

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2008年5月29日 (29.05.2008)

PCT

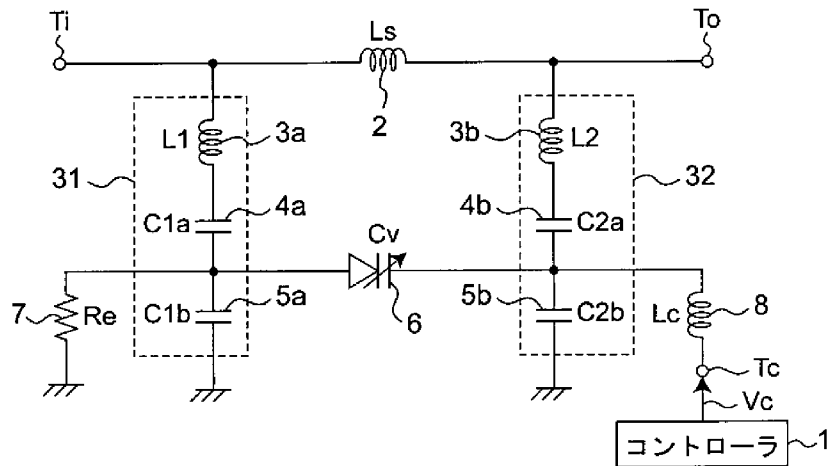
(10) 国際公開番号
WO 2008/062753 A1

- (51) 国際特許分類: *H03H 7/01* (2006.01) *H04B 1/18* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2007/072378
- (22) 国際出願日: 2007年11月19日 (19.11.2007)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2006-312591
2006年11月20日 (20.11.2006) JP
特願 2006-312593
2006年11月20日 (20.11.2006) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 松下電器産業株式会社 (MATSUSHITA ELECTRIC INDUSTRIAL CO., LTD.) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真1006番地 Osaka (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 山川 岳彦 (YAMAKAWA, Takehiko). 岡島 利幸 (OKAJIMA, Toshiyuki). 中塚 宏 (NAKATSUKA, Hiroshi). 大西 慶治 (ONISHI, Keiji).
- (74) 代理人: 田中 光雄, 外 (TANAKA, Mitsuo et al.); 〒5400001 大阪府大阪市中央区城見1丁目3番7号 IMPビル 青山特許事務所 Osaka (JP).
- (81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, 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,

[続葉有]

(54) Title: FILTER DEVICE

(54) 発明の名称: フィルタ装置



1 - CONTROLLER

(57) Abstract: A high frequency filter includes an inductor (2); a serial resonance circuit (31) including an inductor (3a) and capacitors (4a, 5a); a serial resonance circuit (32) including an inductor (3b) and capacitors (4b, 5b), and a varactor diode (6) connected between a connecting point between the capacitor (4a) and the capacitor (5a) and a connecting point between the capacitor (4b) and the capacitor (5b). The controller (1) changes two attenuation pole frequencies of the filter device at the same time by changing the capacitance value of the varactor diode (6).

(57) 要約: 高周波フィルタは、インダクタ (2) と、インダクタ (3a) とキャパシタ (4a, 5a) とを含む直列共振回路 (31) と、インダクタ (3b) とキャ

[続葉有]



WO 2008/062753 A1



SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US,
UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

IS, IT, LT, LU, LV, MC, MT, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK,
TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW,
ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可
能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD,
SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY,
KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG,
CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE,

添付公開書類:

- 国際調査報告書
- 補正書・説明書

パシタ (4 b, 5 b) とを含む直列共振回路 (3 2) と、キャパシタ (4 a) とキャパシタ (5 a) との接続点と
キャパシタ (4 b) とキャパシタ (5 b) との接続点との間に接続されたバラクタダイオード (6) とを含む。コ
ントローラ (1) は、バラクタダイオード (6) の容量値を変化することにより、上記フィルタ装置の 2 つの減衰
極周波数を同時に変化させる。

明 細 書

フィルタ装置

技術分野

[0001] 本発明は、フィルタ装置に関し、特に、携帯電話機及び携帯型のデジタルテレビジョン放送受信機などの移動体に搭載される無線通信回路に用いられ減衰極を有するフィルタ装置と、上記フィルタ装置を備えた無線通信装置に関する。

背景技術

[0002] 近年、携帯電話機又は携帯型のデジタルテレビジョン放送受信機などの携帯型の電子機器に内蔵される部品は、より小型で低電力損失であることが要求されている。例えば、上記電子機器に搭載される無線通信回路において用いられるフィルタは、小型でかつ挿入損失が小さいことが要求される。これらの要求に応えるフィルタとして、特許文献1及び2に、減衰極を有する高周波フィルタが記載されている。

[0003] 特許文献1:特開平1-238321号公報。

特許文献2:特開2003-60408号公報。

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0004] 例えば、デジタルテレビジョン放送受信機において、受信する希望波であるデジタルテレビジョン放送の所望チャンネルの中心周波数と中間周波数との差であるローカル周波数の整数倍の周波数、特に、奇数倍の周波数が他のシステムで用いられる周波数と重なった場合、その周波数の信号である妨害波を大きく減衰させる必要がある。このとき、必要とされる減衰量は、妨害波のレベルとデジタルテレビジョン放送受信機の無線受信用集積回路の性能による希望信号対干渉信号比(Desired-to-Undesired Ratio(DU))に基づいて決定される。

[0005] 現在のデジタルテレビジョン放送受信機では、中間周波フィルタを省くことが可能なLow-IF方式が広く採用され、中間周波数は数百kHzに設定されることが多い。従って、妨害波を考慮するGHz帯では、希望波の中心周波数とローカル周波数の差は中間周波数である数百kHzに比較的近い。

[0006] ここで、近似的にローカル周波数と希望波の中心周波数が同一であると仮定して、信号を減衰させるべき周波数の例を計算すると、以下のようになる。例えば、所望チャンネルがデジタルテレビジョン放送の30チャンネルから33チャンネルまでの場合、希望波の中心周波数は575.14MHzから593.14MHzまでであり、希望波の中心周波数の3倍の周波数が、GSM(Global System for mobile communication) 1800(Band-III)のアップリンクの1710MHzから1785MHzの周波数帯と重なる。また、所望チャンネルがデジタルテレビジョン放送の35チャンネルから38チャンネルの場合、希望波の中心周波数は605.14MHzから623.14MHzまでであり、希望波の中心周波数の3倍の周波数が、GSM1800(Band-III)のダウンリンクの1805MHzから1880MHzの周波数帯と重なる。さらに、所望チャンネルがデジタルテレビジョン放送の40チャンネルの場合、希望波の中心周波数は635.14MHzであり、希望波の中心周波数の3倍の周波数が、日本国内のPHS(Personal Handyphone System)の1893MHzから1919MHzの周波数帯域と重なり、所望チャンネルがデジタルテレビジョン放送の41チャンネルから44チャンネルの場合、希望波の中心周波数は641.14MHzから659.14MHzまでであり、希望波の中心周波数の3倍の周波数が、UMTS(Universal Mobile Telephone Service) 2.0GHz(Band-I)のアップリンクの1920MHzから1980MHzの周波数帯と重なる。すなわち、所望チャンネルがデジタルテレビジョン放送の30チャンネルから41チャンネルまでの高い周波数のチャンネルの場合、1.7GHzから2GHzの周波数帯の信号を大きく減衰させる必要がある。

[0007] 一方、より低い所望チャンネルについて同様に、減衰させるべき信号の周波数の例を計算すると、以下のようになる。所望チャンネルがデジタルテレビジョン放送の14チャンネル及び15チャンネルの場合、希望波の中心周波数はそれぞれ479.14MHz及び485.14MHzであり、希望波の中心周波数の3倍の周波数が、PDC(Personal Digital Cellular) 1.5GHzやCDMA(Code Division Multiple Access) 1.5GHzのアップリンクの1429MHzから1453MHzの周波数帯と重なる。また、所望チャンネルがデジタルテレビジョン放送の17チャンネルの場合、希望波の中心周波数は497.14MHzであり、希望波の中心周波数の3倍の周波数が、PDC1.5GHzやCDMA1.5GHzのダウンリンクの1477MHzから1501MHzの周波数帯と重なる。すなわち、

所望チャンネルがデジタルテレビジョン放送の14チャンネル、15チャンネル及び17チャンネルのような低い周波数のチャンネルの場合、1.4GHzから1.5GHzの周波数帯の信号を減衰させる必要がある。

[0008] 以上のように、デジタルテレビジョン放送の所望チャンネルによって、信号を減衰させるべき周波数及び減衰量が異なる。しかしながら、従来技術に係る複数の減衰極を有するフィルタ装置は、当該複数の減衰極の減衰極周波数を所望チャンネルに応じて変化するために、複数の可変容量素子を備えたので、フィルタ装置が比較的大型化し、製造コストが大きくなるという課題があった。

[0009] また、一般に、複数の減衰極を有するフィルタ装置において、通過帯域の近傍に1つの減衰極が配置される。このため、従来技術に係る減衰極を有するフィルタ装置において、当該フィルタ装置の通過帯域に最も近い減衰極によって、通過帯域において電力の損失が生じ、かつ当該フィルタ装置の阻止帯域では上述の必要とされる減衰量が得られないという課題があった。

[0010] 本発明の第1の目的は以上の問題点を解決し、従来技術に比較して小型かつ製造コストが小さく、かつ複数の減衰極周波数を同時に変化できるフィルタ装置及び上記フィルタ装置を備えた無線通信装置を提供することにある。

[0011] また、本発明の第2の目的は以上の問題点を解決し、従来技術に比較して、通過帯域における電力損失を小さくし、かつ阻止帯域における減衰量を大きくできるフィルタ装置及び上記フィルタ装置を備えた無線通信装置を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0012] 第1の発明に係るフィルタ装置は、第1の端子及び第2の端子を備えたフィルタ装置において、

上記第1の端子と上記第2の端子との間に接続されたリアクタンス素子と、

上記第1の端子と上記リアクタンス素子の一端との間の接続点と、接地との間に接続され、第1のインダクタと少なくとも1つの第1のキャパシタとを各接続点を介して直列に接続してなる第1の直列共振回路と、

上記第2の端子と上記リアクタンス素子の他端との間の接続点と、接地との間に接続され、第2のインダクタと少なくとも1つの第2のキャパシタとを各接続点を介して直

列に接続してなる第2の直列共振回路と、

上記第1の直列共振回路の各接続点のうちの1つの接続点と、上記第2の直列共振回路の各接続点のうちの1つの接続点との間に接続された第3のキャパシタとを備え、

上記第1、第2及び第3のキャパシタのいずれか1つは可変容量素子であり、

上記可変容量素子は少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタを介して上記第2の端子に接続され、

上記可変容量素子の容量値を変化することにより、上記フィルタ装置の2つの減衰極周波数を同時に変化させるように制御する制御手段を備えたことを特徴とする。

[0013] 上記フィルタ装置において、

上記第3のキャパシタは上記可変容量素子であり、

上記可変容量素子の一端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ上記可変容量素子の他端は少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする。

[0014] また、上記フィルタ装置において、上記第3のキャパシタは上記可変容量素子であり、

上記可変容量素子の一端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ少なくとも上記第1の直列共振回路の上記第1のインダクタを介して接地され、

上記可変容量素子の他端は、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする。

[0015] さらに、上記フィルタ装置において、上記第3のキャパシタは、第4のキャパシタと、上記可変容量素子との直列接続回路にてなり、

上記可変容量素子の一端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ少なくとも上記第1の直列共振回路の上記第1のインダクタを介して接地され、

上記可変容量素子の他端は、上記第4のキャパシタと、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタとを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする。

[0016] またさらに、上記フィルタ装置において、上記第1の直列共振回路は複数の第1のキャパシタを含み、

上記複数の第1のキャパシタは上記可変容量素子を含み、

上記可変容量素子の一端は接地され、

上記可変容量素子の他端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ第3のキャパシタと、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタとを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする。

[0017] また、上記フィルタ装置において、上記可変容量素子の他端はさらに、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のインダクタを介して接地されることを特徴とする。

[0018] 第2の発明に係るフィルタ装置は、第1の端子及び第2の端子を備えたフィルタ装置において、

上記第1の端子と上記第2の端子との間に接続されたリアクタンス素子と、

上記第1の端子と上記リアクタンス素子の一端の接続点と接地との間に接続され、第1のインダクタと第1のキャパシタとを含む第1の直列共振回路と、

上記第2の端子と上記リアクタンス素子の他端の接続点と接地との間に接続され、第2のインダクタと第2のキャパシタとを含む第2の直列共振回路と、

上記第1の直列共振回路と上記第2の直列共振回路の接続点と接地との間に接続された可変容量素子と、

上記可変容量素子の容量値を変化することにより、上記フィルタ装置の2つの減衰極周波数を同時に変化させるように制御する制御手段とを備えたことを特徴とする。

[0019] 第3の発明に係るフィルタ装置は、第1の端子及び第2の端子を備え、所定の通過帯域を有するフィルタ装置において、

上記第1の端子と上記第2の端子との間に接続されたリアクタンス素子と、

上記第1の端子と上記リアクタンス素子の一端の接続点と接地との間に接続され、

第1の容量値を有する第1のキャパシタ及び第1のインダクタンス値を有する第1のインダクタを含み、かつ上記第1の容量値と上記第1のインダクタンス値との積に基づいて決定される第1の共振周波数を有する第1の直列共振回路と、

上記第2の端子と上記リアクタンス素子の他端の接続点と接地との間に接続され、第2の容量値を有する第2のキャパシタ及び第2のインダクタンス値を有する第2のインダクタを含み、かつ上記第2の容量値と上記第2のインダクタンス値との積に基づいて決定される第2の共振周波数を有する第2の直列共振回路とを備え、

上記第1及び第2の共振周波数は、上記第1の共振周波数が上記第2の共振周波数よりも上記通過帯域に近くなるように設定され、かつ上記第1のインダクタンス値を上記第1の容量値で割った値は上記第2のインダクタンス値を上記第2の容量値で割った値より大きくなるように設定されることを特徴とする。

[0020] 上記フィルタ装置において、上記第1のキャパシタ及び上記第2のキャパシタの少なくとも一方は、第3のキャパシタと可変容量素子との直列接続回路にてなることを特徴とする。

[0021] 第4の発明に係る無線通信装置は、上記フィルタ装置であって、アンテナで受信された無線受信信号をろ波するフィルタ装置と、

上記フィルタ装置からの無線受信信号を増幅して出力する増幅手段と、

上記増幅手段からの信号をベースバンド信号に復調して出力する復調手段とを備えたことを特徴とする。

発明の効果

[0022] 第1及び第2の発明に係るフィルタ装置及び上記フィルタ装置を備えた無線通信装置によれば、1つの可変容量素子の容量値を変化することにより、フィルタ装置の2つの減衰極周波数を同時に変化させるので、複数の可変容量阻止を備えた従来技術に係るフィルタ装置に比較して小型でかつ製造コストが小さい。

[0023] また、第3の発明に係るフィルタ装置及び上記フィルタ装置を備えた無線通信装置によれば、第1の減衰極周波数と第2の減衰極周波数のうち、上記フィルタ装置の通過帯域に近い一方の減衰極周波数は第1の共振周波数に設定され、他方の減衰極周波数は第2の共振周波数に設定され、かつ第1のインダクタンス値を第1の容量値

で割った値は第2のインダクタンス値を第2の容量値で割った値より大きく設定される。従って、従来技術に比較して、通過帯域での電力損失が小さく、かつ阻止帯域での減衰量が大きい。

図面の簡単な説明

- [0024] [図1]本発明の第1の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。
- [図2]図1の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。
- [図3]図1の高周波フィルタと等価な回路を示す回路図である。
- [図4]図3の高周波フィルタと等価な回路を示す回路図である。
- [図5]図4の高周波フィルタと等価な回路を示す回路図である。
- [図6]図5の高周波フィルタと等価な回路を示す回路図である。
- [図7]図6の高周波フィルタと等価な回路を示す回路図である。
- [図8]図7の高周波フィルタと等価な回路を示す回路図である。
- [図9]本発明の第2の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。
- [図10]図9の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。
- [図11]本発明の第3の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。
- [図12]図11の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。
- 。
- [図13]本発明の第4の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。
- [図14]図13の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。
- 。
- [図15]本発明の第5の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。
- [図16]図15の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。
- 。

[図17]本発明の第6の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。

[図18]図17の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。

。

[図19]本発明の第7の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。

[図20]図19の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。

。

[図21]本発明の第8の実施形態に係る高周波フィルタの回路図である。

[図22]図21の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係及び従来例に係る高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。

[図23]図21の高周波フィルタから直列共振回路32fを削除してなる回路の周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。

[図24]図21の高周波フィルタから直列共振回路31fを削除してなる回路の周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。

[図25]本発明の第9の実施形態に係る高周波フィルタの回路図である。

[図26]図25の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係及び従来例に係る高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。

[図27]本発明の第10の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。

[図28]図27の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。

。

[図29]本発明の第11の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。

[図30]図29の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。

。

[図31]本発明の第12の実施形態に係る高周波フィルタの回路図である。

[図32]本発明の第13の実施形態に係る無線通信装置の構成を示すブロック図であ

る。

符号の説明

- [0025] 1…コントローラ、
2, 2a, 2b, 2c, 2-n, 3a, 3b, 3c, 3d, 3-n…インダクタ、
4a, 4b, 4c, 4d, 4-n, 5a, 5b, 5c, 5d, 9, 9a, 9b, 10a, 10b, 11a, 11b, 11c,
60, 60a, 61a, 61b, 62a, 62b…キャパシタ、
6, 6a, 6b, 6c, 6d…バラクタダイオード、
7, 7a…抵抗、
8, 8a, 8b, 8c, 8d…チョークコイル、
31, 31a, 31b, 31c, 31d, 31f, 31g, 31-n, 32, 32a, 32b, 32c, 32d, 32e, 3
2f, 32g, 33, 33g, 33f, 34g…直列共振回路、
61…直列接続回路、
63～69…リアクタンス素子、
72…フィルタ、
73…低雑音増幅器、
74…アナログ／デジタル変換器、
75…復号処理回路、
Tc, Tc1, Tc2, Tc3, Tc4…制御端子、
Ti…入力端子、
To…出力端子。

発明を実施するための最良の形態

- [0026] 以下、本発明に係る実施形態について図面を参照して説明する。なお、同様の構成要素については同一の符号を付している。
- [0027] 以下の第1から第12の実施形態に係る高周波フィルタは、周波数が470MHzから770MHzのデジタルテレビジョン放送の信号を受信するデジタルテレビジョン放送受信機にそれぞれ搭載される。
- [0028] 第1の実施形態.

図1は、本発明の第1の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図

である。図1において、第1の実施形態に係る高周波フィルタは、コントローラ1と、入力端子Tiと出力端子Toとの間に接続されたインダクタ2と、入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31と、出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32と、可変容量素子であるバラクタダイオード6と、抵抗7と、チョークコイル8とを備えて構成される。ここで、直列共振回路31は、インダクタ3aと、キャパシタ4aと、キャパシタ5aとをこの順序で直列接続した回路であり、インダクタ3aの一端は入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点に接続され、キャパシタ5aの一端は接地される。また、直列共振回路32は、インダクタ3bと、キャパシタ4bと、キャパシタ5bとをこの順序で直列接続した回路であり、インダクタ3bの一端は出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点に接続され、キャパシタ5bの一端は接地される。さらに、バラクタダイオード6のアノードは、キャパシタ4aとキャパシタ5aとの間の接続点及び抵抗7を介して接地され、バラクタダイオード6のカソードは、キャパシタ4bとキャパシタ5bとの間の接続点及び高周波阻止用のチョークコイル8を介して制御端子Tcに接続される。

[0029] 図1において、コントローラ1は、制御端子Tcに対して高周波阻止用のチョークコイル8を介して印加する直流電圧Vcを変化させることにより、バラクタダイオード6に印加する逆バイアス電圧を変化させる。これにより、コントローラ1は、バラクタダイオード6の容量値Cvを変化することにより、図1の高周波フィルタの2つの減衰極周波数を同時に変化させる。具体的には、コントローラ1は、直流電圧Vcを増加させることによりバラクタダイオード6に印加する逆バイアス電圧を増加させて、バラクタダイオード6の容量値Cvを減少させる。なお、キャパシタ4aは、直流電圧Vcの直流成分が入力端子Tiに漏洩しないように設けられる低周波阻止用のキャパシタであり、キャパシタ4bは、直流電圧Vcの直流成分が出力端子Toに漏洩しないように設けられる低周波阻止用のキャパシタである。また、抵抗7は、バラクタダイオード6のアノードを直流的に接地するために設けられる。

[0030] 次に、図2から図8を参照して、図1の高周波フィルタの動作を説明する。

[0031] 図3は、図1の高周波フィルタと等価な回路を示す回路図である。図3の回路は、デジタルテレビジョン放送の信号が含まれる高周波帯域において、図1の回路と等価で

ある。図3の高周波フィルタは、入力端子Tiと出力端子Toとの間に接続されたインダクタ2と、入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31と、出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32と、キャパシタ60とを備えて構成される。ここで、キャパシタ60は、キャパシタ4aとキャパシタ5aとの間の接続点とキャパシタ4bとキャパシタ5bとの間の接続点との間に接続される。

[0032] 次に、図3において、キャパシタ5a、60及び5bを π 型に接続してなる回路を、キャパシタ61a、61b及び60aをY型に接続してなる回路に等価変換することにより、図3の回路と等価な図4の回路が得られる。図4の高周波フィルタは、入力端子Tiと出力端子Toとの間に接続されたインダクタ2と、入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31aと、出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32aと、直列共振回路31aと直列共振回路32aの接続点と接地との間に接続されたキャパシタ60aとを備えて構成される。ここで、直列共振回路31aは、インダクタ3aと、キャパシタ4aと、キャパシタ61aとをこの順序で直列接続した回路であり、インダクタ3aの一端は入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点に接続され、キャパシタ61aの一端はキャパシタ60aの一端に接続される。また、直列共振回路32aは、インダクタ3bと、キャパシタ4bと、キャパシタ61bとをこの順序で直列接続した回路であり、インダクタ3bの一端は出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点に接続され、キャパシタ61bの一端はキャパシタ60aの一端に接続される。

[0033] 図4において、キャパシタ60aの容量値C0y、キャパシタ61aの容量値C1by及びキャパシタ61bの容量値C2byはそれぞれ、キャパシタ4aの容量値C1a、キャパシタ5aの容量値C1b、キャパシタ4bの容量値C2a、キャパシタ5bの容量値C2b及びキャパシタ60の容量値C0を用いて、以下の式で表される。

[0034] [数1]

$$C0y = \frac{C0 \times C1b + C1b \times C2b + C2b \times C0}{C0} \quad (1)$$

[0035] [数2]

$$C1by = \frac{C0 \times C1b + C1b \times C2b + C2b \times C0}{C2b} \quad (2)$$

[0036] [数3]

$$C2by = \frac{C0 \times C1b + C1b \times C2b + C2b \times C0}{C1b} \quad (3)$$

[0037] さらに、図4において、直列に接続されたキャパシタ4a及び61aを1つのキャパシタ62aに置き換え、かつ直列に接続されたキャパシタ4b及び61bを1つのキャパシタ62bに置き換えることにより、図4の回路と等価な図5の回路が得られる。ここで、キャパシタ62aの容量値C1及びキャパシタ62bの容量値C2は、それぞれ以下の式で表される。

[0038] [数4]

$$C1 = \frac{C1a \times C1by}{C1a + C1by} \quad (4)$$

[0039] [数5]

$$C2 = \frac{C2a \times C2by}{C2a + C2by} \quad (5)$$

[0040] ここで、図5の高周波回路は、入力端子Tiと出力端子Toとの間に接続されたインダクタ2と、入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31bと、出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32bと、直列共振回路31bと直列共振回路32bの接続点と接地との間に接続されたキャパシタ60aとを備えて構成される。ここで、直列共振回路31bは、インダクタ3aとキャパシタ62aとを含み、インダクタ3aの一端は入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点に接続され、キャパシタ62aの一端はキャパシタ60aの一端に接続される。また、直列共振回路32bは、インダクタ3bとキャパシタ62bとを含み、インダクタ3bの一端は出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点に接続され、キャパシタ62bの一端はキャパシタ60aの一端に接続される。

