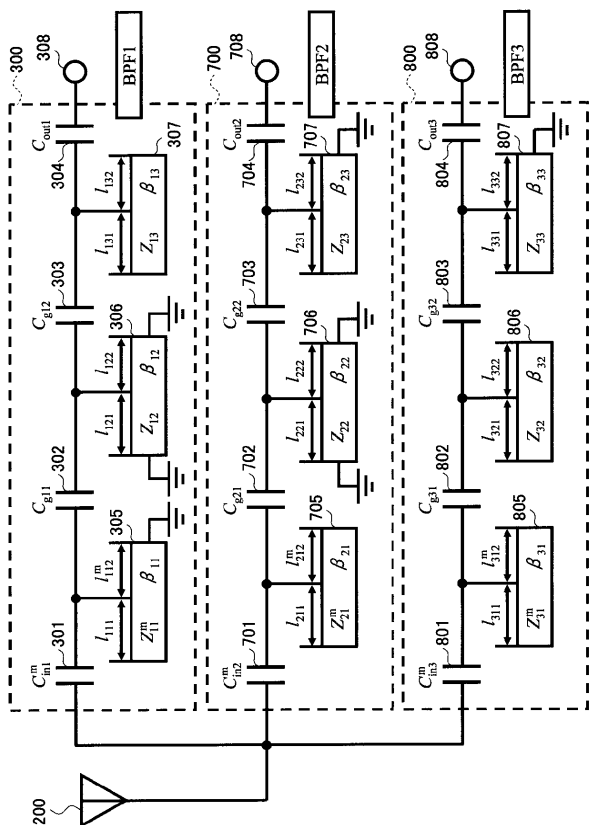
【図 1 2】



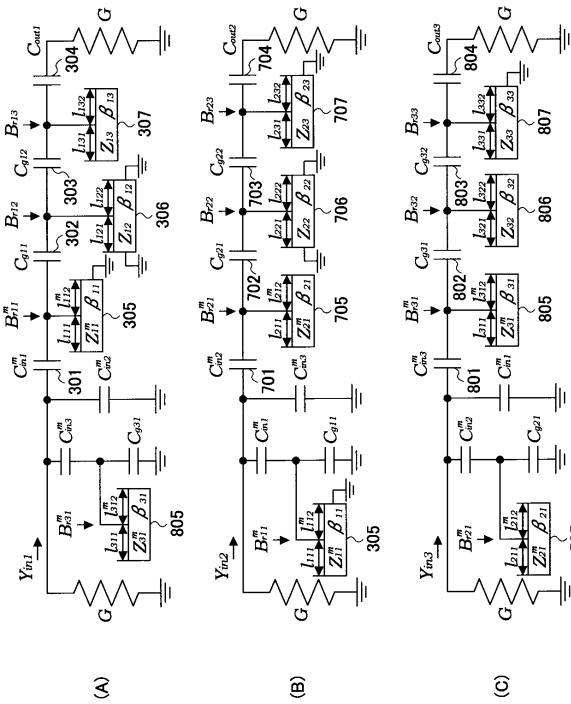
【図 1 3】



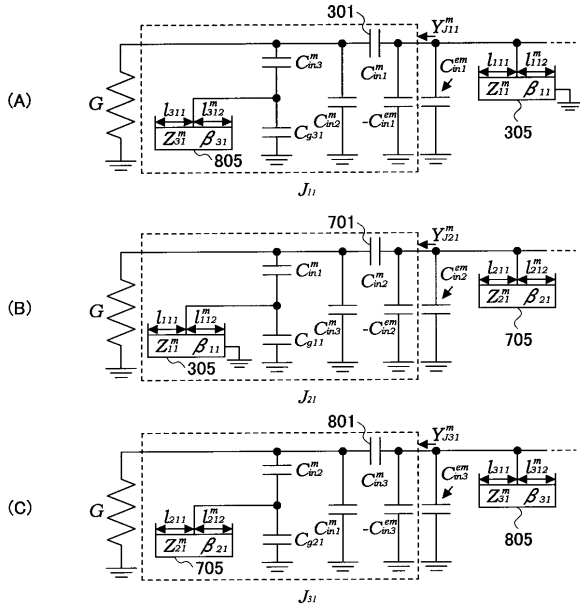
【図 1 4】



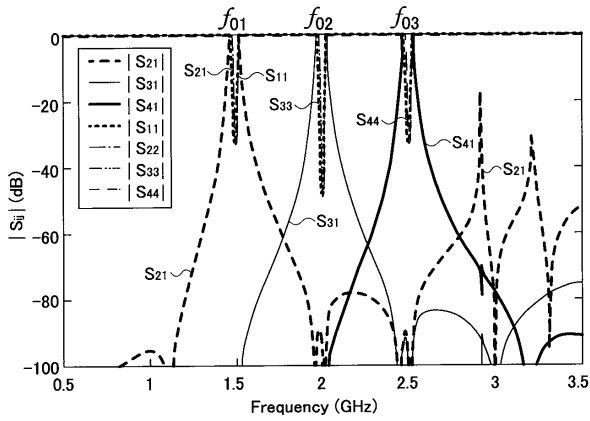
【 図 15 】



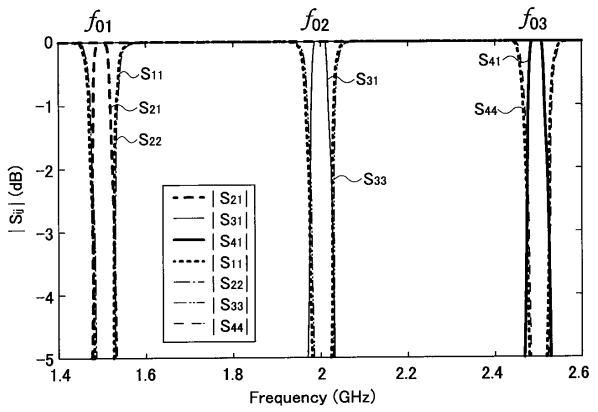
【 図 16 】



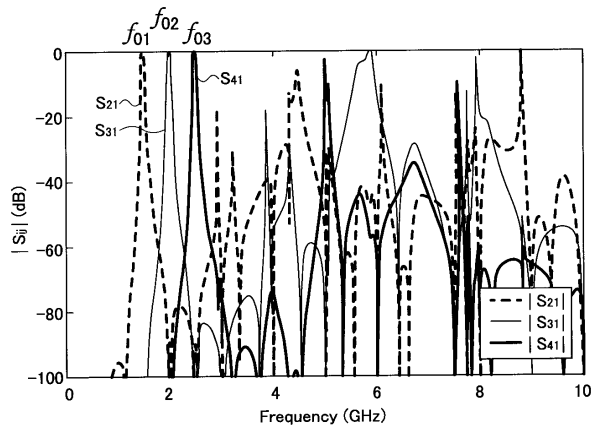
【 図 17 】



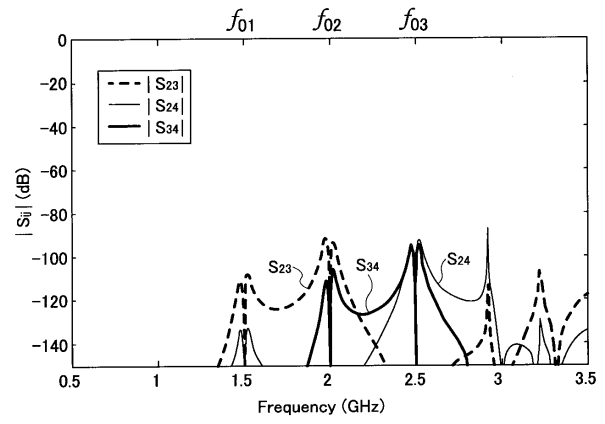
【 図 18 】



【 図 19 】



【 図 20 】



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開昭62-040810(JP,A)
特開2002-280862(JP,A)
特開平11-340706(JP,A)
特開2001-332906(JP,A)
和田光司(外3名),「各種 / 2共振器で構成された有極型BPFによるデュプレクサの特性改善に関する検討」,電子情報通信学会技術研究報告,2004年 9月 8日,Vol.104,No.297,pp.5-10,MW2004-140

(58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)

H01P 1/213
H01P 1/20
H03H 7/46