

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6477725号  
(P6477725)

(45) 発行日 平成31年3月6日(2019.3.6)

(24) 登録日 平成31年2月15日(2019.2.15)

(51) Int.Cl.		F I			
HO3H	7/12	(2006.01)	HO3H	7/12	
HO3H	9/64	(2006.01)	HO3H	9/64	Z
HO3H	9/54	(2006.01)	HO3H	9/54	A

請求項の数 4 (全 13 頁)

(21) 出願番号	特願2016-563706 (P2016-563706)	(73) 特許権者	000006231
(86) (22) 出願日	平成27年12月9日 (2015.12.9)		株式会社村田製作所
(86) 国際出願番号	PCT/JP2015/084488		京都府長岡京市東神足1丁目10番1号
(87) 国際公開番号	W02016/093264	(74) 代理人	110000970
(87) 国際公開日	平成28年6月16日 (2016.6.16)		特許業務法人 楓国際特許事務所
審査請求日	平成29年5月16日 (2017.5.16)	(72) 発明者	中堀 学
(31) 優先権主張番号	特願2014-249531 (P2014-249531)		京都府長岡京市東神足1丁目10番1号
(32) 優先日	平成26年12月10日 (2014.12.10)		株式会社村田製作所内
(33) 優先権主張国	日本国(JP)	(72) 発明者	谷 将和
			京都府長岡京市東神足1丁目10番1号
			株式会社村田製作所内
		審査官	橋本 和志

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 可変フィルタ回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

可変リアクタンスの調整によって複数の通信バンドに渡ってフィルタ特性を可変する可変フィルタ回路であって、

信号入力端と信号出力端との間に直列に接続された直列腕と、  
前記直列腕とグラウンド端との間に接続された、共振部を有する並列腕と、  
前記並列腕に設けられた、可変リアクタンスを有する可変リアクタンス部と、  
を備え、

前記信号入力端に接続された初段の並列腕の前記共振部は、前記複数の通信バンドのうちの、通過帯域の高周波数側に近接して阻止帯域を設定する通信バンドの全てに対して、  
共振周波数を $f_r$ 、反共振周波数を $f_a$ 、各通信バンドの通過帯域の高周波数側のカットオフ周波数を $f_n$ として、  
$$-95.2\% \leq 100 \times (f_n - f_r) / (f_a - f_r) \leq 23.9\%$$
となる共振周波数 $f_r$ および反共振周波数 $f_a$ を有するSAW共振子を用いて構成されている、

可変フィルタ回路。

【請求項2】

前記初段の並列腕の前記共振部は、  
$$-95.2\% \leq 100 \times (f_n - f_r) / (f_a - f_r) \leq 10.0\%$$
となる共振周波数 $f_r$ および反共振周波数 $f_a$ を有する、

請求項1に記載の可変フィルタ回路。

【請求項3】

前記初段の並列腕は、前記共振部と直列または並列に接続されるインダクタを更に備え

る、

請求項 1 または請求項 2 に記載の可変フィルタ回路。

【請求項 4】

前記直列腕は、誘導性リアクタンスを有する、

請求項 1 乃至請求項 3 のいずれかに記載の可変フィルタ回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、フィルタ特性が可変な可変フィルタ回路に関する。

【背景技術】

10

【0002】

従来の通信装置のフロントエンド回路では、周波数帯域が異なる複数の通信信号を取り扱うために、通信信号毎に対応するフィルタが設けられていた。このため、多数の通信信号に対応するためには、フロントエンド回路に多数のフィルタが必要となり、構成が複雑化および大型化してしまうという問題があった。そこで、フロントエンド回路の回路規模を抑制するため、フィルタ特性を調整することが可能な可変フィルタが利用されることがあった（例えば特許文献 1 および 2 参照。）。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

20

【特許文献 1】特開平 6 - 232793 号公報

【特許文献 2】特表 2014 - 502803 号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

可変フィルタは、一般に共振部と可変リアクタンス部とを備えて構成される。このような可変フィルタの共振部は、共振周波数でインピーダンスが小さくなるので、この共振周波数近傍に通信信号の電力が投入された場合の発熱が小さい。一方、共振部は反共振周波数でインピーダンスが大きくなるので、この反共振周波数近傍に通信信号の電力が投入される場合の発熱が大きい。また、可変フィルタの通過帯域においては、カットオフ周波数の近傍で挿入損失が最も悪くなる場合が多いため、通過帯域におけるカットオフ周波数近傍のバンドに通信信号の電力が投入される場合にも、やはり発熱が大きい。そして、可変フィルタでは、フィルタ特性を可変できるため、通過帯域のカットオフ周波数付近に共振部の反共振周波数が当たってしまうことで、共振部の発熱が過剰になってしまうこともあった。そして、これらのような理由で共振部が発熱すると、可変フィルタの挿入損失が増大して可変フィルタが機能不全に陥ることや、共振部の発熱によって故障が発生することがあった。

30

【0005】

そこで、本発明は、フィルタ特性を調整可能な可変フィルタ回路において、通過帯域のカットオフ周波数付近に共振部の反共振周波数が当たってしまうことを防いで、耐電力性を向上させることを目的とする。

40

【課題を解決するための手段】

【0006】

この発明は、可変リアクタンスの調整によって複数の通信バンドに渡ってフィルタ特性を可変する可変フィルタ回路であって、信号入力端と信号出力端との間に直列に接続された直列腕と、前記直列腕とグラウンド端との間に接続された、共振部を有する並列腕と、前記並列腕に設けられた、可変リアクタンスを有する可変リアクタンス部と、を備え、前記信号入力端に接続された初段の並列腕の前記共振部は、前記複数の通信バンドのうちの、通過帯域の高周波数側に近接して阻止帯域を設定する通信バンドの全てに対して、共振周波数を  $f_r$ 、反共振周波数を  $f_a$ 、各通信バンドの通過帯域の高周波数側のカットオフ周波数