[0041] また、図6は、図5の回路を、直列共振回路31bのインピーダンスZ1を有するリアクタンス素子63、直列共振回路32bのインピーダンスZ2を有するリアクタンス素子64及びインダクタ2のインピーダンスZ3を有するリアクタンス素子65を用いて表記した

回路図である。ここで、インピーダンス $Z1$ 、 $Z2$ 及び $Z3$ はそれぞれ、インダクタ2のインダクタンス値 Ls 、インダクタ3aのインダクタンス値 $L1$ 、キャパシタ62aの容量値 $C1$ 、インダクタ3bのインダクタンス値 $L2$ 、キャパシタ62bの容量値 $C2$ 、キャパシタ60aの容量値 $C0y$ 、角周波数 ω 及び虚数単位 j を用いて、以下の式で表される。

[0042] [数6]

$$Z1 = j(\omega \times L1 - \frac{1}{\omega \times C1}) \quad (6)$$

[0043] [数7]

$$Z2 = j(\omega \times L2 - \frac{1}{\omega \times C2}) \quad (7)$$

[0044] [数8]

$$Z3 = j \times \omega \times Ls \quad (8)$$

[0045] さらに、図6においてリアクタンス素子63、64、65を π 型に接続してなる回路を、インピーダンス $Z1t$ 、 $Z2t$ 及び $Z3t$ をそれぞれ有するリアクタンス素子66、67、68をY型に接続してなる回路に等価変換することにより、図6の回路と等価な図7の回路が得られる。図7において、リアクタンス素子66及び67は、入力端子 Ti と出力端子 To との間に直列接続される。また、リアクタンス素子68は、リアクタンス素子66と67との接続点とキャパシタ60aとの間に接続される。ここで、インピーダンス $Z1t$ 、 $Z2t$ 及び $Z3t$ はそれぞれ、以下の式で表される。

[0046] [数9]

$$Z1t = \frac{Z1 \times Z3}{Z1 + Z2 + Z3} \quad (9)$$

[0047] [数10]

$$Z2t = \frac{Z2 \times Z3}{Z1 + Z2 + Z3} \quad (10)$$

[0048] [数11]

$$Z3t = \frac{Z1 \times Z2}{Z1 + Z2 + Z3} \quad (11)$$

[0049] さらに、図7において、リアクタンス素子68とキャパシタ60aとを直列接続してなる回

路を1つのリアクタンス素子69に等価変換することにより、図7の回路と等価な図8の回路が得られる。ここで、リアクタンス素子69のインピーダンスZ4は、以下の式で表される。

[0050] [数12]

$$Z4 = Z3t + \frac{1}{j \times \omega \times C0y} \quad (12)$$

[0051] 図8の回路において、インピーダンスZ4がゼロに等しくなるときに、2つの減衰極P1及びP2が形成される。従って、この2つの減衰極P1及びP2の減衰極周波数fp1及びfp2 (fp1 < fp2) はそれぞれ、図5の各構成要素の各インダクタンス値L1, L2, Ls及び各容量値C1, C2及びC0yを用いて、以下の式で表される。

[0052] [数13]

$$fp1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{A+B}} \quad (13)$$

[0053] [数14]

$$fp2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{A-B}} \quad (14)$$

[0054] ただし、定数A及びBはそれぞれ、以下の式で表される。

[0055] [数15]

$$A = \frac{D}{2 \times C0y \times C1 \times C2 \times L1 \times L2} \quad (15)$$

[0056] [数16]

$$B = \frac{\sqrt{D^2 - 4 \times C0y \times C1 \times C2 \times L1 \times L2 \times (C0y + C1 + C2)}}{2 \times C0y \times C1 \times C2 \times L1 \times L2} \quad (16)$$

[0057] ただし、定数Dは以下の式で表される。

[0058] [数17]

$$D = (C0y + C2) \times C1 \times L1 + (C0y + C1) \times C2 \times L2 + C1 \times C2 \times Ls \quad (17)$$

[0059] 容量値C0y, C1, C2はそれぞれ、式(1), (4), (5)のように、図3の各キャパシタ60, 4s, 4b, 5a, 5bの容量値C0, C1a, C1b, C2a, C2bを用いて表されるので、図

3の高周波フィルタの減衰極周波数 f_{p1} 及び f_{p2} は、図3の各キャパシタ60, 4s, 4b, 5a, 5bの容量値 $C_0, C_{1a}, C_{1b}, C_{2a}, C$ 及び各インダクタ2, 3a, 3bのインダクタンス値 L_s, L_1, L_2 を用いて表される。従って。図3の高周波フィルタの減衰極周波数 f_{p1} 及び f_{p2} を、図3の構成要素の素子値を制御することにより、制御できる。図1の高周波回路は図3の回路と等価であり、図3のキャパシタ60をバラクタダイオード6に置き換え、当該バラクタダイオード6の容量値 C_v を制御することにより、2つの減衰極周波数 f_{p1} 及び f_{p2} を制御するように構成したものである。

[0060] 図2は、図1の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図2において、特性101は、インダクタ2のインダクタンス値 L_s を18.0nHに、インダクタ3aのインダクタンス値 L_1 を3.0nHに、キャパシタ4a, 5aの各容量値 C_{1a}, C_{1b} をそれぞれ4.2pFに、インダクタ3bのインダクタンス値 L_2 を13.2nHに、キャパシタ4b, 5bの各容量値 C_{2a}, C_{2b} をそれぞれ4.0pFに設定し、かつバラクタダイオード6の容量値 C_v を0.5pFに設定するように直流電圧 V_c を設定したときの図1の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。また、特性102は、バラクタダイオード6の容量値 C_v を0.1pFに設定するように直流電圧 V_c を設定し、かつその他の素子値を特性101における素子値と同一の値にそれぞれ設定したときの図1の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。

[0061] なお、本実施形態及び以下の各実施形態において、高周波フィルタに入力されるデジタルテレビジョン放送の信号の周波数帯域である470MHzから770MHzを考慮して、バラクタダイオード6のアノードを直流的に接地するために設けられる抵抗7の抵抗値 R_e は10k Ω より大きく、かつ高周波阻止用のインダクタ8のインダクタンス値 L_c は10 μ Hより大きく設定される。好ましくは、高周波信号の漏れの影響をできるだけ小さくするために、抵抗値 R_e 及びインダクタンス値 L_c をできるだけ大きい値に設定する。

[0062] 図2に示すように、図1の高周波フィルタは低域側の減衰極P1及び高域側の減衰極P2を有するローパスフィルタである。図2から明らかなように、バラクタダイオード6の容量値 C_v を減少させることにより、減衰極P1の減衰極周波数 f_{p1} は高くなり、かつ減衰極P2の減衰極周波数 f_{p2} は低くなる。

[0063] 以上詳述したように、第1の実施形態に係る高周波フィルタによれば、1つのバラクタダイオード6の容量値 C_v を変化することにより、2つの減衰極周波数 f_{p1} 及び f_{p2} を同時に変化させることができるので、複数の可変容量素子を備えた従来技術に係るフィルタ装置と比較して、高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できるという特有の効果を奏する。また、上述のように、デジタルテレビジョン放送の所望チャンネルによって信号を減衰させるべき周波数が異なるが、本実施形態に係る高周波フィルタによれば、1つの高周波フィルタを用いて、異なる複数組の減衰極周波数を提供できるので、減衰極周波数を変化できない従来技術に係る高周波フィルタと比較して、直列共振回路の個数を削減して高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できるという特有の効果を奏する。

[0064] なお、直列共振回路31において、インダクタ3aとキャパシタ4aを入れ替えて接続してもよく、直列共振回路32において、インダクタ3bとキャパシタ4bを入れ替えて接続してもよい。また、図1の高周波フィルタは、2つの直列共振回路31及び32を備えているが、本発明はこれに限らず、3つ以上の複数の直列共振回路を備えてもよい(例えば、後述する第7の実施形態に係る高周波フィルタを参照。)

[0065] 第2の実施形態.

図9は、本発明の第2の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。図9において、第2の実施形態に係る高周波フィルタは、コントローラ1と、入力端子 T_i と出力端子 T_o との間に接続されたインダクタ2と、入力端子 T_i とインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31と、出力端子 T_o とインダクタ2の他端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32cと、キャパシタ9と、チョークコイル8とを備えて構成される。ここで、直列共振回路32cは、インダクタ3bと、キャパシタ4bと、バラクタダイオード6とをこの順序で直列接続した回路であり、インダクタ3bの一端は出力端子 T_o とインダクタ2の他端との接続点に接続される。また、バラクタダイオード6のアノードは接地される一方、そのカソードは、高周波阻止用のチョークコイル8を介して制御端子 T_c に接続される。さらに、キャパシタ9は、キャパシタ4aとキャパシタ5aとの接続点とキャパシタ4bとバラクタダイオード6との接続点の間に接続される。

[0066] 図9に示すように、第2の実施形態に係る高周波フィルタは、図1の第1の実施形態に係る高周波フィルタに比較して、直列共振回路32に代えて、キャパシタ4b及びバラクタダイオード6を含む直列共振回路32cを備えたことを特徴としている。ここで、バラクタダイオード6のアノードが接地され、バラクタダイオード6のカソードはキャパシタ9及び直列共振回路31のキャパシタ4aを介して入力端子Tiに接続されかつ直列共振回路32cのキャパシタ4bを介して出力端子Toに接続される。従って、直流電圧Vcの直流成分は入力端子Ti及び出力端子Toに漏洩せず、かつ図1の高周波フィルタの抵抗7を省ける。

[0067] 図10は、図9の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図10において、特性103は、インダクタ2のインダクタンス値Lsを18.0nHに、インダクタ3aのインダクタンス値L1を3.0nHに、キャパシタ4a, 5aの各容量値C1a, C1bをそれぞれ4.2pFに、インダクタ3bのインダクタンス値L2を13.2nHに、キャパシタ4bの容量値C2aを4.0pFに、キャパシタ9の容量値Cbyを0.5pFに設定し、かつバラクタダイオード6の容量値Cvを4.0pFに設定するように直流電圧Vcを設定したときの図9の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。また、特性104は、バラクタダイオード6の容量値Cvを3.0pFに設定するように直流電圧Vcを設定し、かつその他の素子値を特性103における素子値と同一の値にそれぞれ設定したときの図9の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。

[0068] 図10に示すように、図9の高周波フィルタは低域側の減衰極P1及び高域側の減衰極P2を有するローパスフィルタである。また、図10から明らかなように、バラクタダイオード6の容量値Cvを減少させることにより、減衰極P1の減衰極周波数fp1は高くなり、かつ減衰極P2の減衰極周波数fp2は高くなる。

[0069] 以上詳述したように、第2の実施形態に係る高周波フィルタによれば、1つのバラクタダイオード6の容量値Cvを変化することにより、2つの減衰極周波数fp1及びfp2を同時に変化させることができるので、複数の可変容量素子を備えた従来技術に係るフィルタ装置に比較して、高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できるという特有の効果を奏する。また、第1の実施形態に係る高周波フィルタに比較して、抵抗7を省くことができるので、さらに高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コス

トを軽減できる。

[0070] なお、直列共振回路31において、インダクタ3aとキャパシタ4aを入れ替えて接続してもよく、直列共振回路32cにおいて、インダクタ3bとキャパシタ4bを入れ替えて接続してもよい。

[0071] 第3の実施形態.

図11は、第3の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図であり、図5の回路と等価である。図11において、第3の実施形態に係る高周波フィルタは、コントローラ1と、入力端子Tiと出力端子Toとの間に接続されたインダクタ2と、入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31cと、出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32dと、直列共振回路31cと直列共振回路32dとの接続点と接地との間に接続されたバラクタダイオード6と、チョークコイル8とを備えて構成される。ここで、直列共振回路31cは、インダクタ3a及びキャパシタ10aを含み、インダクタ3aの一端は、入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点に接続される。また、直列共振回路32dは、インダクタ3b及びキャパシタ10bを含み、インダクタ3bの一端は、出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点に接続される。さらに、バラクタダイオード6のアノードは接地され、一方、そのカソードは直列共振回路31cと直列共振回路32dとの接続点とチョークコイル8とを介して制御端子Tcに接続される。

[0072] 図11において、バラクタダイオード6のカソードは、キャパシタ10aを介して入力端子Tiに接続され、かつキャパシタ10bを介して出力端子Toに接続されるので、直流電圧Vcの直流成分は、入力端子Ti及び出力端子Toに漏洩しない。

[0073] 図12は、図11の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図12において、特性105は、インダクタ2のインダクタンス値Lsを18.0nHに、インダクタ3aのインダクタンス値L1を3.0nHに、キャパシタ10aの容量値C1cを2.33pFに、インダクタ3bのインダクタンス値L2を13.2nHに、キャパシタ10bの容量値C2cを2.22pFに設定し、かつバラクタダイオード6の容量値Cvを41.8pFに設定するように直流電圧Vcを設定したときの図11の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。また、特性106は、バラクタダイオード6の容量値Cvを11.8p

Fに設定するように直流電圧 V_c を設定し、かつその他の素子値を特性105における素子値と同一の値にそれぞれ設定したときの図11の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。

[0074] 図12に示すように、図11の高周波フィルタは低域側の減衰極P1及び高域側の減衰極P2を有するローパスフィルタである。図12から明らかなように、バラクタダイオード6の容量値 C_v を減少させることにより、減衰極P1の減衰極周波数 f_{p1} は低くなり、かつ減衰極P2の減衰極周波数 f_{p2} は高くなる。

[0075] 以上詳述したように、第3の実施形態に係る高周波フィルタによれば、1つのバラクタダイオード6の容量値 C_v を変化することにより、2つの減衰極周波数 f_{p1} 及び f_{p2} を同時に変化させることができるので、複数の可変容量素子を備えた従来技術に係るフィルタ装置に比較して、高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できるという特有の効果を奏する。また、第1の実施形態に係る高周波フィルタに比較して、キャパシタの数を2つだけ削減しかつ抵抗7を省くことができるので、さらに高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できる。

[0076] なお、直列共振回路31cにおいて、インダクタ3aとキャパシタ10aを入れ替えて接続してもよく、直列共振回路32dにおいて、インダクタ3bとキャパシタ10bを入れ替えて接続してもよい。

[0077] 第4の実施形態.

図13は、本発明の第4の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。図13において、第4の実施形態に係る高周波フィルタは、コントローラ1と、入力端子 T_i と出力端子 T_o との間に接続されたインダクタ2と、入力端子 T_i とインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31dと、出力端子 T_o とインダクタ2の他端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32と、バラクタダイオード6と、チョークコイル8とを備えて構成される。ここで、直列共振回路31dはキャパシタ4aとインダクタ3aとを含む。また、バラクタダイオード6のアノードは、キャパシタ4aとインダクタ3aとの接続点とインダクタ3aとを介して接地される。さらに、バラクタダイオード6のカソードは、キャパシタ4bとキャパシタ5bとの接続点とチョークコイル8とを介して制御端子 T_c に接続される。

[0078] 図14に示すように、第4の実施形態に係る高周波フィルタは、図1の第1の実施形態に係る高周波フィルタに比較して、直列共振回路32に代えて、キャパシタ4a及びインダクタ3aを含む直列共振回路32dを備えたことを特徴としている。ここで、バラクタダイオード6のアノードは直列共振回路31dのキャパシタ4aを介して入力端子Tiに接続されかつ直列共振回路31dのインダクタ3aを介して接地される。また、バラクタダイオード6のカソードは、直列共振回路32のキャパシタ4bを介して出力端子Toに接続される。従って、直流電圧Vcの直流成分は、入力端子Ti及び出力端子Toに漏洩せず、図1の高周波フィルタに比較して、抵抗7を省くことができる。

[0079] 図14は、図13の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図14において、特性107は、インダクタ2のインダクタンス値Lsを18.0nHに、インダクタ3aのインダクタンス値L1を13.2nHに、キャパシタ4aの容量値C1aを2.0pFに、インダクタ3bのインダクタンス値L2を3.0nHに、キャパシタ4b, 5bの容量値C2a, C2bをそれぞれ4.2pFに設定し、かつバラクタダイオード6の容量値Cvを0.5pFに設定するように直流電圧Vcを設定したときの図13の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。また、特性108は、バラクタダイオード6の容量値Cvを0.1pFに設定するように直流電圧Vcを設定し、かつその他の素子値を特性107における素子値と同一の値にそれぞれ設定したときの図13の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。

[0080] 図14に示すように、図13の高周波フィルタは低域側の減衰極P1及び高域側の減衰極P2を有するローパスフィルタである。図14から明らかなように、バラクタダイオード6の容量値Cvを減少させることにより、減衰極P1の減衰極周波数fp1は高くなり、かつ減衰極P2の減衰極周波数fp2は高くなる。

[0081] 以上詳述したように、第4の実施形態に係る高周波フィルタによれば、1つのバラクタダイオード6の容量値Cvを変化することにより、2つの減衰極周波数fp1及びfp2を同時に変化させることができるので、複数の可変容量素子を備えた従来技術に係るフィルタ装置に比較して、高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できるという特有の効果を奏する。また、第1の実施形態に係る高周波フィルタに比較して、キャパシタの数を1つだけ削減しかつ抵抗7を省くことができるので、さらに高周波フ

フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できる。

[0082] なお、直列共振回路32eにおいて、インダクタ3bとキャパシタ4bを入れ替えて接続してもよい。

[0083] 第5の実施形態.

図15は、本発明の第5の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。図15において、第5の実施形態に係る高周波フィルタは、コントローラ1と、入力端子Tiと出力端子Toとの間に接続されたインダクタ2と、入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31dと、出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32cと、キャパシタ9と、チョークコイル8とを備えて構成される。ここで、キャパシタ9は、キャパシタ4aとインダクタ3aとの接続点とキャパシタ4bとバラクタダイオード6との接続点との間に接続される。

[0084] 図15に示すように、第5の実施形態に係る高周波フィルタは、図9の第2の実施形態に係る高周波フィルタに比較して、バラクタダイオード6のカソードを、キャパシタ9及び直列共振回路31dのキャパシタ4aを介して入力端子Tiに接続し、直列共振回路31dのインダクタ3aを介して接地し、かつ直列共振回路32cのキャパシタ4bを介して出力端子Toに接続したことを特徴としている。従って、直流電圧Vcの直流成分は入力端子Ti及び出力端子Toに漏洩せず、図9の高周波フィルタに比較して、キャパシタの個数を1つだけ削減できる。

[0085] 図16は、図15の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図16において、特性109は、インダクタ2のインダクタンス値Lsを18.0nHに、インダクタ3aのインダクタンス値L1を13.2nHに、キャパシタ4aの容量値C1aを2.0pFに、インダクタ3bのインダクタンス値L2を3.0nHに、キャパシタ4bの容量値C2aを4.2pFに、キャパシタ9の容量値Cbyを0.5pFに設定し、かつバラクタダイオード6の容量値Cvを4.2pFに設定するように直流電圧Vcを設定したときの図15の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。また、特性110は、バラクタダイオード6の容量値Cvを1.2pFに設定するように直流電圧Vcを設定し、かつその他の素子値を特性109における素子値と同一の値にそれぞれ設定したときの図15の

高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。

[0086] 図16に示すように、図15の高周波フィルタは低域側の減衰極P1及び高域側の減衰極P2を有するローパスフィルタである。図16から明らかなように、バラクタダイオード6の容量値 C_v を減少させることにより、減衰極P1の減衰極周波数 f_{p1} は高くなり、かつ減衰極P2の減衰極周波数 f_{p2} は高くなる。

[0087] 以上詳述したように、第5の実施形態に係る高周波フィルタによれば、1つのバラクタダイオード6の容量値 C_v を変化することにより、2つの減衰極周波数 f_{p1} 及び f_{p2} を同時に変化させることができるので、複数の可変容量素子を備えた従来技術に係るフィルタ装置に比較して、高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できるという特有の効果を奏する。また、第2の実施形態に係る高周波フィルタに比較して、キャパシタの数を1つだけ削減できるので、さらに高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できる。

[0088] なお、直列共振回路32cにおいて、インダクタ3bとキャパシタ4bを入れ替えて接続してもよい。

[0089] 第6の実施形態.

図17は、本発明の第6の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。図17において、第6の実施形態に係る高周波フィルタは、コントローラ1と、入力端子 T_i と出力端子 T_o との間に直列接続されたキャパシタ11a, 11b, 11cと、キャパシタ11aとキャパシタ11bとの接続点と接地との間に接続されキャパシタ4a及びインダクタ3aを含む直列共振回路31dと、キャパシタ11bとキャパシタ11cとの接続点と接地との間に接続されキャパシタ4b及びインダクタ3bを含む直列共振回路32eと、直列接続回路61と、高周波阻止用の抵抗7aとを備えて構成される。ここで、直列接続回路61は、バラクタダイオード6及びキャパシタ9を含み、キャパシタ4aとインダクタ3aとの接続点とキャパシタ4bとインダクタ3bとの接続点との間に接続される。また、抵抗7aはバラクタダイオード6とキャパシタ9との接続点と制御端子 T_c との間に接続される。

[0090] 図17において、バラクタダイオード6のアノードは、直列共振回路31dのキャパシタ4aを介して入力端子 T_i に接続されかつ直列共振回路31dのインダクタ3aを介して接

地される。また、バラクタダイオード6のカソードは、キャパシタ9及び直列共振回路32eのキャパシタ4bを介して出力端子Toに接続される。従って、直流電圧Vcの直流成分は、入力端子Ti及び出力端子Toに漏洩しない。

[0091] 図18は、図17の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図18において、特性111は、キャパシタ11aの容量値Csaを5.5pFに、キャパシタ11bの容量値Csbを3.0pFに、キャパシタ11cの容量値Cscを13.0pFに、インダクタ3aのインダクタンス値L1を3.69nHに、キャパシタ4aの容量値C1aを9.53pFに、インダクタ3bのインダクタンス値L2を5.78nHに、キャパシタ4bの容量値C2aを3.99pFに、キャパシタ9の容量値Cbyを0.15pFに設定し、かつバラクタダイオード6の容量値Cvを0.3pFに設定するように直流電圧Vcを設定したときの図17の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。また、特性112は、バラクタダイオード6の容量値Cvを0.075pFに設定するように直流電圧Vcを設定し、かつその他の素子値を特性111における素子値と同一の値にそれぞれ設定したときの図17の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。

[0092] なお、高周波阻止用の抵抗7aの抵抗値Rhは、高周波フィルタに入力されるデジタルテレビジョン放送の信号の周波数帯域である470MHzから770MHzを考慮して、10kΩより大きく設定される。好ましくは、高周波信号の漏れの影響をできるだけ小さくするために、抵抗値Rhをできるだけ大きい値に設定する。

[0093] 図18に示すように、図17の高周波フィルタは低域側の減衰極P1及び高域側の減衰極P2を有するハイパスフィルタである。図18から明らかなように、バラクタダイオード6の容量値Cvを減少させることにより、減衰極P1の減衰極周波数fp1は低くなり、かつ減衰極P2の減衰極周波数fp2は高くなる。

[0094] 以上詳述したように、第6の実施形態に係る高周波フィルタによれば、1つのバラクタダイオード6の容量値Cvを変化することにより、2つの減衰極周波数fp1及びfp2を同時に変化させることができるので、複数の可変容量素子を備えた従来技術に係るフィルタ装置に比較して、高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できるといって特有の効果を奏する。

[0095] また、上述の第1から第5の実施形態に係る高周波フィルタにおいては、入力端子

Tiと出力端子Toとの間にリアクタンス素子であるインダクタ2を接続することにより、ローパスフィルタを実現し、かつ1つのバラクタダイオード6の容量値Cvを変化することにより、上記ローパスフィルタの2つの減衰極周波数fp1及びfp2を同時に変化させた。しかしながら、本発明はこれに限らず、第6の実施形態に係る高周波フィルタのように、入力端子Tiと出力端子Toとの間にリアクタンス素子であるキャパシタ11a, 11b, 11cを接続することにより、ハイパスフィルタを実現し、かつ1つのバラクタダイオード6の容量値Cvを変化することにより、上記ハイパスフィルタの2つの減衰極周波数fp1及びfp2を同時に変化させることができる。

[0096] 第7の実施形態.

図19は、本発明の第7の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。図19において、第7の実施形態に係る高周波フィルタは、コントローラ1と、入力端子Tiと出力端子Toとの間に直列接続されたインダクタ2及び2aと、入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31と、インダクタ2の他端とインダクタ2aの一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32と、インダクタ2aの他端と出力端子Toとの接続点と接地との間に接続された直列共振回路33と、キャパシタ9a, 9bと、バラクタダイオード6と、抵抗7と、チョークコイル8とを備えて構成される。ここで、直列共振回路33は、インダクタ3cとキャパシタ4cとキャパシタ5cとをこの順序で直列接続した回路であり、インダクタ3cの一端は出力端子Toとインダクタ2aの他端との接続点に接続され、キャパシタ5cの一端は接地される。また、キャパシタ9aは、キャパシタ4aとキャパシタ5aとの接続点と、キャパシタ4bとキャパシタ5bとの接続点との間に接続される。キャパシタ9bは、キャパシタ4bとキャパシタ5bとの接続点と、キャパシタ4cとキャパシタ5cとの接続点との間に接続される。さらに、バラクタダイオード6のアノードは、キャパシタ4aとキャパシタ5aとの接続点と抵抗7を介して接地される。一方、バラクタダイオード6のカソードは、キャパシタ4cとキャパシタ5cとの接続点に接続され、かつチョークコイル8を介して制御端子Tcに接続される。

[0097] 図19に示すように、バラクタダイオード6のアノードは直列共振回路31のキャパシタ4aを介して入力端子Tiに接続され、かつバラクタダイオード6のカソードは直列共振

回路33のキャパシタ4cを介して出力端子Toに接続される。従って、直流電圧Vcの直流成分は、入力端子Ti及び出力端子Toに漏洩しない。

[0098] 図20は、図19の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図20において、特性113は、インダクタ2のインダクタンス値Lsを8.0nHに、インダクタ2aのインダクタンス値Lsaを6.0nHに、インダクタ3aのインダクタンス値L1を10.0nHに、キャパシタ4a, 5aの各容量値C1a, C1bをそれぞれ4.5pFに、インダクタ3bのインダクタンス値L2を6.0nHに、キャパシタ4b, 5bの各容量値C2a, C2bをそれぞれ4.0pFに、インダクタ3cのインダクタンス値L3を4.5nHに、キャパシタ4c, 5cの各容量値C3a, C3bをそれぞれ3.5pFに、キャパシタ9aの容量値Cby1を0.5pFに、キャパシタ9bの容量値Cby2を1.0pFに設定し、かつバラクタダイオード6の容量値Cvを0.5pFに設定するように直流電圧Vcを設定したときの図19の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。また、特性114は、バラクタダイオード6の容量値Cvを0.1pFに設定するように直流電圧Vcを設定し、かつその他の素子値を特性113における素子値と同一の値にそれぞれ設定したときの図19の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。

[0099] 図20に示すように、図19の高周波フィルタは、最も小さい減衰極周波数を有する減衰極P1と、中間の減衰極周波数を有する減衰極P2と、最も高い減衰極周波数を有する減衰極P3とを有するローパスフィルタである。図20から明らかなように、バラクタダイオード6の容量値Cvを減少させることにより、減衰極P1の減衰極周波数は高くなり、減衰極P2の減衰極周波数は高くなり、かつ減衰極P3の減衰極周波数は低くなる。

[0100] 以上詳述したように、第7の実施形態に係る高周波フィルタによれば、1つのバラクタダイオード6の容量値Cvを変化することにより、3つの減衰極周波数を同時に変化させることができるので、複数の可変容量素子を備えた従来技術に係るフィルタ装置に比較して、高周波フィルタの小型化を実現でき、製造コストを軽減できるという特有の効果を奏する。

[0101] なお、直列共振回路31において、インダクタ3aとキャパシタ4aを入れ替えて接続してもよく、直列共振回路32において、インダクタ3bとキャパシタ4bを入れ替えて接続

してもよく、直列共振回路33において、インダクタ3cとキャパシタ4cを入れ替えて接続してもよい。

[0102] また、図19において、インダクタ2, 2aに代えてリアクタンス阻止であるキャパシタを備えることにより、ハイパスフィルタを実現し、かつ1つのバラクタダイオード6の容量値Cvを変化することにより、上記ハイパスフィルタの3つの減衰極周波数を同時に変化させることができる。

[0103] 第8の実施形態.

図21は、本発明の第8の実施形態に係る高周波フィルタの回路図である。図21において、第8の実施形態に係る高周波フィルタは、入力端子Tiと出力端子Toとの間に接続されたインダクタ2と、入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31fと、出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32fとを備えて構成される。

[0104] ここで、直列共振回路31fは、容量値C1aを有するキャパシタ4aとインダクタンス値L1を有するインダクタ3aとを含み、かつインダクタ3aの一端は入力端子Tiとインダクタ2の一端との接続点に接続される。また、直列共振回路31fの共振周波数fr1は、以下の式で表される。

[0105] [数18]

$$fr1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1 \times C1a}} \quad (18)$$

[0106] また、直列共振回路32fは、容量値C2aを有するキャパシタ4bとインダクタンス値L2を有するインダクタ3bとを含み、かつインダクタ3bの一端は出力端子Toとインダクタ2の他端との接続点に接続される。また、直列共振回路32fの共振周波数fr2は、以下の式で表される。

[0107] [数19]

$$fr2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L2 \times C2a}} \quad (19)$$

[0108] 図21の高周波フィルタ及び従来例に係る高周波フィルタは、周波数が470MHzから770MHzのデジタルテレビジョン放送の信号を通過させるために用いられ、インダ

クタ2によって770MHz以下の周波数の信号を通過させるローパスフィルタである。さらに、上記ローパスフィルタは、共振周波数 f_{r1} と等しい減衰極周波数 f_1 を有する減衰極と、共振周波数 f_{r2} と等しい減衰極周波数 f_2 を有する減衰極を有する。なお、2つの減衰極周波数 f_1 , f_2 のうち、上記ローパスフィルタの通過帯域に近い方の減衰極周波数は共振周波数 f_{r1} に設定され、他方の減衰極周波数は共振周波数 f_{r2} に設定される。すなわち、減衰極周波数 f_1 , f_2 は以下の式を満たす。

[0109] [数20]

$$f_1 < f_2 \quad (20)$$

[0110] さらに、本実施形態に係る高周波フィルタにおいて、インダクタンス値 L_1 , L_2 及び容量値 C_{1a} , C_{2a} は、以下の式を満たすように設定される。

[0111] [数21]

$$\frac{L_1}{C_{1a}} > \frac{L_2}{C_{2a}} \quad (21)$$

[0112] 図22は、図21の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係及び従来例に係る高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図22において、特性113は、インダクタ2のインダクタンス値 L_s を18.0nHに、インダクタ3aのインダクタンス値 L_1 を13.2nHに、キャパシタ4aの容量値 C_{1a} を2.0pFに、インダクタ3bのインダクタンス値 L_2 を3.0nHに、キャパシタ4bの容量値 C_{2a} を2.1pFに設定したときの図21の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。特性113において、減衰極周波数 f_1 は約980MHzであり、減衰極周波数 f_2 は約2000MHzである。また、 L_1/C_{1a} の値は6.6であり、 L_2/C_{2a} の値は1.43である。

[0113] また、図22において特性191は、インダクタ2のインダクタンス値 L_s を18.0nHに、インダクタ3aのインダクタンス値 L_1 を8.0nHに、キャパシタ4aの容量値 C_{1a} を3.3pFに、インダクタ3bのインダクタンス値 L_2 を15.0nHに、キャパシタ4bの容量値 C_{2a} を0.42pFに設定した従来例に係る高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。なお、従来例に係る高周波フィルタにおいて、各インダクタンス値 L_1 , L_2 及び各容量値 C_{1a} , C_{2a} は、減衰極周波数が本実施形態に係る高周波フィルタの減衰極周波数 f_1 , f_2 とそれぞれ等しくかつ、以下の式を満たすように設定される。

[0114] [数22]

$$\frac{L1}{C1a} < \frac{L2}{C2a} \quad (22)$$

[0115] 図22の特性191において、 $L1/C1a$ の値は2.42であり、 $L2/C2a$ の値は35.7である。

[0116] 図22から明らかなように、第8の実施形態に係る高周波フィルタにおいて、770MHz以下の周波数の通過帯域及び770MHzより大きい周波数の阻止帯域は、2つの減衰極を用いて形成される。本実施形態に係る図21の高周波フィルタは、式(20)及び式(21)を満たすように、インダクタンス値 $L1$ 、 $L2$ 及び容量値 $C1a$ 、 $C2a$ を設定したので、770MHz以下の周波数の通過帯域に近い減衰極の幅は通過帯域から遠い減衰極の幅より狭い。さらに、従来例に係る高周波フィルタに比較して、通過帯域での相対通過電力が大きく、かつ770MHzより大きい周波数の阻止帯域での減衰量が大きい。

[0117] 図23は、図21の高周波フィルタから直列共振回路32fを削除してなる回路の周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図23において、特性114は上記回路における各素子値を、図22の特性113において設定された各素子値とそれぞれ等しく設定したときの周波数と相対通過電力との関係を示す。また、特性192は当該回路における各素子値を、図22の特性191において設定された各素子値とそれぞれ等しく設定したときの周波数と相対通過電力との関係を示す。図23から明らかなように特性114の減衰極周波数 $f1$ での相対通過電力は、特性192の減衰極周波数 $f1$ での相対通過電力よりも大きい。しかしながら、特性114の770MHz以下の周波数の通過帯域での相対通過電力は、特性192の高周波フィルタの770MHz以下の周波数の通過帯域での相対通過電力に比較して大きい。すなわち、本実施形態に係る高周波フィルタは、従来例に係る高周波フィルタに比較して、770MHz以下の周波数の通過帯域での電力損失が小さい。

[0118] 図24は、図21の高周波フィルタから直列共振回路31fを削除してなる回路の周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図24において、特性115は上記回路における各素子値を、図22の特性113において設定された各素子値とそれぞれ

等しく設定したときの周波数と相対通過電力との関係を示す。また、特性193は当該回路における各素子値を、図22の特性191において設定された各素子値とそれぞれ等しく設定したときの周波数と相対通過電力との関係を示す。図24から明らかなように、特性115の減衰極周波数 f_2 での相対通過電力は、特性193の減衰極周波数 f_2 での相対通過電力よりも小さい。さらに、特性115における減衰極周波数 f_2 を有する減衰極の幅は、特性193における減衰極周波数 f_2 を有する減衰極の幅よりも大きい。すなわち、本実施形態に係る高周波フィルタは、従来例に係る高周波フィルタと比較して、770MHzより大きい周波数の阻止帯域での減衰量が大きい。また、770MHz以下の周波数の通過帯域での相対通過電力は、特性115と特性193とでほぼ等しい。

[0119] なお、上記のインダクタンス値 L_s , L_1 , L_2 及び容量値 C_{1a} , C_{2a} の設定の具体例は、一例に過ぎず、本発明はこれに限らず、式(20)及び式(21)を満たすように設定すればよい。上述のように、デジタルテレビジョン放送受信機において、デジタルテレビジョン放送の所望チャンネルによって、信号を減衰させるべき周波数における所望の減衰量が異なるので、インダクタンス値 L_s , L_1 , L_2 及び容量値 C_{1a} , C_{2a} を、式(20)及び式(21)を満たし、かつ各減衰極近傍において所望の減衰量と実質的に等しい減衰量が得られるように設定してもよい。例えば、図22において、減衰極周波数 f_2 を有する減衰極の近傍において所望の減衰量以上の減衰量を得るときの相対通過電力が例えば-30dB以下である帯域幅より広くなるように、インダクタンス値 L_s , L_1 , L_2 及び容量値 C_{1a} , C_{2a} を設定してもよい。これにより、通過帯域における電力損失を小さくできる。

[0120] また、図21の直列共振回路31fにおいてインダクタ3aとキャパシタ4aとを入れ替えて接続してもよく、直列共振回路32fにおいてインダクタ3bとキャパシタ4bとを入れ替えて接続してもよい。

[0121] 第9の実施形態.

図25は、本発明の第9の実施形態に係る高周波フィルタの回路図である。図25において、第9の実施形態に係る高周波フィルタは、入力端子 T_i と出力端子 T_o との間に直列接続されたインダクタ $2a$, 2 と、入力端子 T_i とインダクタ $2a$ との間の接続点と接

地との間に接続された直列共振回路33fと、インダクタ2aの他端とインダクタ2の一端との接続点と接地との間に接続される直列共振回路31fと、インダクタ2の他端と出力端子Toとの間の接続点と接地との間に接続される直列共振回路32fとを備えて構成される。ここで、直列共振回路33fは、容量値C3aを有するキャパシタ4cとインダクタンス値L3を有するインダクタ3cとを含み、インダクタ3cの一端は、入力端子Tiとインダクタ2aの一端との接続点に接続される。

[0122] 第9の実施形態に係る高周波フィルタは、図21の第8の実施形態に係る高周波フィルタと比較して、インダクタ2aと直列共振回路33fとをさらに備えたことを特徴としている。ここで、インダクタンス値L3及び容量値C3aは、直列共振回路33fの共振周波数が直列共振回路31fの共振周波数 f_{r1} と実質的に等しく、かつ $L3/C3a$ の値が $L2/C2a$ の値より大きくなるように設定される。

[0123] 図26は、図25の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係及び従来例に係る高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図26において、特性116は、インダクタ2のインダクタンス値 L_s を18.0nHに、インダクタ2aのインダクタンス値 L_{sa} を1.5nHに、インダクタ3a, 3cのインダクタンス値 L_1, L_3 をそれぞれ22.0nHに、キャパシタ4a, 4cの容量値 C_{1a}, C_{1c} をそれぞれ1.2pFに、インダクタ3bのインダクタンス値 L_2 を3.0nHに、キャパシタ4bの容量値 C_{2a} を2.1pFに設定したときの図21の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。特性116において、減衰極周波数 f_1 は約980MHzであり、減衰極周波数 f_2 は約2000MHzである。また、 L_1/C_{1a} の値及び L_3/C_{3a} の値はそれぞれ18.3であり、 L_2/C_{2a} の値は1.43である。図26の特性191は、図22の特性191と同じである。

[0124] 図26から明らかなように、第9の実施形態に係る高周波フィルタは、第8の実施形態に係る高周波フィルタと比較して、減衰極周波数 f_1 と等しい共振周波数を有する直列共振回路33fをさらに備えたので、減衰極周波数 f_1 での減衰量が大きく、かつ770MHzより大きい周波数の阻止帯域での減衰量が大きい(図22参照。)。また、第9の実施形態に係る高周波フィルタは、従来例に係る高周波フィルタと比較して、770MHz以下の周波数の通過帯域での電力損失が小さい。

[0125] なお、図26の特性116において、直列共振回路33fの共振周波数が直列共振回

路31fの共振周波数 f_{r1} と等しくなるように、インダクタンス値 $L3$ 及容量値 $C3a$ を設定したが、本発明はこれに限らず、直列共振回路33fの共振周波数が直列共振回路31fの共振周波数 f_{r1} と実質的に等しくなるように、インダクタンス値 $L3$ 及容量値 $C3a$ を設定すればよい。

[0126] また、図25の直列共振回路31fにおいてインダクタ3aとキャパシタ4aとを入れ替えて接続してもよく、直列共振回路32fにおいてインダクタ3bとキャパシタ4bとを入れ替えて接続してもよい。また、直列共振回路33fにおいてインダクタ3cとキャパシタ4cとを入れ替えて接続してもよい。

[0127] 第10の実施形態。

図27は、本発明の第10の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。図27において、第10の実施形態に係る高周波フィルタは、コントローラ1と、入力端子 T_i と出力端子 T_o との間に直列接続されたインダクタ2a, 2b, 2cと、入力端子 T_i とインダクタ2aの一端との間の接続点と接地との間に接続された直列共振回路31gと、インダクタ2aの他端とインダクタ2bの一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路32gと、インダクタ2bの他端とインダクタ2cの一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路33gと、インダクタ2cの他端と出力端子 T_o との接続点と接地との間に接続された直列共振回路34gと、高周波阻止用のチョークコイル8a, 8b, 8c, 8dとを備えて構成される。

[0128] ここで、図27において、直列共振回路31gは、インダクタンス値 $L1$ を有するインダクタ3aと、容量値 $C1a$ を有するキャパシタ4aと、容量値 $Cv1$ を有するバラクタダイオード6aとをこの順序で直列接続した回路であり、バラクタダイオード6aのアノードは接地される一方、そのカソードはチョークコイル8aを介して制御端子 $Tc1$ に接続される。直列共振回路31gの共振周波数 f_{rv1} は、図27の高周波フィルタの減衰極周波数 f_{pv1} であり、インダクタンス値 $L1$ 及びキャパシタ4aとバラクタダイオード6aの合成容量の容量値 $C1g$ を用いて以下の式で表される。

[0129] [数23]

$$f_{rv1} = f_{pv1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1 \times C1g}} \quad (23)$$

[0130] ただし、容量値C1gは以下の式で表される。

[0131] [数24]

$$C1g = \frac{C1a \times Cv1}{C1a + Cv1} \quad (24)$$

[0132] また、直列共振回路32gは、インダクタンス値L2を有するインダクタ3bと、容量値C2aを有するキャパシタ4bと、容量値Cv2を有するバラクタダイオード6bとをこの順序で直列接続した回路であり、バラクタダイオード6bのアノードは接地される一方、そのカソードはチョークコイル8bを介して制御端子Tc2に接続される。直列共振回路32gの共振周波数frv2は、図27の高周波フィルタの減衰極周波数fpv2であり、インダクタンス値L2及びキャパシタ4bとバラクタダイオード6bの合成容量の容量値C2gを用いて、以下の式で表される。

[0133] [数25]

$$frv2 = fpv2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L2 \times C2g}} \quad (25)$$

[0134] ただし、容量値C2gは以下の式で表される。

[0135] [数26]

$$C2g = \frac{C2a \times Cv2}{C2a + Cv2} \quad (26)$$

[0136] さらに、直列共振回路33gは、インダクタンス値L3を有するインダクタ3cと、容量値C3aを有するキャパシタ4cと、容量値Cv3を有するバラクタダイオード6cとをこの順序で直列接続した回路であり、バラクタダイオード6cのアノードは接地される一方、そのカソードはチョークコイル8cを介して制御端子Tc3に接続される。直列共振回路33gの共振周波数frv3は、図27の高周波フィルタの減衰極周波数fpv3であり、インダクタンス値L3及びキャパシタ4cとバラクタダイオード6cの合成容量のよう領地C3gを用いて以下の式で表される。

[0137] [数27]

$$frv3 = fpv3 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L3 \times C3g}} \quad (27)$$

[0138] ただし、容量値C3gは以下の式で表される。

[0139] [数28]

$$C3g = \frac{C3a \times Cv3}{C3a + Cv3} \quad (28)$$

[0140] またさらに、直列共振回路34gは、インダクタンス値L4を有するインダクタ3dと、容量値C4aを有するキャパシタ4dと、容量値Cv4を有するバラクタダイオード6dとをこの順序で直列接続した回路であり、バラクタダイオード6dのアノードは接地される一方、そのカソードはチョークコイル8dを介して制御端子Tc4に接続される。直列共振回路34gの共振周波数frv4は、図27の高周波フィルタの減衰極周波数fpv4であり、インダクタンス値L4及びキャパシタ4dとバラクタダイオード6dの合成容量の容量値C4gを用いて以下の式で表される。

[0141] [数29]

$$frv4 = fpv4 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L4 \times C4g}} \quad (29)$$

[0142] ただし、容量値C4gは以下の式で表される。

[0143] [数30]

$$C4g = \frac{C4a \times Cv4}{C4a + Cv4} \quad (30)$$

[0144] ここで、図27の高周波フィルタは、周波数が470MHzから770MHzのデジタルテレビジョン放送の信号を通過させるために用いられ、インダクタ2a, 2b, 2cによって770MHz以下の周波数の信号を通過させるローパスフィルタである。さらに、上記ローパスフィルタは、減衰極周波数fpv1, fpv2, fpv3, fpv4をそれぞれ有する4つの減衰極を有する。なお、上記ローパスフィルタの通過帯域に最も近い減衰極からより高い周波数の減衰極に向かう順にそれぞれ、その減衰極周波数を周波数fpv1, fpv2, fpv3, fpv4に設定する。すなわち、減衰極周波数fpv1, fpv2, fpv3, fpv4は、以下の式を満たす。

[0145] [数31]

$$fpv1 < fpv2 < fpv3 < fpv4 \quad (31)$$

[0146] コントローラ1は、制御端子Tc11, Tc2, Tc3, Tc4に対してそれぞれ印加する直流電圧Vc1, Vc2, Vc3, Vc4を、以下の式を満たすように変化させることにより、バラクタダイオード6a, 6b, 6c, 6cにそれぞれ印加する逆バイアス電圧を変化させる。

[0147] [数32]

$$\frac{L1}{C1g} > \frac{L2}{C2g} > \frac{L3}{C3g} > \frac{L4}{C4g} \quad (32)$$

[0148] これにより、コントローラ1は、各バラクタダイオード6a, 6b, 6c, 6cの容量値Cv1, Cv2, Cv3, Cv4を変化することにより、図27の高周波フィルタの減衰極周波数fpv1, fpv2, fpv3, fpv4をそれぞれ変化させる。

[0149] なお、キャパシタ4a, 4b, 4c, 4dはそれぞれ、直流電圧Vc1, Vc2, Vc3, Vc4の直流成分が入力端子Ti及び出力端子Toに漏洩しないように設けられる低周波阻止用のキャパシタである。

[0150] 図28は、図27の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図28において、特性117は、図27の高周波フィルタの各構成要素の素子値を以下のように設定したときの図27の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。すなわち、インダクタ2aのインダクタンス値Lsaを10.63nHに、インダクタ2bのインダクタンス値Lsbを7.03nHに、インダクタ2cのインダクタンス値Lscを9.02nHに設定した。また、インダクタ3aのインダクタンス値L1を18.98nHに、キャパシタ4aの容量値C1aを3.26pFに、インダクタ3bのインダクタンス値L2を5.59nHに、キャパシタ4bの容量値C2aを8.11pFに、インダクタ3cのインダクタンス値L3を3.22nHに、キャパシタ4cの容量値C3aを7.32pFに、インダクタ3dのインダクタンス値L4を1.32nHに、キャパシタ4dの容量値C4aを7.08pFに設定した。さらに、かつバラクタダイオード6a, 6b, 6c, 6dの各容量値Cv1, Cv2, Cv3, Cv4をそれぞれ、3.26pF, 8.11pF, 7.32pF, 7.08pFに設定するように直流電圧Vc1, Vc2, Vc3, Vc4をそれぞれ設定した。

[0151] 図28から明らかなように、第10の実施形態に係る高周波フィルタにおいて、770MHz以下の周波数の通過帯域及び770MHzより大きい周波数の阻止帯域は、4つの減衰極を用いて形成される。さらに、第10の実施形態に係る高周波フィルタにおい

て、式(31)及び式(32)を満たすようにインダクタL1, L2, L3, L4の各インダクタンス値、キャパシタC1a, C2a, C3a, C4aの各容量値及びバラクタダイオード6a, 6b, 6c, 6dの各容量値を設定して、通過帯域に近い減衰極の幅を通過帯域から遠い減衰極の幅に比較して狭く設定した。従って、第10の実施形態に係る高周波フィルタによれば、従来技術に比較して、通過帯域における相対通過電力を低下させることなく、阻止帯域において広い周波数帯域にわたって大きな減衰量を得ることができる。

[0152] さらに、各直列共振回路31g, 32g, 33g, 34gを、インダクタと、キャパシタと、バラクタダイオードとを含むように構成したので、図27の高周波フィルタの減衰極周波数 f_{pv1} , f_{pv2} , f_{pv3} , f_{pv4} をそれぞれ変化できる。従って、入力端子Tiから入力されるデジタルテレビジョン放送の所望チャンネルに応じて減衰極周波数 f_{pv1} , f_{pv2} , f_{pv3} , f_{pv4} を変化させることができる。

[0153] なお、本実施形態において、式(31)及び式(32)を満たすようにインダクタ3a, 3b, 3c, 3dの各インダクタンス値、キャパシタ4a, 4b, 4c, 4dの各容量値及びバラクタダイオード6a, 6b, 6c, 6dの各容量値を設定したが、本発明はこれに限られない。所定の通過帯域を有するローパスフィルタにおいて、任意の2つの減衰極周波数 f_{cx} 及び f_{cy} が $f_{cx} < f_{cy}$ を満たすときに、共振周波数 f_{cx} を有する直列共振回路に含まれるインダクタのインダクタンス値 L_x 及びキャパシタの容量値 C_x 並びに共振周波数 f_{cy} を有する直列共振回路に含まれるインダクタのインダクタンス値 L_y 及びキャパシタの容量値 C_y が、 $L_x / C_x > L_y / C_y$ を満たすように設定すればよい。

[0154] 第11の実施形態.

図29は、本発明の第11の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタの回路図である。図29において、第11の実施形態に係る高周波フィルタは、第10の実施形態に係る図27の高周波フィルタに比較して、インダクタ2a, 2b, 2cをそれぞれ、キャパシタ11a, 11b, 11cに置き換えたことを特徴としている。

[0155] ここで、図29の高周波フィルタは、キャパシタ11a, 11b, 11cによって1400MHz以上の周波数の信号を通過させるハイパスフィルタである。さらに、上記ハイパスフィルタは、減衰極周波数 f_{pv1} , f_{pv2} , f_{pv3} , f_{pv4} をそれぞれ有する4つの減衰極を有

する。なお、上記ハイパスフィルタの通過帯域に最も近い減衰極からより低い周波数の減衰極に向かう順にそれぞれ、その減衰極周波数を周波数 f_{pv1} , f_{pv2} , f_{pv3} , f_{pv4} に設定する。すなわち、減衰極周波数 f_{pv1} , f_{pv2} , f_{pv3} , f_{pv4} は、以下の式を満たす。

[0156] [数33]

$$f_{pv1} > f_{pv2} > f_{pv3} > f_{pv4} \quad (33)$$

[0157] コントローラ1は、制御端子 $Tc11$, $Tc2$, $Tc3$, $Tc4$ に対してそれぞれ印加する直流電圧 $Vc1$, $Vc2$, $Vc3$, $Vc4$ を、以下の式を満たすように変化させることにより、バラクタダイオード6a, 6b, 6c, 6cにそれぞれ印加する逆バイアス電圧を変化させる。

[0158] [数34]

$$\frac{L1}{C1g} > \frac{L2}{C2g} > \frac{L3}{C3g} > \frac{L4}{C4g} \quad (34)$$

[0159] これにより、コントローラ1は、各バラクタダイオード6a, 6b, 6c, 6cの容量値 $Cv1$, $Cv2$, $Cv3$, $Cv4$ を変化することにより、図29の高周波フィルタの減衰極周波数 f_{pv1} , f_{pv2} , f_{pv3} , f_{pv4} をそれぞれ変化させる。

[0160] 図30は、図29の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示すグラフである。図30において、特性118は、図29の高周波フィルタの各構成要素の素子値を以下のように設定したときの図29の高周波フィルタの周波数と相対通過電力との関係を示す。すなわち、キャパシタ11aの容量値 Csa を3.00pFに、キャパシタ11bの容量値 Csb を9.00pFに、キャパシタ11cの容量値 Csc を3.00pFに設定した。また、インダクタ3aのインダクタンス値 $L1$ を6.00nHに、キャパシタ4aの容量値 $C1a$ を1.75pFに、インダクタ3bのインダクタンス値 $L2$ を6.50nHに、キャパシタ4bの容量値 $C2a$ を2.00pFに、インダクタ3cのインダクタンス値 $L3$ を4.00nHに、キャパシタ4cの容量値 $C3a$ を4.50pFに、インダクタ3dのインダクタンス値 $L4$ を4.00nHに、キャパシタ4dの容量値 $C4a$ を5.00pFに設定した。さらに、かつバラクタダイオード6a, 6b, 6c, 6dの各容量値 $Cv1$, $Cv2$, $Cv3$, $Cv4$ をそれぞれ、1.75pF, 2.00pF, 4.50pF, 5.00pFに設定するように直流電圧 $Vc1$, $Vc2$, $Vc3$, $Vc4$ をそれぞれ設定した。

[0161] 図30から明らかなように、第11の実施形態に係る高周波フィルタにおいて、1400 MHzより小さい周波数の阻止帯域は、4つの減衰極を用いて形成される。さらに、第11の実施形態に係る高周波フィルタにおいて、式(33)及び式(34)を満たすようにインダクタL1, L2, L3, L4の各インダクタンス値、キャパシタC1a, C2a, C3a, C4aの各容量値及びバラクタダイオード6a, 6b, 6c, 6dの各容量値を設定して、通過帯域に近い減衰極の幅を通過帯域から遠い減衰極の幅に比較して狭く設定した。従って、第11の実施形態に係る高周波フィルタによれば、従来技術に比較して、通過帯域における相対通過電力を低下させることなく、阻止帯域において広い周波数帯域にわたって大きな減衰量を得ることができる。

[0162] さらに、各直列共振回路31g, 32g, 33g, 34gを、インダクタと、キャパシタと、バラクタダイオードとを含むように構成したので、図29の高周波フィルタの減衰極周波数 f_{pv1} , f_{pv2} , f_{pv3} , f_{pv4} をそれぞれ変化できる。従って、入力端子Tiから入力されるデジタルテレビジョン放送の所望チャンネルに応じて減衰極周波数 f_{pv1} , f_{pv2} , f_{pv3} , f_{pv4} を変化させることができる。

[0163] なお、本実施形態において、式(33)及び式(34)を満たすようにインダクタ3a, 3b, 3c, 3dの各インダクタンス値、キャパシタ4a, 4b, 4c, 4dの各容量値及びバラクタダイオード6a, 6b, 6c, 6dの各容量値を設定したが、本発明はこれに限られない。所定の通過帯域を有するハイパスフィルタにおいて、任意の2つの減衰極周波数 f_{cx} 及び f_{cy} が $f_{cx} > f_{cy}$ を満たすときに、共振周波数 f_{cx} を有する直列共振回路に含まれるインダクタのインダクタンス値 L_x 及びキャパシタの容量値 C_x 並びに共振周波数 f_{cy} を有する直列共振回路に含まれるインダクタのインダクタンス値 L_y 及びキャパシタの容量値 C_y を、 $L_x / C_x > L_y / C_y$ を満たすように設定すればよい。

[0164] 第12の実施形態.

図31は、本発明の第12の実施形態に係る高周波フィルタの回路図である。図31において、第12の実施形態に係る高周波フィルタは、入力端子Tiと出力端子Toとの間に直列接続された複数(N-1)個のインダクタ $2-1, 2-2, \dots, 2-(N-1)$ と、入力端子Tiとインダクタ $2-1$ の一端との接続点と接地との間に接続された直列共振回路31-1と、インダクタ $2-(n-1)$ の一端とインダクタ $2-n$ の一端との接続点と接

地との間に接続された直列共振回路31-n (n=2, 3, ..., N-1)と、インダクタ2-(N-1)の他端と出力端子Toとの接続点と接地との間に接続された直列共振回路31-Nとを備えて構成される。ここで、複数N個の直列共振回路31-n (n=1, 2, ..., N)の各共振周波数frnはそれぞれ、インダクタ3-nのインダクタンス値L-n及びキャパシタ4-nの容量値C-nを用いて、以下の式で表される。

[0165] [数35]

$$f_{rn} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L-n) \times (C-n)}} \quad (35)$$

[0166] 図31の高周波フィルタは、複数(N-1)個のインダクタ2-1, 2-2, ..., 2-(N-1)によって所定の通過帯域の信号を通過させるローパスフィルタである。また、複数N個の共振周波数frnはそれぞれ、複数N個の減衰極の減衰極周波数fnであり、上記ローパスフィルタの通過帯域及び阻止帯域は、上記減衰極を用いて形成される。なお、上記ローパスフィルタの通過帯域に最も近い減衰極からより高い周波数の減衰極に向かう順にそれぞれ、その減衰極周波数を周波数f1, f2, ..., fNに設定する。すなわち、減衰極周波数f1, f2, ..., fNは、以下の式を満たす。

[0167] [数36]

$$f1 < f2 < \dots < fN \quad (36)$$

[0168] さらに、本実施形態に係る高周波フィルタにおいて、以下の式を満たすように、インダクタンス値L-1, L-2, ..., L-N及び容量値C-1, C-2, ..., C-Nは設定される。

[0169] [数37]

$$\frac{L-1}{C-1} > \frac{L-2}{C-2} > \dots > \frac{L-N}{C-N} \quad (37)$$

[0170] 以上のように構成された第12の実施形態に係る高周波フィルタによれば、式(36)及び式(37)を満たすようにインダクタンス値L-1, L-2, ..., L-N及び容量値C-1, C-2, ..., C-Nを設定することにより、通過帯域に近い減衰極の幅を通過帯域から遠い減衰極の幅に比較して狭く設定した。従って、第12の実施形態に係る高周波フィルタによれば、従来技術に比較して、通過帯域における相対通過電力を低

下させることなく、阻止帯域において広い周波数帯域にわたって大きな減衰量を得ることができる。

[0171] なお、図31の高周波フィルタにおいて、直列共振回路31-nのインダクタ3-nとキャパシタ4-nとを入れ替えて接続してもよい。

[0172] また、図31において、インダクタ2-1, 2-2, …, 2-nをそれぞれ、キャパシタに置き換えることにより、所定の通過帯域の信号を通過させるハイパスフィルタとしてもよい。

[0173] 第13の実施形態.

図32は、本発明の第13の実施形態に係る無線通信装置の構成を示すブロック図である。図32において、第13の実施形態に係る無線通信装置は、例えば、周波数が470MHzから770MHzのデジタルテレビジョン放送の信号を受信するダイレクトサンプリング方式のデジタルテレビジョン放送受信機である。図32のデジタルテレビジョン放送受信機は、アンテナ71と、アンテナで受信された無線受信信号のうち所望のチャンネルの周波数を有する信号を通過させかつ上記所定の周波数以外の周波数を有する信号を減衰させるフィルタ72と、フィルタ72からの信号を増幅して出力する低雑音増幅器73と、低雑音増幅器73からの信号を直接標本化するアナログ/デジタル変換して出力するアナログ/デジタル変換器74と、アナログ/デジタル変換器74からの信号をベースバンド信号に復調して出力する復調処理回路75とを備えて構成される。

[0174] ここで、図32において、フィルタ72は、上記第1から第12の実施形態に係る高周波フィルタのいずれかひとつである。上述のように、デジタルテレビジョン放送の所望チャンネルによって、信号を減衰させるべき周波数が異なるので、好ましくは、所望チャンネルに基づいて減衰極周波数を変化できる第1から第7、第10及び第11の実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタを用いる。

[0175] 図32において、フィルタ装置72が第1から第7の実施形態に係るフィルタ装置である場合、本実施形態に係る無線通信装置によれば、従来技術に比較して小型かつ製造コストが小さく、かつ複数の減衰極周波数を変化できるフィルタ装置を備えた無線通信装置を提供できる。また、フィルタ装置72が第8から第12の実施形態に係る

フィルタ装置である場合、本実施形態に係る無線通信装置によれば、従来技術に比較して、通過帯域における電力損失を小さく、かつ阻止帯域における減衰量を大きいフィルタ装置を備えた無線通信装置を提供できる。

[0176] なお、上述の各実施形態に係る高周波フィルタは、従来技術に比較して、小型で、通過帯域における電力損失が小さく、かつ阻止帯域での減衰量が大きいので、携帯電話機、無線LAN(Local Area Network)を搭載した携帯型の電子機器及び携帯型のデジタルテレビジョン放送受信用のチューナ等の移動体に搭載される無線通信回路に用いられるフィルタ装置などとして有用である。また、本発明に係るフィルタ装置は、仕様に応じて、無線通信基地局装置に用いられるフィルタ装置などにも応用できる。

[0177] なお、上記の各実施形態において、バラクタダイオード6, 6a, 6b, 6c, 6dに代えて、両電極間に直流バイアス電圧を印加することにより容量値が変化するバリウムストロンチウムチタネート($\text{Ba}_x\text{Sr}_{1-x}\text{TiO}_3$)などの強誘電体材料薄膜による平行平板のコンデンサなどの他の可変容量素子を用いてもよい。また、可変容量素子として電流が流れないバラクタダイオード6などを用いる場合には、上記の各実施形態において、高周波阻止用のチョークコイル8, 8a, 8b, 8c, 8dに代えて、抵抗を用いてもよい。

[0178] さらに、上述の各実施形態に係る高周波フィルタはそれぞれ可逆回路であり、入力端子Tiと出力端子Toとを入れ替えてもよい。

[0179] また、第1から第5の各実施形態に係る周波数可変型の高周波フィルタを複数使用することにより、3つ以上の複数の減衰極周波数を制御してもよい。

産業上の利用可能性

[0180] 以上詳述したように、第1及び第2の発明に係るフィルタ装置及び上記フィルタ装置を備えた無線通信装置によれば、1つの可変容量素子の容量値を変化することにより、フィルタ装置の2つの減衰極周波数を同時に変化させるので、複数の可変容量阻止を備えた従来技術に係るフィルタ装置に比較して小型でかつ製造コストが小さい。

[0181] また、第3の発明に係るフィルタ装置及び上記フィルタ装置を備えた無線通信装置によれば、第1の減衰極周波数と第2の減衰極周波数のうち、上記フィルタ装置の通過帯域に近い一方の減衰極周波数は第1の共振周波数に設定され、他方の減衰極

周波数は第2の共振周波数に設定され、かつ第1のインダクタンス値を第1の容量値で割った値は第2のインダクタンス値を第2の容量値で割った値より大きく設定される。従って、従来技術に比較して、通過帯域での電力損失が小さく、かつ阻止帯域での減衰量が大きい。

請求の範囲

- [1] 第1の端子及び第2の端子を備えたフィルタ装置において、
上記第1の端子と上記第2の端子との間に接続されたリアクタンス素子と、
上記第1の端子と上記リアクタンス素子の一端との間の接続点と、接地との間に接続され、第1のインダクタと少なくとも1つの第1のキャパシタとを各接続点を介して直列に接続してなる第1の直列共振回路と、
上記第2の端子と上記リアクタンス素子の他端との間の接続点と、接地との間に接続され、第2のインダクタと少なくとも1つの第2のキャパシタとを各接続点を介して直列に接続してなる第2の直列共振回路と、
上記第1の直列共振回路の各接続点のうちの1つの接続点と、上記第2の直列共振回路の各接続点のうちの1つの接続点との間に接続された第3のキャパシタとを備え、
上記第1、第2及び第3のキャパシタのいずれか1つは可変容量素子であり、
上記可変容量素子は少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタを介して上記第2の端子に接続され、
上記可変容量素子の容量値を変化することにより、上記フィルタ装置の2つの減衰極周波数を同時に変化させるように制御する制御手段を備えたことを特徴とするフィルタ装置。
- [2] 上記第3のキャパシタは上記可変容量素子であり、
上記可変容量素子の一端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ上記可変容量素子の他端は少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする請求項1記載のフィルタ装置。
- [3] 上記第3のキャパシタは上記可変容量素子であり、
上記可変容量素子の一端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ少なくとも上記第1の直列共振回路の上記第1のインダクタを介して接地され、

上記可変容量素子の他端は、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする請求項1記載のフィルタ装置。

- [4] 上記第3のキャパシタは、第4のキャパシタと、上記可変容量素子との直列接続回路にてなり、

上記可変容量素子の一端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ少なくとも上記第1の直列共振回路の上記第1のインダクタを介して接地され、

上記可変容量素子の他端は、上記第4のキャパシタと、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタとを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする請求項1記載のフィルタ装置。

- [5] 上記第1の直列共振回路は複数の第1のキャパシタを含み、
上記複数の第1のキャパシタは上記可変容量素子を含み、
上記可変容量素子の一端は接地され、

上記可変容量素子の他端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ第3のキャパシタと、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタとを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする請求項1記載のフィルタ装置。

- [6] 上記可変容量素子の他端はさらに、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のインダクタを介して接地されることを特徴とする請求項5記載のフィルタ装置。

- [7] 第1の端子及び第2の端子を備えたフィルタ装置において、
上記第1の端子と上記第2の端子との間に接続されたリアクタンス素子と、
上記第1の端子と上記リアクタンス素子の一端の接続点と接地との間に接続され、
第1のインダクタと第1のキャパシタとを含む第1の直列共振回路と、
上記第2の端子と上記リアクタンス素子の他端の接続点と接地との間に接続され、
第2のインダクタと第2のキャパシタとを含む第2の直列共振回路と、
上記第1の直列共振回路と上記第2の直列共振回路の接続点と接地との間に接続された可変容量素子と、

上記可変容量素子の容量値を変化することにより、上記フィルタ装置の2つの減衰極周波数を同時に変化させるように制御する制御手段とを備えたことを特徴とするフィルタ装置。

- [8] 第1の端子及び第2の端子を備え、所定の通過帯域を有するフィルタ装置において、

上記第1の端子と上記第2の端子との間に接続されたリアクタンス素子と、
上記第1の端子と上記リアクタンス素子の一端の接続点と接地との間に接続され、第1の容量値を有する第1のキャパシタ及び第1のインダクタンス値を有する第1のインダクタを含み、かつ上記第1の容量値と上記第1のインダクタンス値との積に基づいて決定される第1の共振周波数を有する第1の直列共振回路と、

上記第2の端子と上記リアクタンス素子の他端の接続点と接地との間に接続され、第2の容量値を有する第2のキャパシタ及び第2のインダクタンス値を有する第2のインダクタを含み、かつ上記第2の容量値と上記第2のインダクタンス値との積に基づいて決定される第2の共振周波数を有する第2の直列共振回路とを備え、

上記第1及び第2の共振周波数は、上記第1の共振周波数が上記第2の共振周波数よりも上記通過帯域に近くなるように設定され、かつ上記第1のインダクタンス値を上記第1の容量値で割った値は上記第2のインダクタンス値を上記第2の容量値で割った値より大きくなるように設定されることを特徴とするフィルタ装置。

- [9] 上記第1のキャパシタ及び上記第2のキャパシタの少なくとも一方は、第3のキャパシタと可変容量素子との直列接続回路にてなることを特徴とする請求項8記載のフィルタ装置。

- [10] 請求項1から9のいずれか1つの請求項記載のフィルタ装置であって、アンテナで受信された無線受信信号をろ波するフィルタ装置と、

上記フィルタ装置からの無線受信信号を増幅して出力する増幅手段と、

上記増幅手段からの信号をベースバンド信号に復調して出力する復調手段とを備えたことを特徴とする無線通信装置。

補正された請求の範囲

[2008年4月8日 (08. 04. 2008) 国際事務局受理]

[1] (補正後) 第1の端子及び第2の端子を備えたフィルタ装置において、
上記第1の端子と上記第2の端子との間に接続されたリアクタンス素子と、
上記第1の端子と上記リアクタンス素子の一端とを接続する接続点と、接地との間に接続され、第1のインダクタと少なくとも1つの第1のキャパシタとをそれぞれ接続する各接続点を介して直列に接続してなる第1の直列共振回路と、
上記第2の端子と上記リアクタンス素子の他端とを接続する接続点と、接地との間に接続され、第2のインダクタと少なくとも1つの第2のキャパシタとをそれぞれ接続する各接続点を介して直列に接続してなる第2の直列共振回路と、
上記第1の直列共振回路の各接続点のうち1つの接続点と、上記第2の直列共振回路の各接続点のうち1つの接続点との間に接続された第3のキャパシタとを備え、
上記第1、第2及び第3のキャパシタのいずれか1つは可変容量素子であり、
上記可変容量素子は少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタを介して上記第2の端子に接続され、
上記可変容量素子の容量値を変化することにより、上記フィルタ装置の2つの減衰極周波数を同時に変化させるように制御する制御手段を備えたことを特徴とするフィルタ装置。

[2] 上記第3のキャパシタは上記可変容量素子であり、
上記可変容量素子の一端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ上記可変容量素子の他端は少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする請求項1記載のフィルタ装置。

[3] 上記第3のキャパシタは上記可変容量素子であり、
上記可変容量素子の一端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ少なくとも上記第1の直列共振回路の上記第1のインダクタを介して接地され、

上記可変容量素子の他端は、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする請求項1記載のフィルタ装置。

[4] 上記第3のキャパシタは、第4のキャパシタと、上記可変容量素子との直列接続回路にてなり、

上記可変容量素子の一端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ少なくとも上記第1の直列共振回路の上記第1のインダクタを介して接地され、

上記可変容量素子の他端は、上記第4のキャパシタと、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタとを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする請求項1記載のフィルタ装置。

[5] 上記第1の直列共振回路は複数の第1のキャパシタを含み、

上記複数の第1のキャパシタは上記可変容量素子を含み、

上記可変容量素子の一端は接地され、

上記可変容量素子の他端は、少なくとも上記第1の直列共振回路の第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ第3のキャパシタと、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のキャパシタとを介して上記第2の端子に接続されることを特徴とする請求項1記載のフィルタ装置。

[6] 上記可変容量素子の他端はさらに、少なくとも上記第2の直列共振回路の第2のインダクタを介して接地されることを特徴とする請求項5記載のフィルタ装置。

[7] (補正後) 第1の端子及び第2の端子を備えたフィルタ装置において、

上記第1の端子と上記第2の端子との間に接続されたリアクタンス素子と、

上記第1の端子と上記リアクタンス素子の一端とを接続する接続点と接地との間に接続され、第1のインダクタと第1のキャパシタとを含む第1の直列共振回路と、

上記第2の端子と上記リアクタンス素子の他端とを接続する接続点と接地との間に接続され、第2のインダクタと第2のキャパシタとを含む第2の直列共振回

路と、

上記第1の直列共振回路と上記第2の直列共振回路とを接続する接続点と接地との間に接続された可変容量素子と、

5 上記可変容量素子の容量値を変化することにより、上記フィルタ装置の2つの減衰極周波数を同時に変化させるように制御する制御手段とを備えたことを特徴とするフィルタ装置。

[8] (補正後) 第1の端子及び第2の端子を備え、所定の通過帯域を有するフィルタ装置において、

上記第1の端子と上記第2の端子との間に接続されたリアクタンス素子と、

10 上記第1の端子と上記リアクタンス素子の一端とを接続する接続点と接地との間に接続され、第1の容量値を有する第1のキャパシタ及び第1のインダクタンス値を有する第1のインダクタを含み、かつ上記第1の容量値と上記第1のインダクタンス値との積に基づいて決定される第1の共振周波数を有する第1の直列共振回路と、

15 上記第2の端子と上記リアクタンス素子の他端とを接続する接続点と接地との間に接続され、第2の容量値を有する第2のキャパシタ及び第2のインダクタンス値を有する第2のインダクタを含み、かつ上記第2の容量値と上記第2のインダクタンス値との積に基づいて決定される第2の共振周波数を有する第2の直列共振回路とを備え、

20 上記第1及び第2の共振周波数は、上記第1の共振周波数が上記第2の共振周波数よりも上記通過帯域に近くなるように設定され、かつ上記第1のインダクタンス値を上記第1の容量値で割った値は上記第2のインダクタンス値を上記第2の容量値で割った値より大きくなるように設定されることを特徴とするフィルタ装置。

25 [9] 上記第1のキャパシタ及び上記第2のキャパシタの少なくとも一方は、第3のキャパシタと可変容量素子との直列接続回路にてなることを特徴とする請求項8記載のフィルタ装置。

[10] 請求項1から9のいずれか1つの請求項記載のフィルタ装置であって、

アンテナで受信された無線受信信号をろ波するフィルタ装置と、
上記フィルタ装置からの無線受信信号を増幅して出力する増幅手段と、
上記増幅手段からの信号をベースバンド信号に復調して出力する復調手段とを
備えたことを特徴とする無線通信装置。

条約第19条(1)に基づく説明書

請求項1、請求項7及び請求項8において、「接続点」が何と何とを接続する接続点を指すのかを明確にするように補正しました。

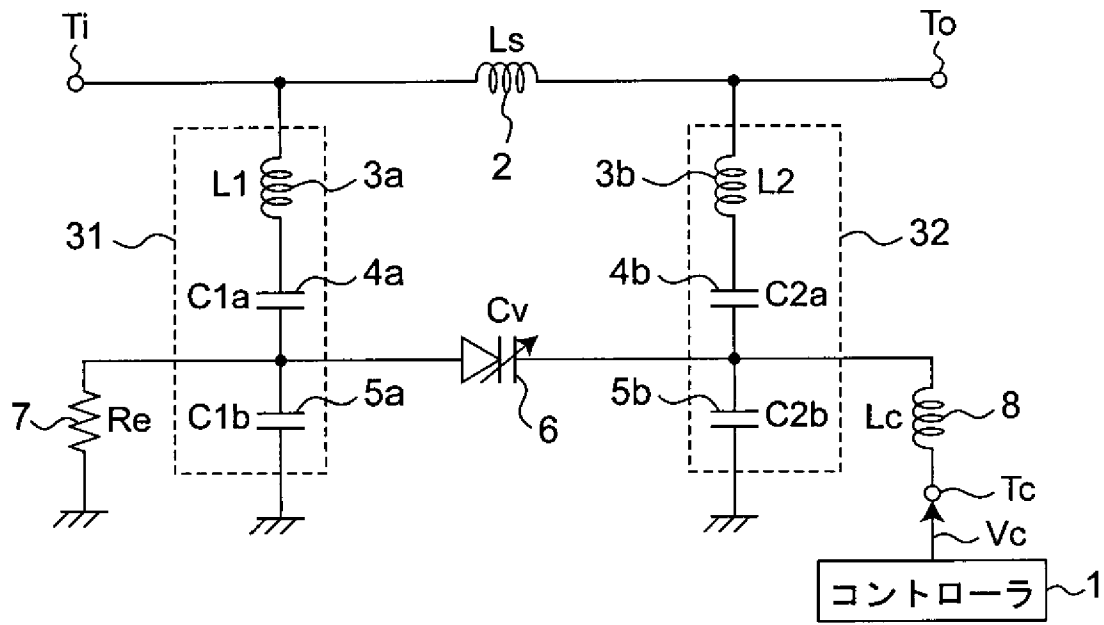
5 本願発明は、特に、「上記第1、第2及び第3のキャパシタのいずれか1つは
可変容量素子であり、上記可変容量素子は少なくとも上記第1の直列共振回路の
第1のキャパシタを介して上記第1の端子に接続され、かつ少なくとも上記第2
10 の直列共振回路の第2のキャパシタを介して上記第2の端子に接続され、上記可
変容量素子の容量値を変化することにより、上記フィルタ装置の2つの減衰極周
波数を同時に変化させるように制御する制御手段を備えたこと」を備えたことを
15 特徴としております。

従って、本願発明によれば、1つの可変容量素子の容量値を変化することによ
り、フィルタ装置の2つの減衰極周波数を同時に変化させるので、複数の可変容
量阻止を備えた従来技術に係るフィルタ装置に比較して小型でかつ製造コストが
小さいという特有の効果を有するものであります。

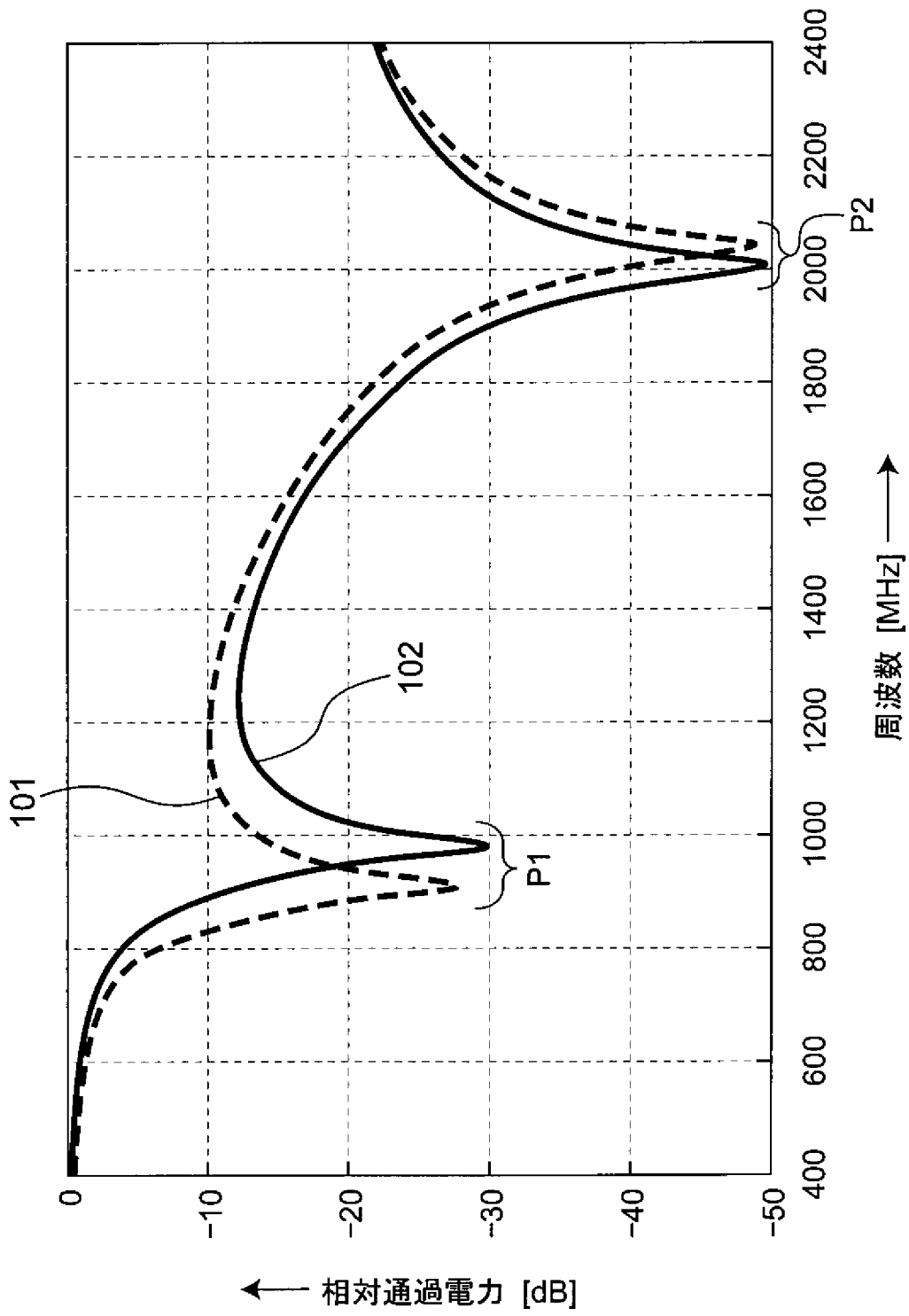
15

以上

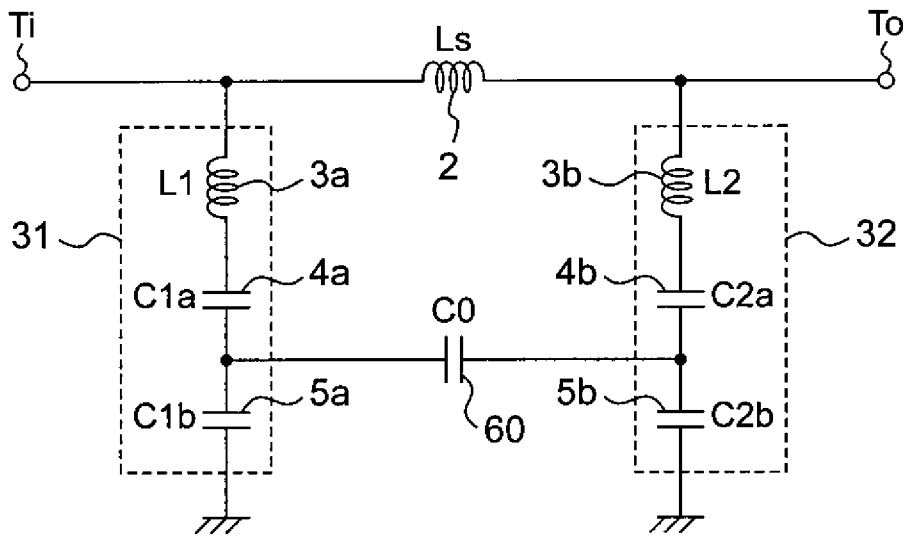
[図1]



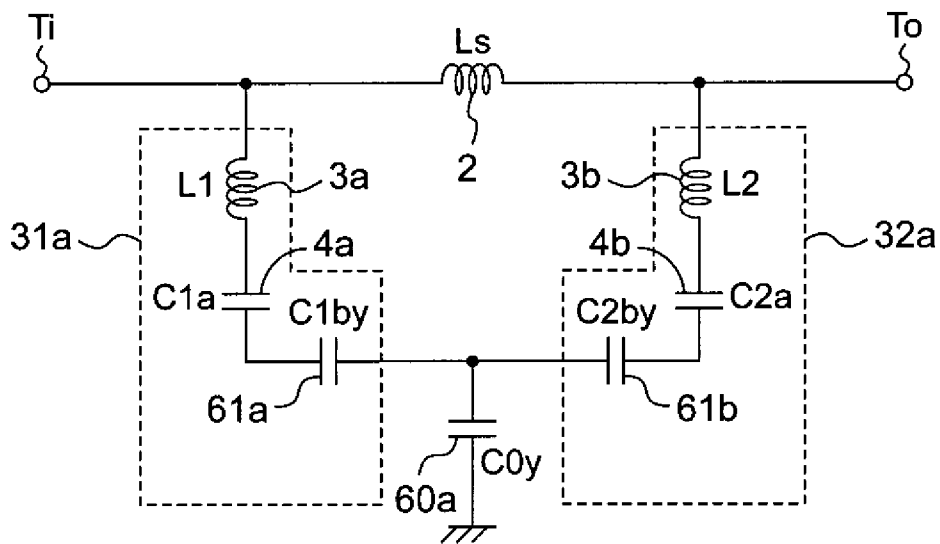
[図2]



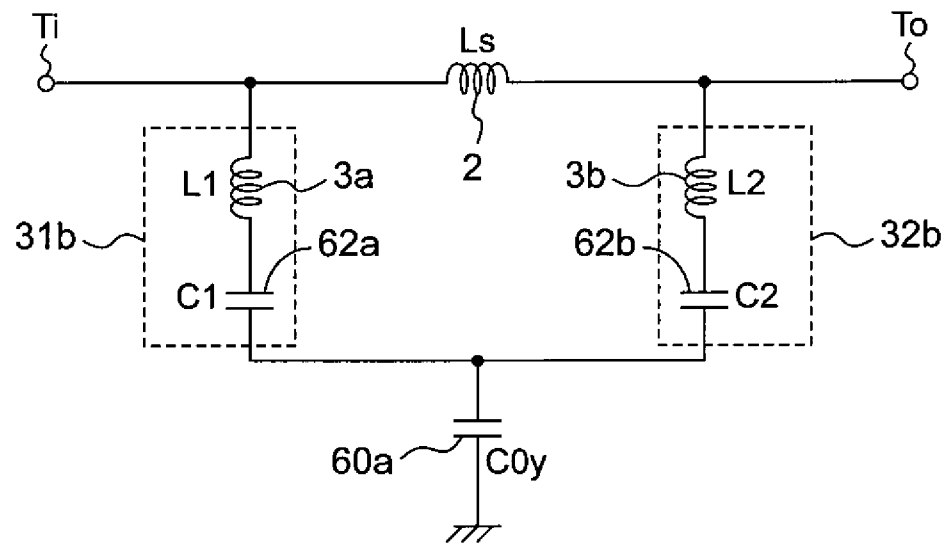
[図3]



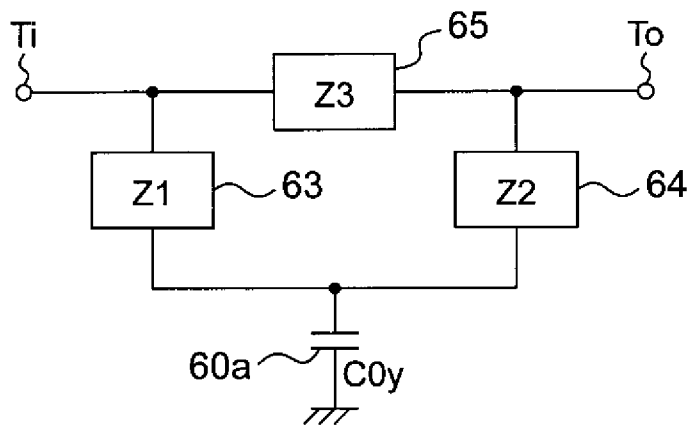
[図4]



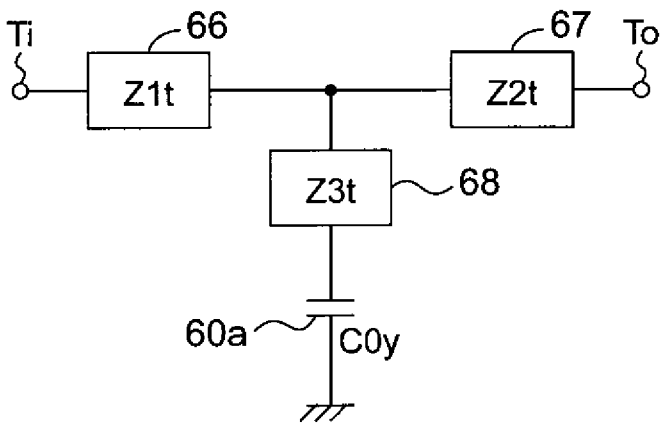
[図5]



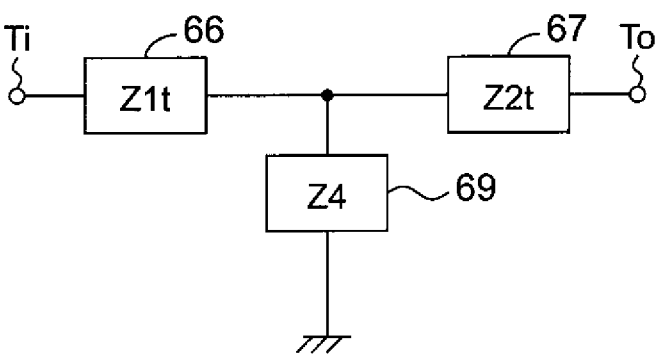
[図6]



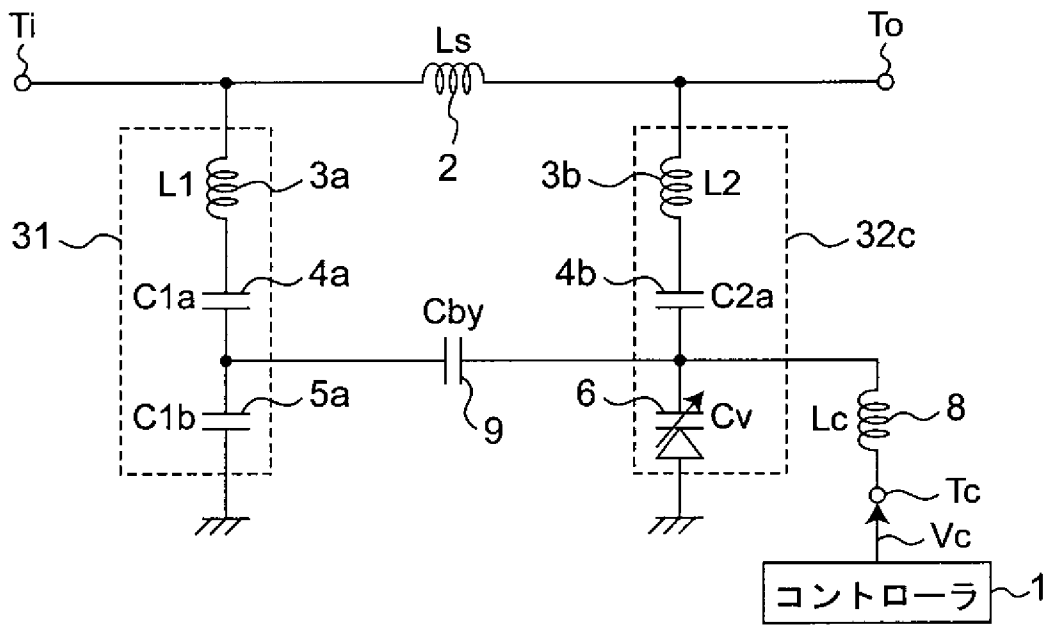
[図7]



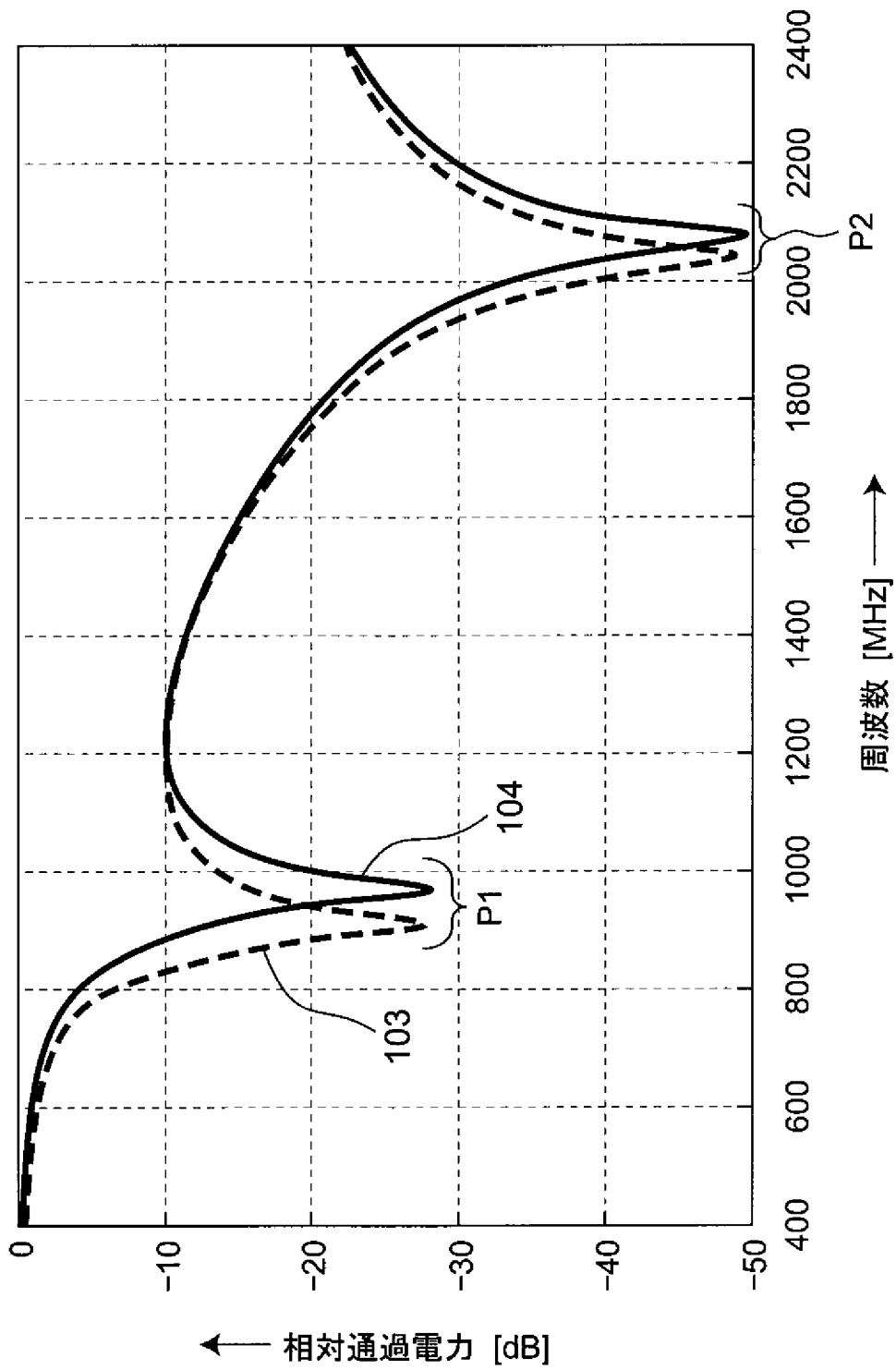
[図8]



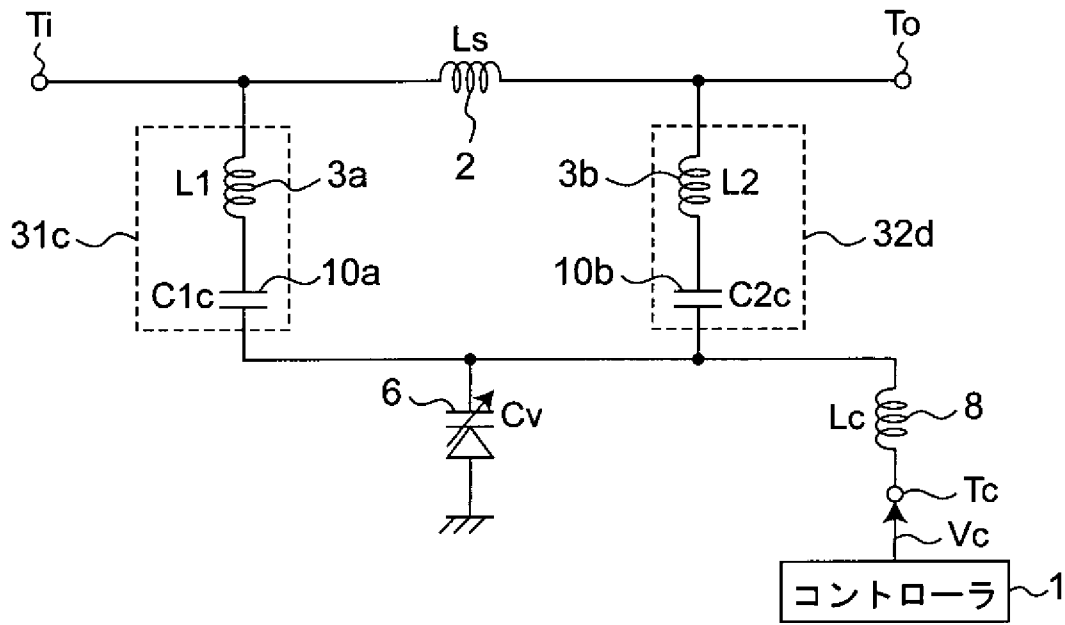
[図9]



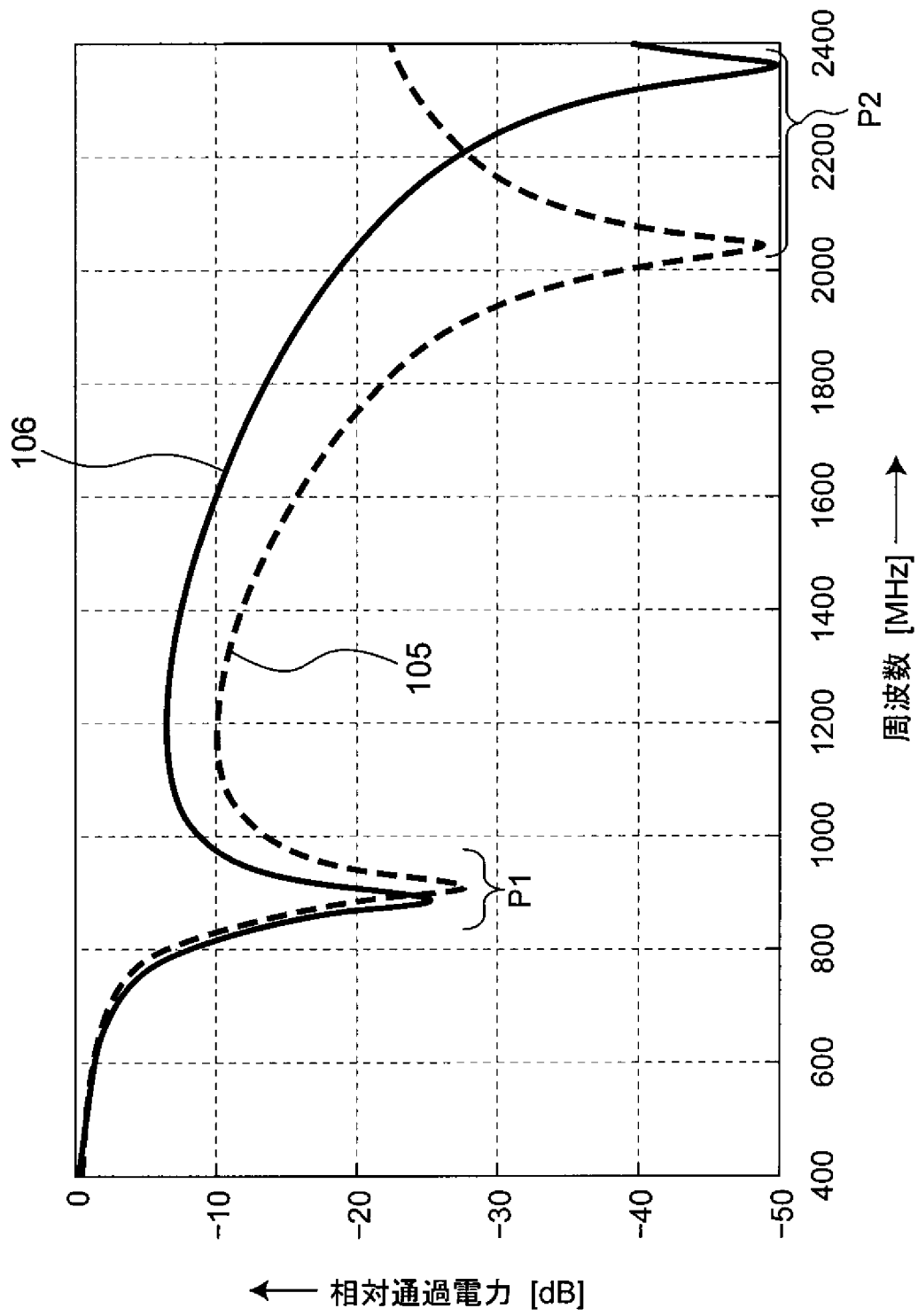
[図10]



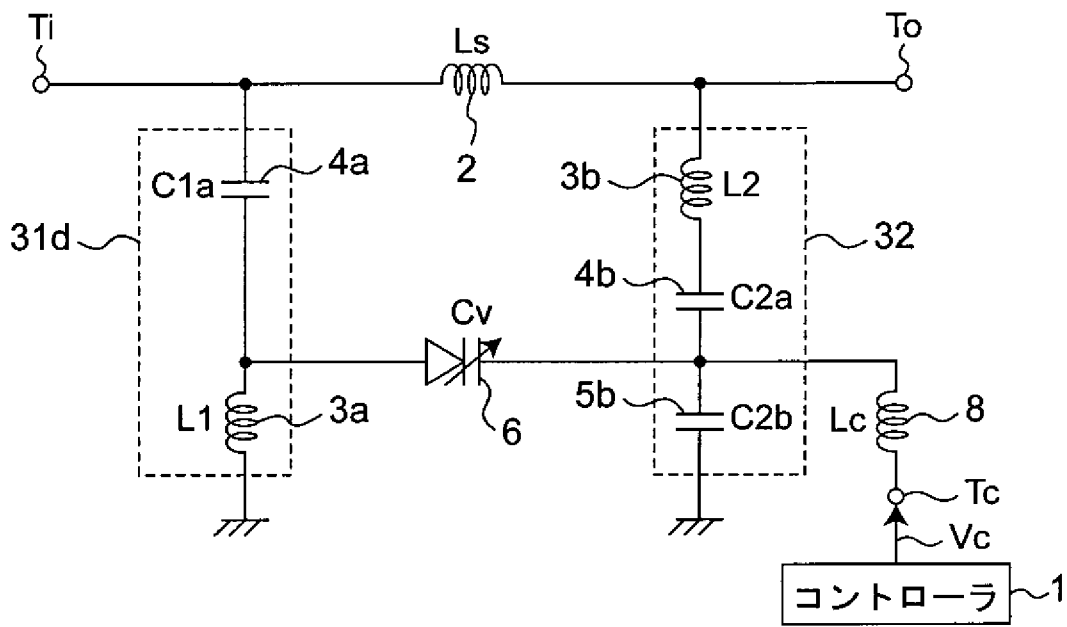
[図11]



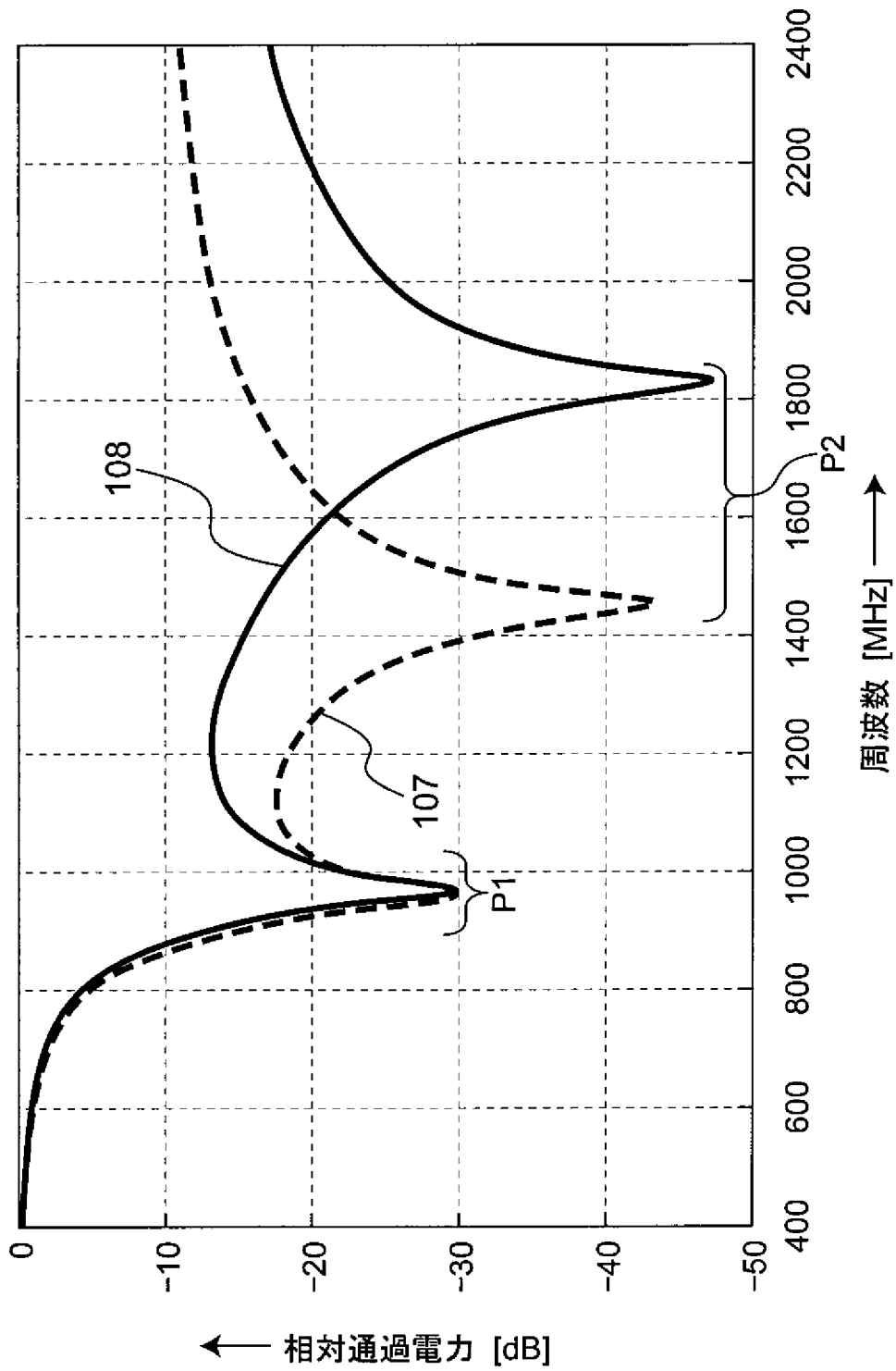
[図12]



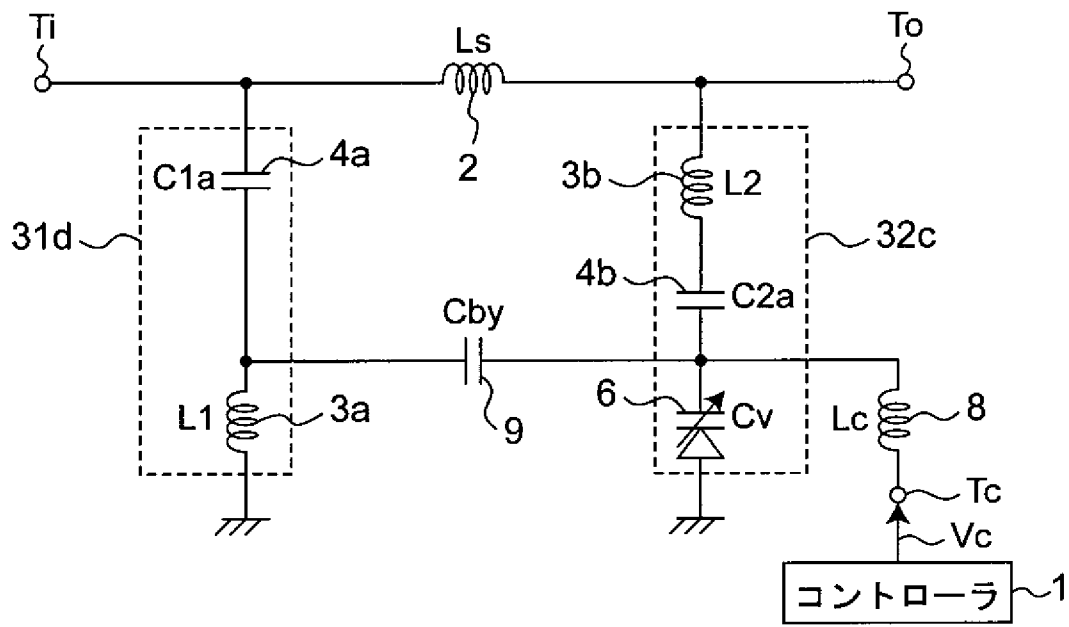
[図13]



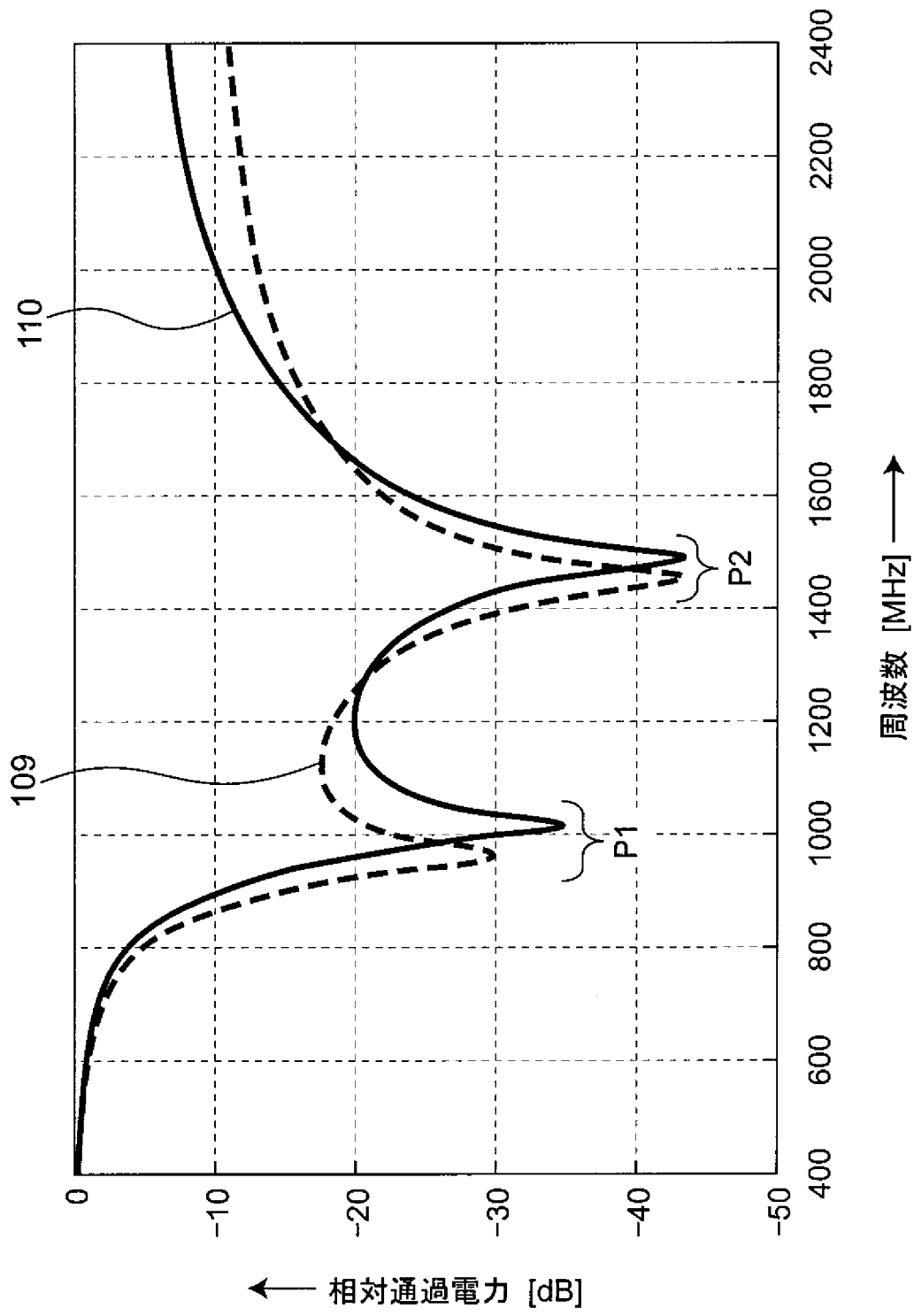
[図14]



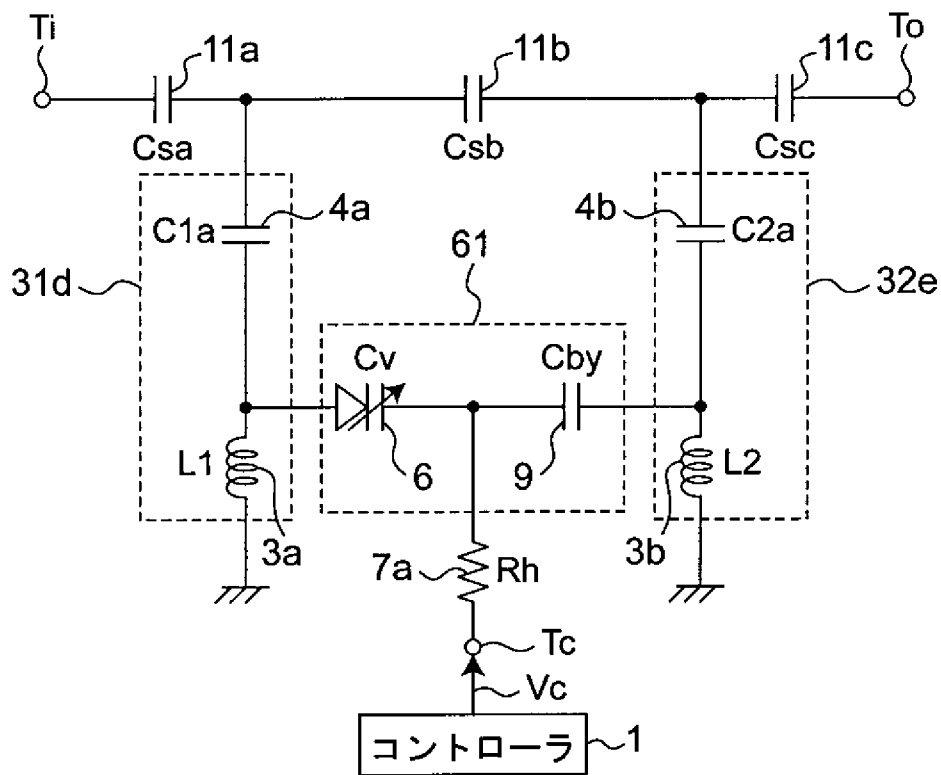
[図15]



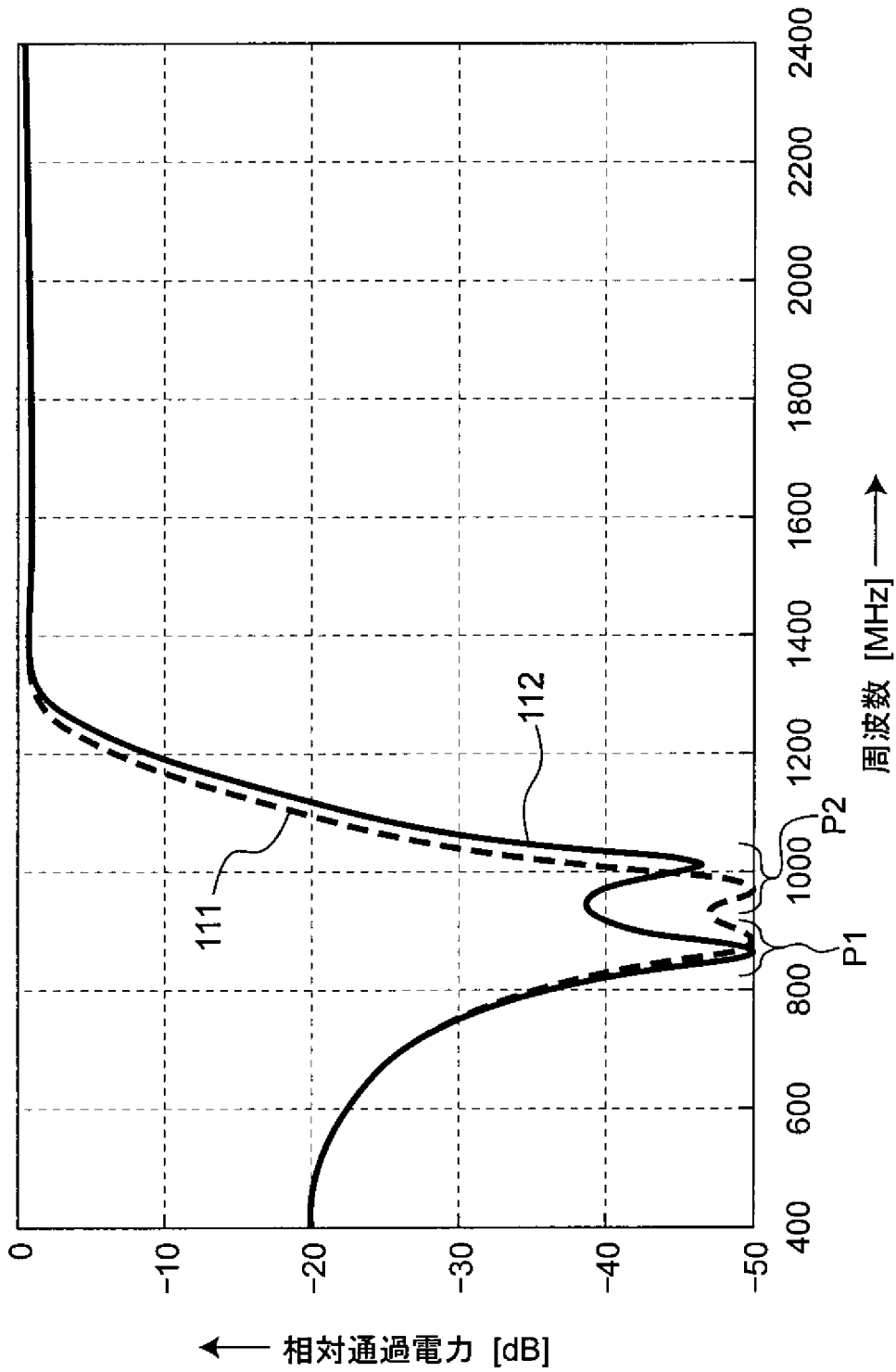
[図16]



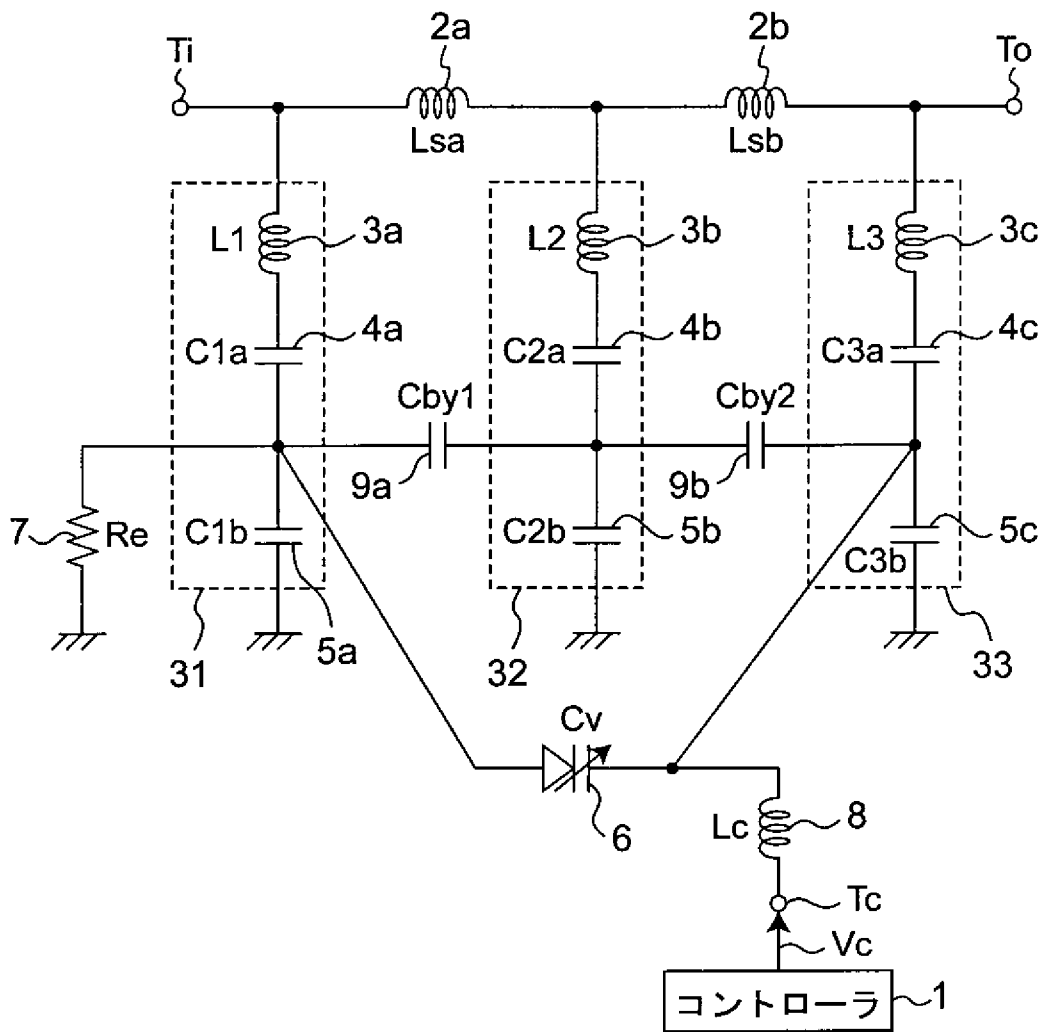
[図17]



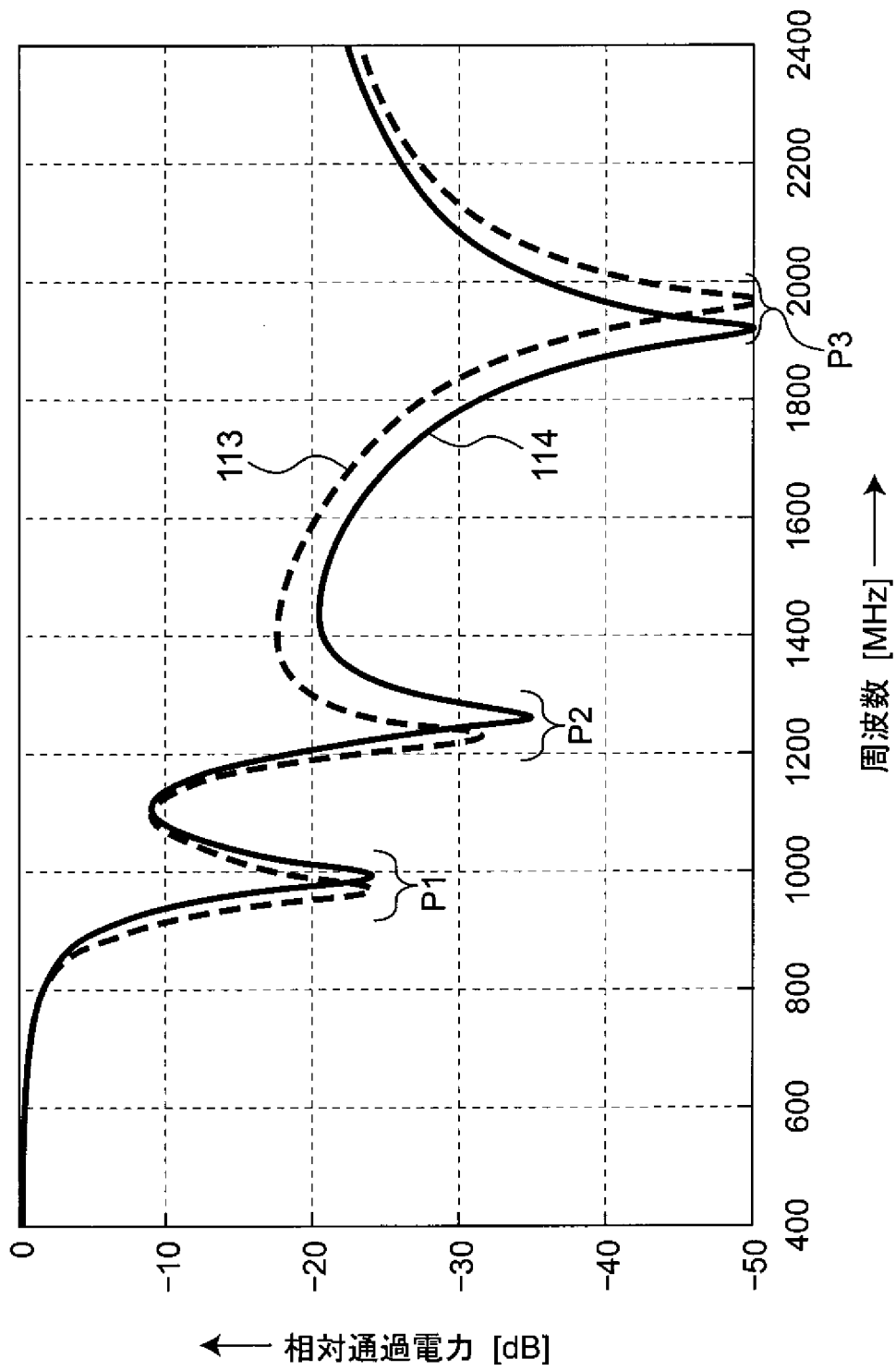
[図18]



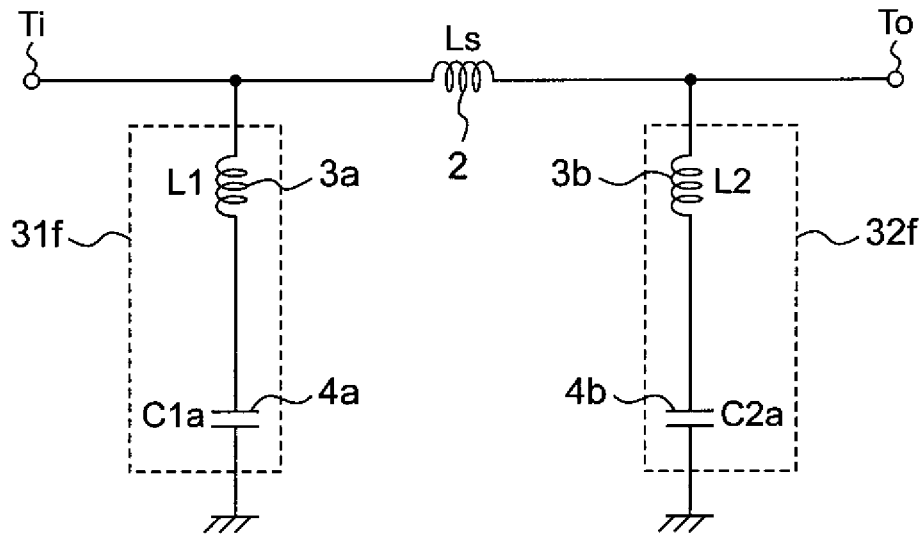
[図19]



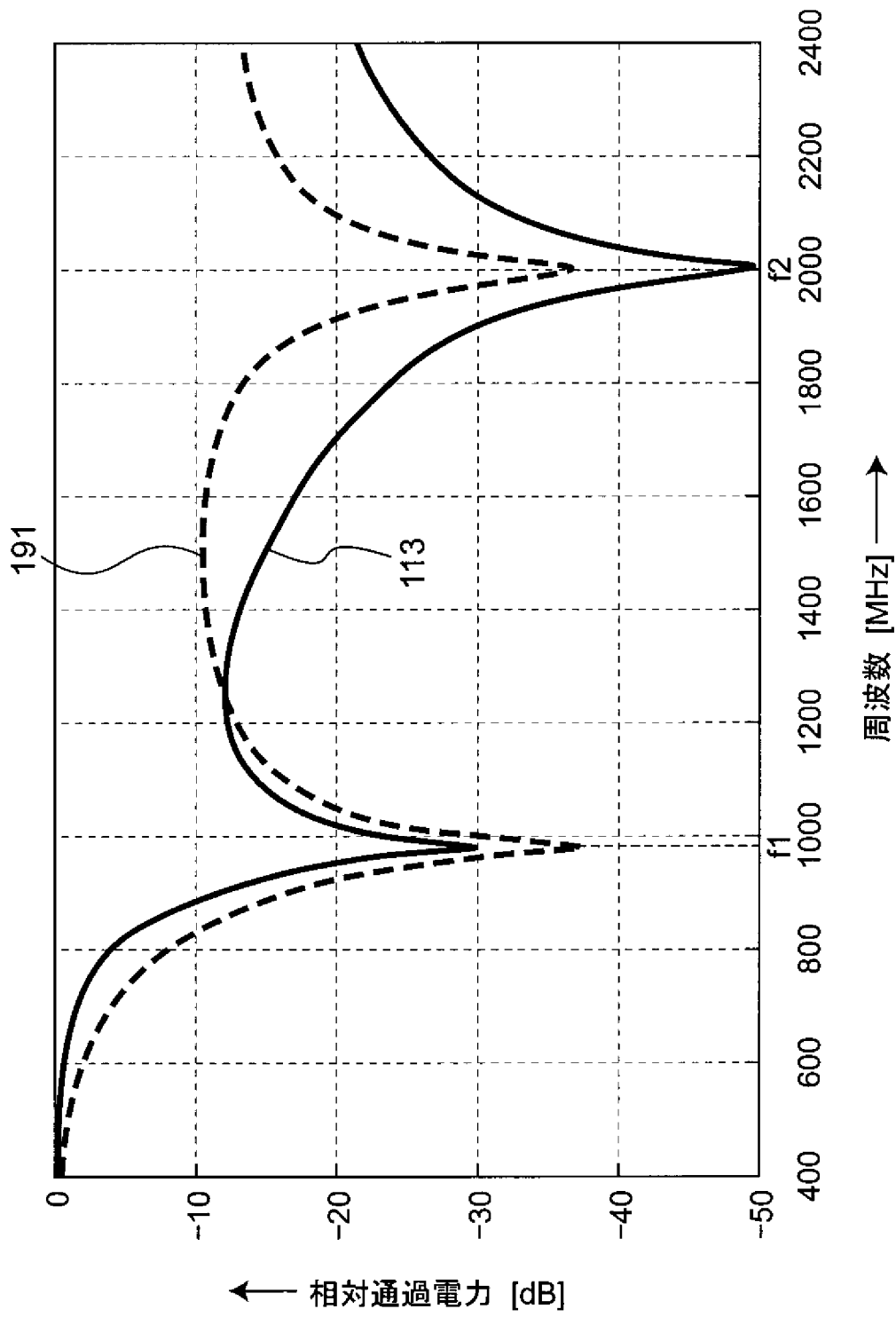
[図20]



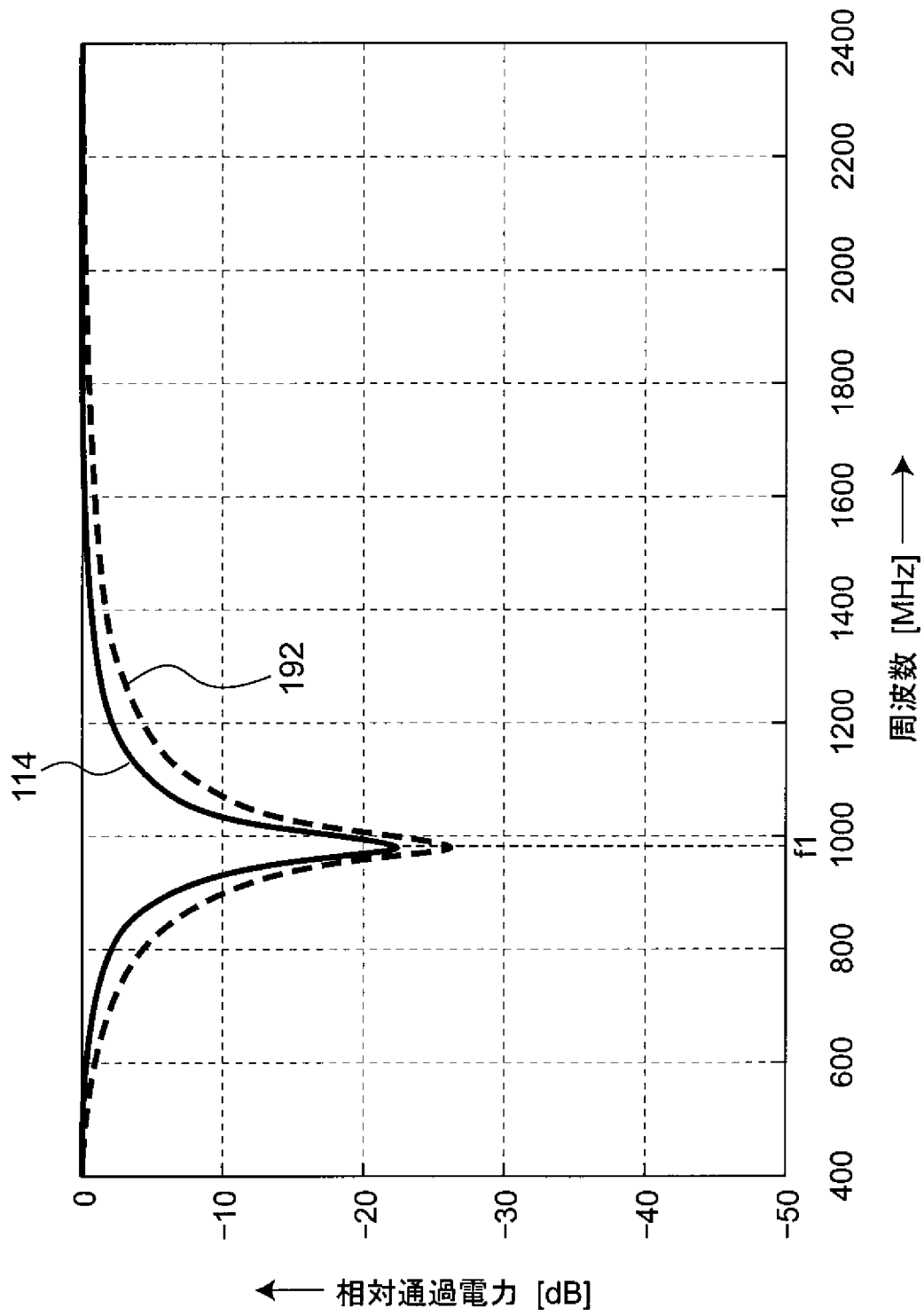
[図21]



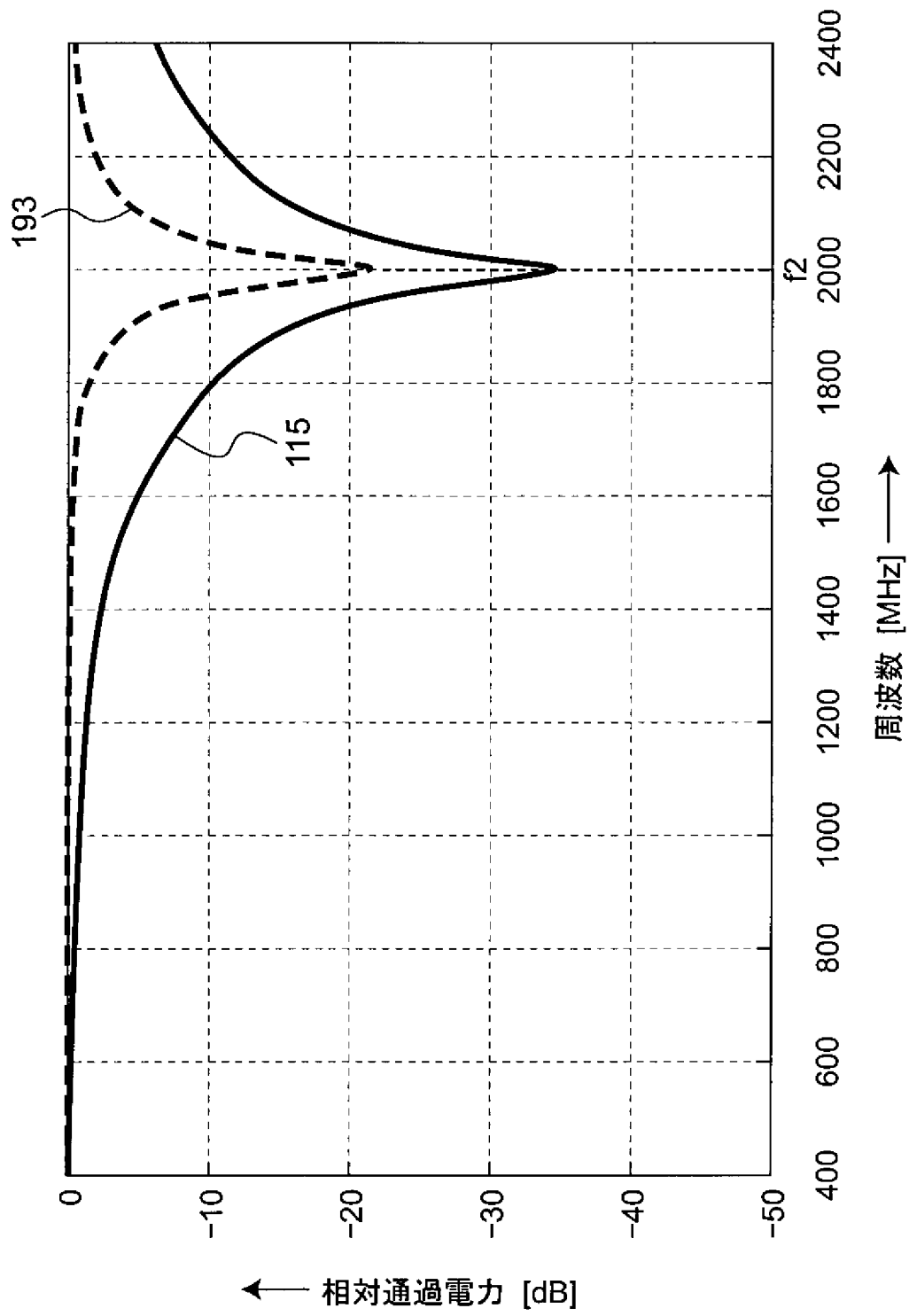
[図22]



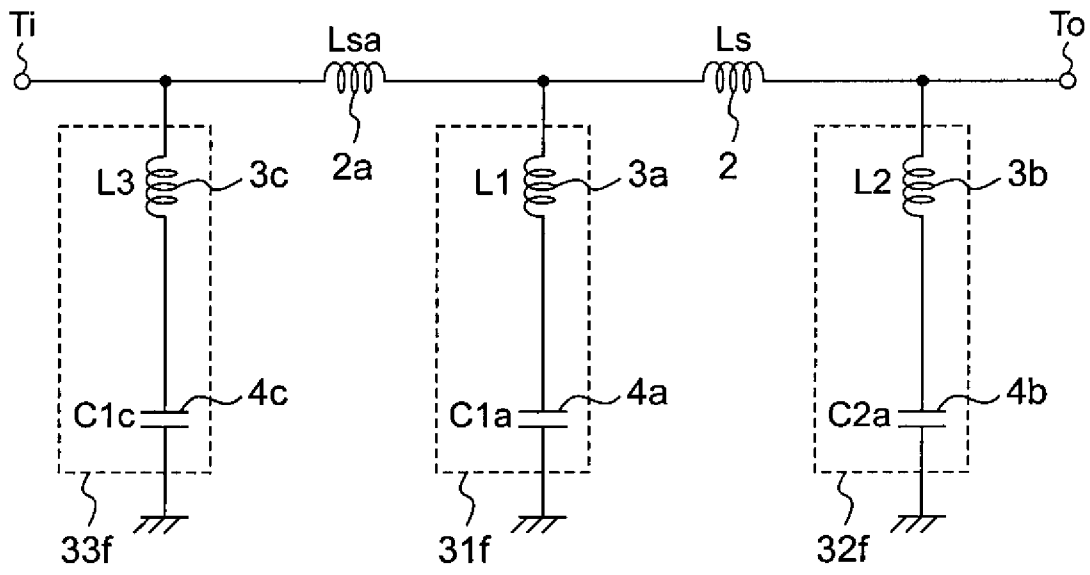
[図23]



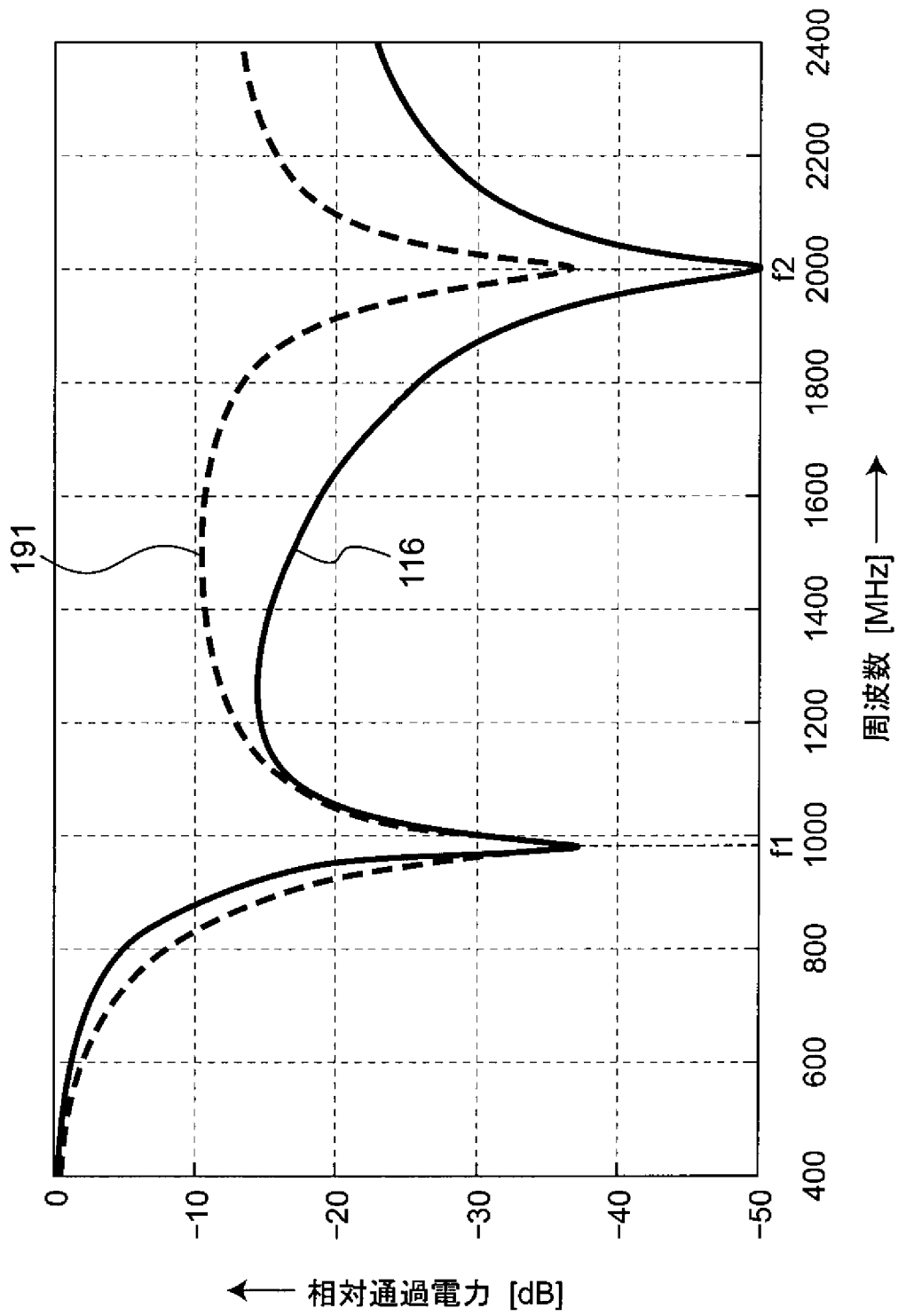
[図24]



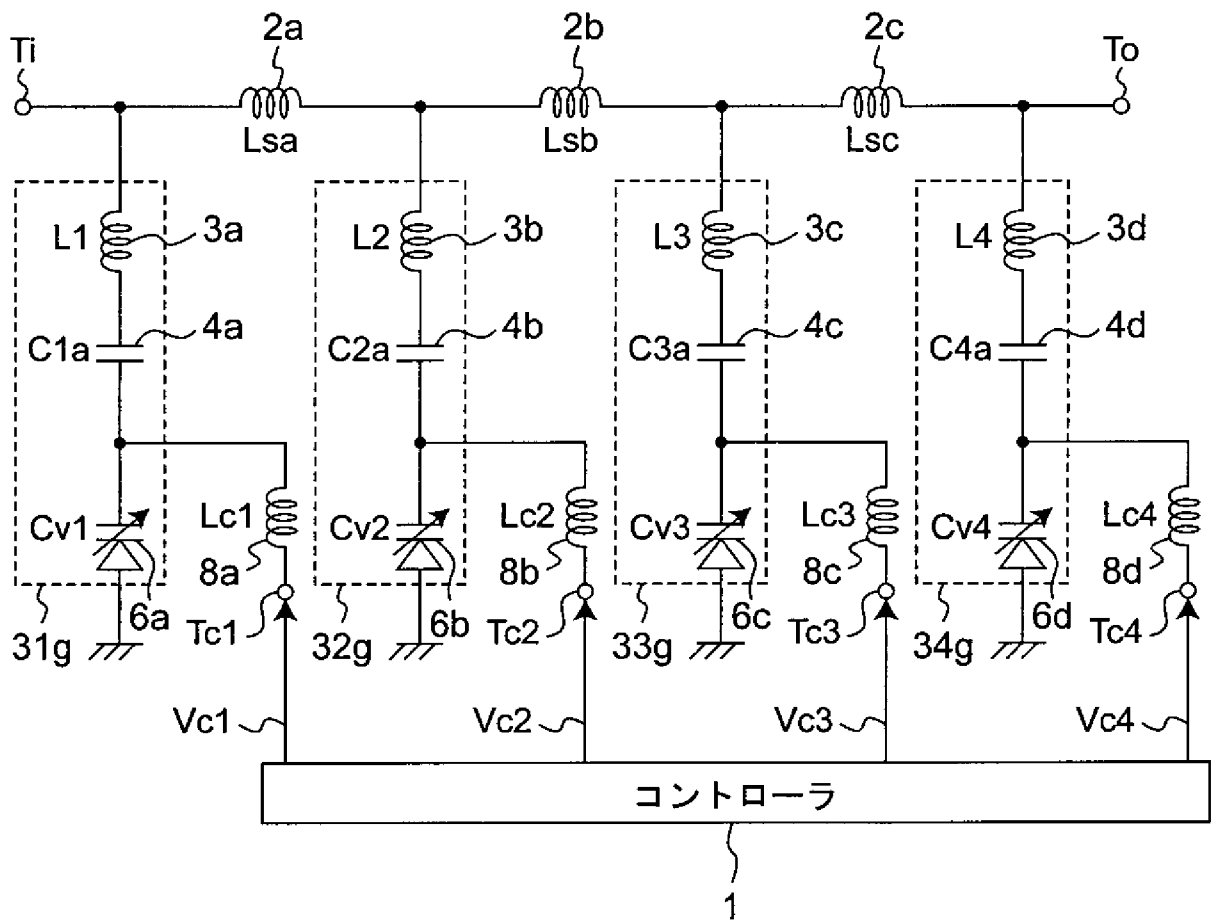
[図25]



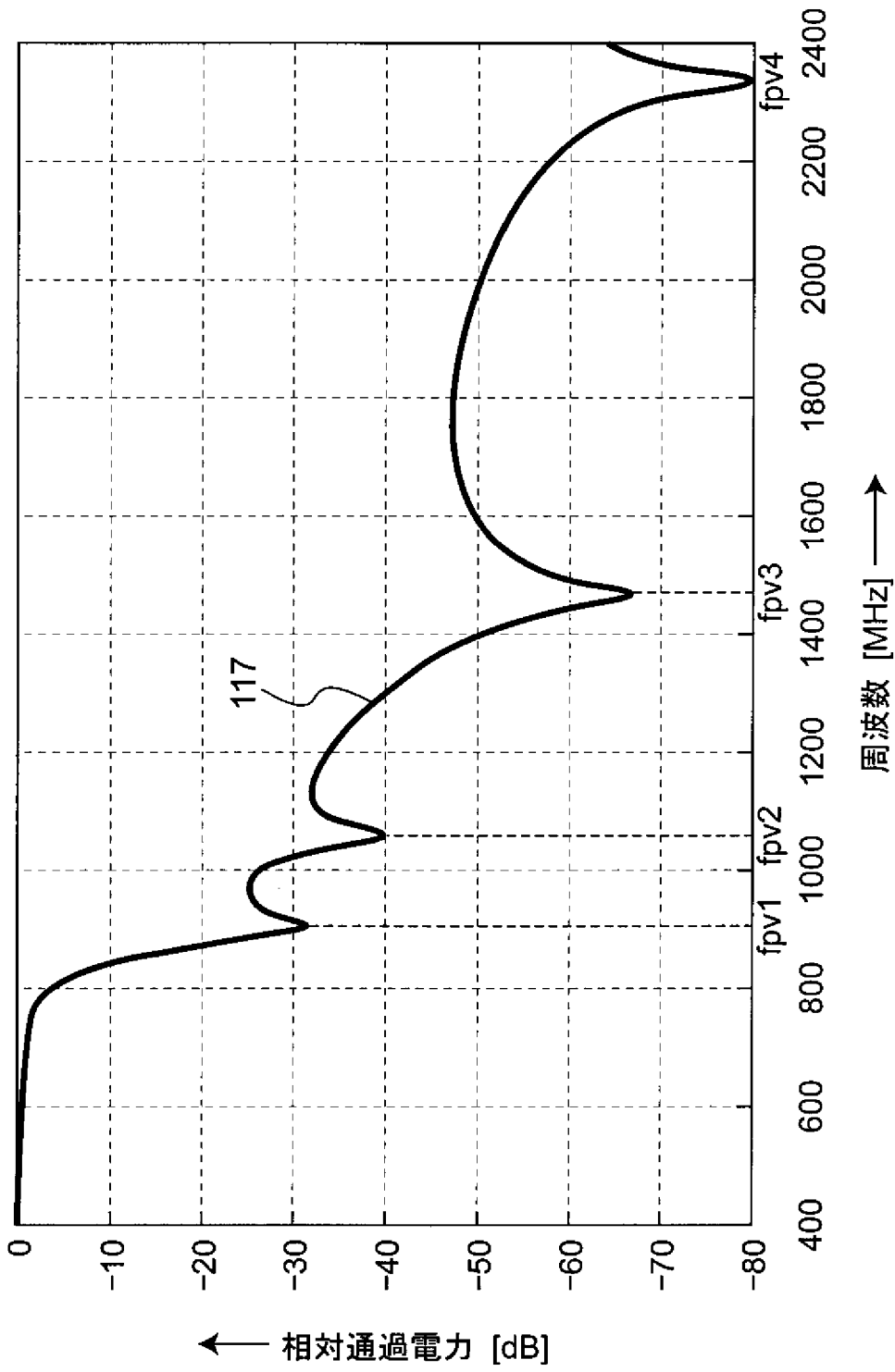
[図26]



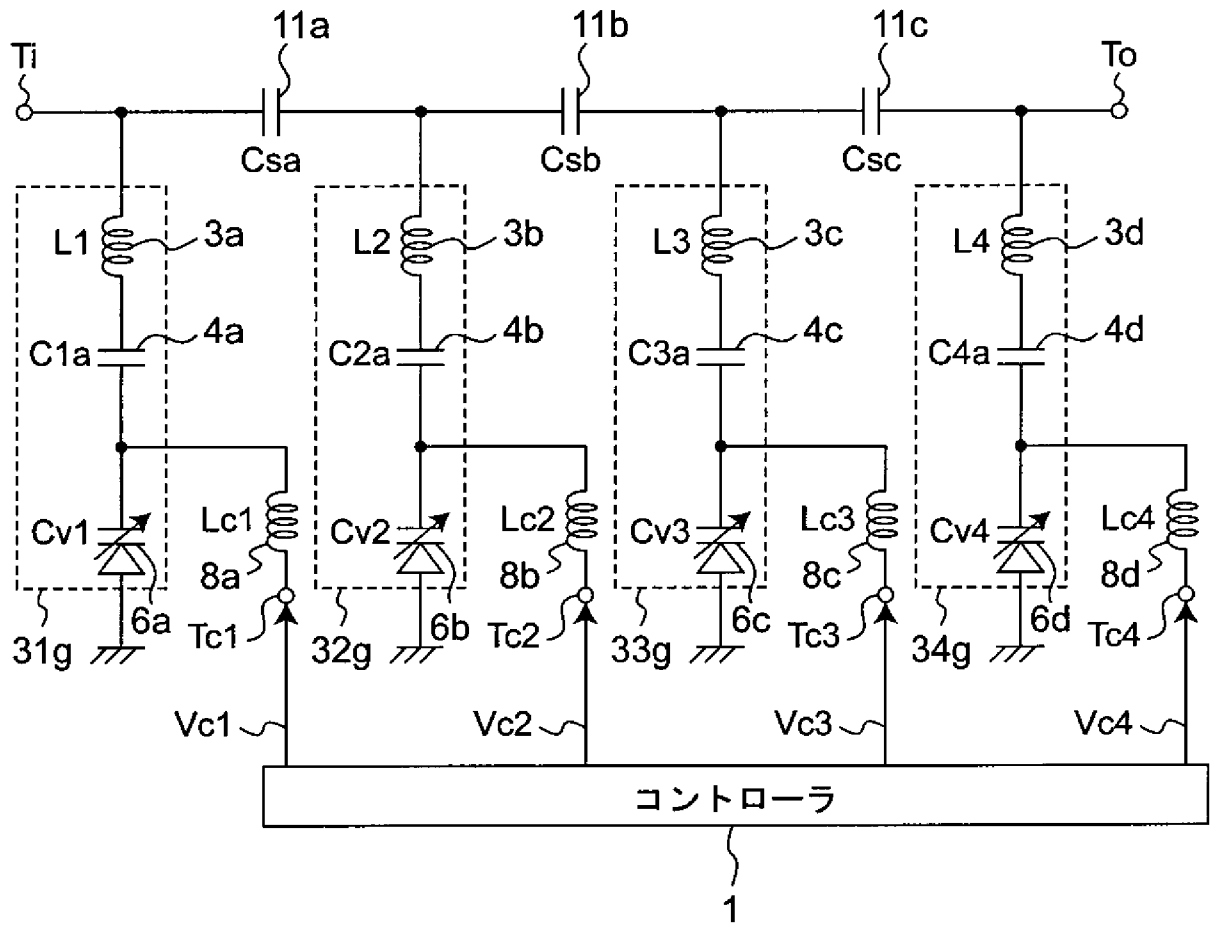
[図27]



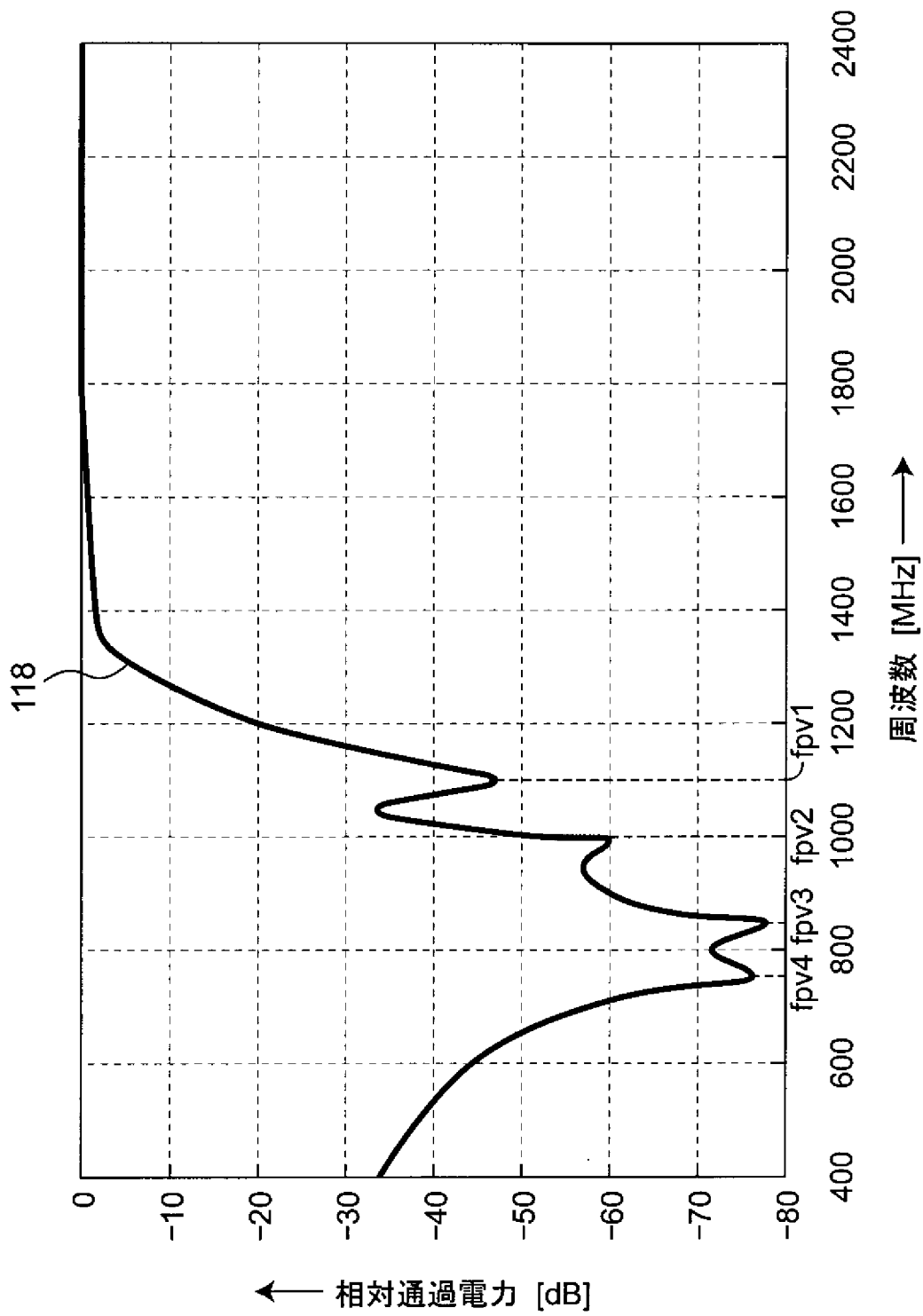
[図28]



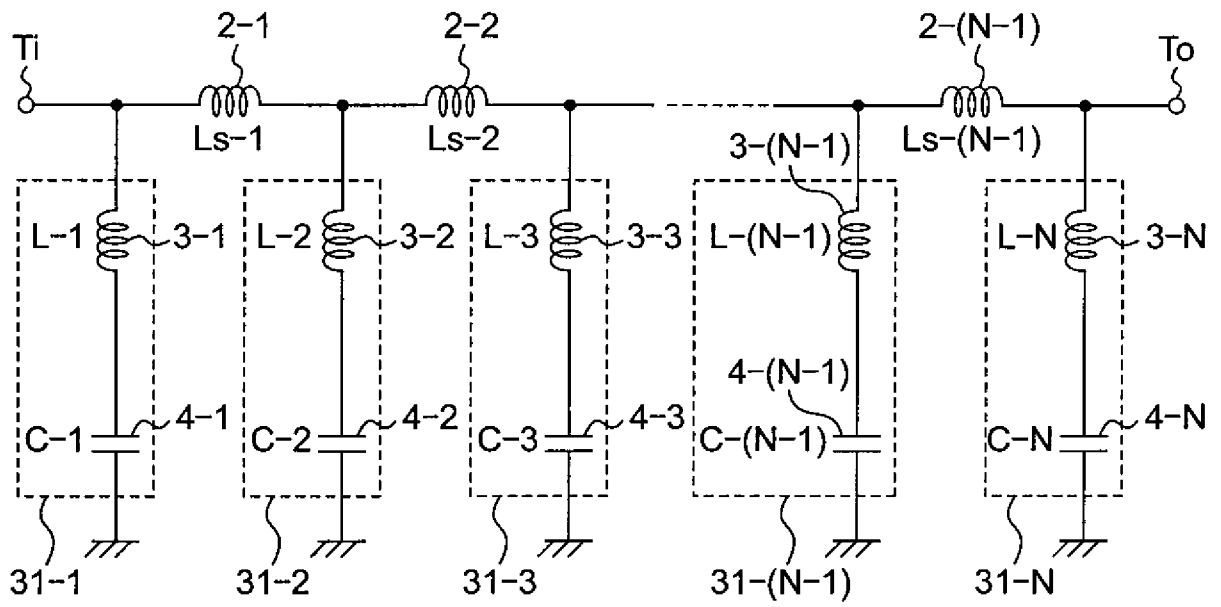
[図29]



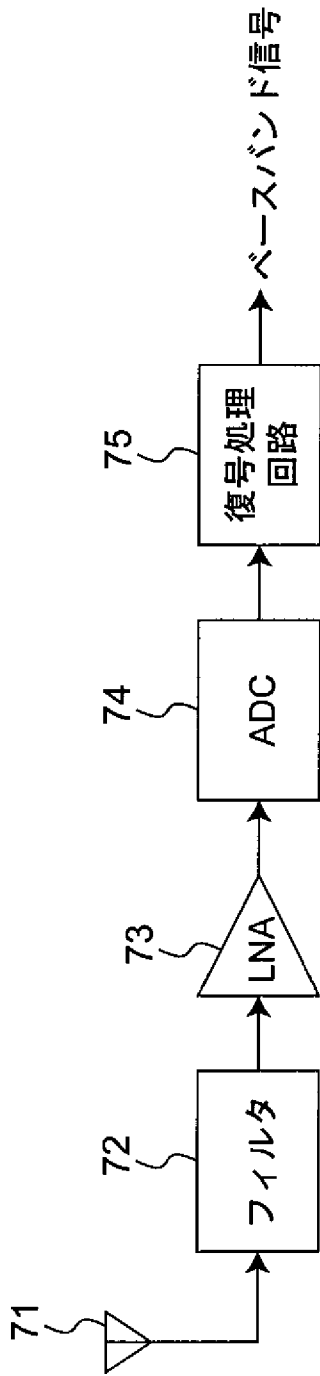
[図30]



[図31]



[図32]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2007/072378

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H03H7/01(2006.01) i, H04B1/18(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)
H03H7/01, H04B1/18

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	1996-2008
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2008	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2008

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 2004-235898 A (Kyocera Corp.), 19 August, 2004 (19.08.04), Par. Nos. [0004] to [0006]; Fig. 4 (Family: none)	1-7, 9, 10
A	JP 1-238321 A (Toshiba Corp.), 22 September, 1989 (22.09.89), Page 4, upper right column, line 3 to page 5, upper right column, line 5; Fig. 1 (Family: none)	1-7, 9, 10

Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	"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
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	"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
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date	"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
"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)	"&" document member of the same patent family
"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	

Date of the actual completion of the international search 12 February, 2008 (12.02.08)	Date of mailing of the international search report 26 February, 2008 (26.02.08)
---	--

Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office	Authorized officer
Facsimile No.	Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2007/072378

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Microfilm of the specification and drawings annexed to the request of Japanese Utility Model Application No. 153979/1988 (Laid-open No. 73821/1990) (DX Antenna Co., Ltd.), 06 June, 1990 (06.06.90), Page 7, line 16 to page 8, line 16; Figs. 8 to 11 (Family: none)	8, 10

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2007/072378

Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of first sheet)

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:

2. Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:

3. Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

The invention in claims 1-7 and 10 relates to a filter device wherein the capacity of a variable capacitance element is controlled so that two attenuation pole frequencies of the filter device are changed at the same time.

The invention in claims 8 and 9 relates to a filter device for obtaining a large attenuation quantity over a wide frequency band in a stopband without deteriorating relative passing power in a passband.

1. As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. As all searchable claims could be searched without effort justifying additional fees, this Authority did not invite payment of additional fees.
3. As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:

4. No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.:

Remark on Protest
the

- The additional search fees were accompanied by the applicant's protest and, where applicable, payment of a protest fee.
- The additional search fees were accompanied by the applicant's protest but the applicable protest fee was not paid within the time limit specified in the invitation.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC)) Int.Cl. H03H7/01(2006.01)i, H04B1/18(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. H03H7/01, H04B1/18		
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 日本国実用新案公報 1922-1996年 日本国公開実用新案公報 1971-2008年 日本国実用新案登録公報 1996-2008年 日本国登録実用新案公報 1994-2008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	J P 2 0 0 4 - 2 3 5 8 9 8 A (京セラ株式会社) 2 0 0 4 . 0 8 . 1 9 , 【 0 0 0 4 】 - 【 0 0 0 6 】 , 図 4 (ファミ リーなし)	1-7, 9, 10
A	J P 1 - 2 3 8 3 2 1 A (株式会社東芝) 1 9 8 9 . 0 9 . 2 2 , 第 4 頁 右 上 欄 第 3 行 - 第 5 頁 右 上 欄 第 5 行 , 第 1 図 (ファミリーなし)	1-7, 9, 10
<input checked="" type="checkbox"/> C 欄の続きにも文献が列挙されている。 <input type="checkbox"/> 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 1 2 . 0 2 . 2 0 0 8	国際調査報告の発送日 2 6 . 0 2 . 2 0 0 8	
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁 (ISA/J P) 郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5 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) 田中 庸介 電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 7 6	5 W 3 9 8 5

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	日本国実用新案登録出願63-153979号（日本国実用新案登録出願公開2-73821号）の願書に添付した明細書及び図面の内容を記録したマイクロフィルム（ダイエツクスアンテナ株式会社）1990.06.06, 第7頁第16行-第8頁第16行, 第8図-第11図（ファミリーなし）	8, 10

第II欄 請求の範囲の一部の調査ができないときの意見 (第1ページの2の続き)

法第8条第3項 (PCT17条(2)(a))の規定により、この国際調査報告は次の理由により請求の範囲の一部について作成しなかった。

1. 請求の範囲 _____ は、この国際調査機関が調査をすることを要しない対象に係るものである。つまり、

2. 請求の範囲 _____ は、有意義な国際調査をすることができる程度まで所定の要件を満たしていない国際出願の部分に係るものである。つまり、

3. 請求の範囲 _____ は、従属請求の範囲であってPCT規則6.4(a)の第2文及び第3文の規定に従って記載されていない。

第III欄 発明の単一性が欠如しているときの意見 (第1ページの3の続き)

次に述べるようにこの国際出願に二以上の発明があるところの国際調査機関は認めた。

請求の範囲1-7、10に係る発明は、フィルタ装置の2つの減衰極周波数を同時に変化させるように、可変容量素子の容量を制御するフィルタ装置に関するものである。

請求の範囲8、9に係る発明は、通過帯域における相対通過電力を低下させることなく、阻止帯域において広い周波数帯域にわたって大きな減衰量を得るフィルタ装置に関するものである。

1. 出願人が必要な追加調査手数料をすべて期間内に納付したので、この国際調査報告は、すべての調査可能な請求の範囲について作成した。
2. 追加調査手数料を要求するまでもなく、すべての調査可能な請求の範囲について調査することができたので、追加調査手数料の納付を求めなかった。
3. 出願人が必要な追加調査手数料を一部のみしか期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、手数料の納付のあった次の請求の範囲のみについて作成した。
4. 出願人が必要な追加調査手数料を期間内に納付しなかったため、この国際調査報告は、請求の範囲の最初に記載されている発明に係る次の請求の範囲について作成した。

追加調査手数料の異議の申立てに関する注意

- 追加調査手数料及び、該当する場合には、異議申立手数料の納付と共に、出願人から異議申立てがあった。
- 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがあったが、異議申立手数料が納付命令書に示した期間内に支払われなかった。
- 追加調査手数料の納付はあったが、異議申立てはなかった。