50

を $f_n$ として、 $100 \times (f_n - f_r) / (f_a - f_r) = 23.9 (\%)$ となる共振周波数 $f_r$ および反共振周波数 $f_a$ を有する。

【0007】

上記の条件式では、各通信バンドの高周波数側カットオフ周波数が、初段の並列腕における共振部の共振周波数から低周波数側に重なる場合に0%になり、初段の並列腕における共振部の反共振周波数から低周波数側に重なる場合に100%になる。すなわち、初段の並列腕における共振部の共振周波数から反共振周波数までの周波数帯域に対して、各通信バンドの高周波数側カットオフ周波数がどの程度の位置にあるかを示している。したがって、上記の条件式における数値範囲は、各通信バンドの信号による電力が可変フィルタ回路に投入される周波数が、初段の並列腕における共振部の反共振周波数から共振周波数側

10

にどの程度ずれるかを表している。本願発明者らの知見によれば、上記のように初段の並列腕に設ける共振部を設定すれば、最も大きな電力が投入される初段の並列腕において、各通信信号の通過帯域における高周波数側のカットオフ周波数付近が初段の共振部の反共振周波数に当たらず、また、各通信信号の通過帯域の全域が初段の共振部の反共振周波数よりも低い周波数帯域に位置することになる。これらにより、初段の並列腕に過剰な発熱が生じにくくなり、また、初段以降の並列腕に過大な電力投入や発熱が生じることもない。したがって、可変フィルタ回路における電力投入時の挿入損失の劣化を抑制することができ、可変フィルタ回路の耐電力性を向上させることができる。

【0008】

前記初段の並列腕の共振部は、 $-95.2 (\%) = 100 \times (f_n - f_r) / (f_a - f_r) = 10.0 (\%)$ に該当する共振周波数 $f_r$ および反共振周波数 $f_a$ を有することが更に好ましい。

20

【0009】

このことにより、最も大きな電力が投入される初段の並列腕において発熱が更に生じにくくなり、電力投入時の挿入損失の劣化を更に抑えることができる。

【0010】

前記初段の並列腕は、前記共振部と直列または並列に接続されるインダクタを更に備えることが好ましい。

【0011】

この構成では、可変リアクタンスの調整によってフィルタ特性の制御を行うことができる周波数範囲を拡げることができる。

30

【0012】

前記直列腕は、誘導性リアクタンスを有することが好ましい。

【0013】

この構成では、通過帯域の高周波数側での減衰特性を急峻にすることができる。

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、フィルタ特性を調整可能な可変フィルタ回路において、複数の通信バンドそれぞれの高周波数側のカットオフ周波数付近に、初段の共振部の反共振周波数が当たらないようになり、耐電力性を向上させることができる。

40

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】第1の実施形態に係る可変フィルタ回路の回路図である。

【図2】第1の実施形態に係る可変フィルタ回路の直列腕に設けるリアクタンスの機能を説明するインピーダンス特性図である。

【図3】第1の実施形態に係る可変フィルタ回路の直列腕に設けるリアクタンスの機能を説明する通過特性図である。

【図4】第1の実施形態に係る可変フィルタ回路の並列腕に設けるインダクタの機能を説明するインピーダンス特性図である。

【図5】第1の実施形態に係る可変フィルタ回路の並列腕に設ける可変容量の機能を説明

50

する特性図である。

【図6】電力投入試験に係る試験対象回路の回路図および試験装置のブロック図である。

【図7】電力投入試験の結果を説明する図である。

【図8】第2の実施形態に係る可変フィルタ回路の回路図である。

【図9】第3の実施形態に係る可変フィルタ回路の回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

以下、図を参照して幾つかの具体的な例を挙げて、本発明を実施するための複数の形態を示す。各図中には同一箇所に同一符号を付している。各実施形態は例示であり、異なる実施形態で示した構成の部分的な置換または組み合わせが可能であることは言うまでもない。

10

【0017】

第1の実施形態

図1は、本発明の第1の実施形態に係る可変フィルタ回路10の回路図である。

【0018】

可変フィルタ回路10は、信号入力端INと信号出力端OUTとの間に接続された型回路として構成されており、直列腕21と、並列腕22、23とを備えている。なお、信号入力端INおよび信号出力端OUTには、適宜の整合回路を設けるようにしてもよい。直列腕21は、信号入力端INと信号出力端OUTとの間に直列に接続されている。並列腕22は、直列腕21の信号入力端IN側の一端に自らの一端が接続されており、グランド接続端に他端が接続されている。並列腕23は、直列腕21の信号出力端OUT側の他端に自らの一端が接続されており、グランド接続端に他端が接続されている。

20

【0019】

直列腕21は、インダクタ $L_{s1}$ を備えている。インダクタ $L_{s1}$ は、誘導性リアクタンスを有するものであり、直列腕21に直列に挿入されている。

【0020】

並列腕22は、可変容量 $C_{s\_p1}$ と直列インダクタ $L_{s\_p1}$ と共振子P1と並列インダクタ $L_{p\_p1}$ と、を備えている。可変容量 $C_{s\_p1}$ は、直列腕21の信号入力端IN側の一端に自らの一端が接続され、直列インダクタ $L_{s\_p1}$ に他端が接続されている。直列インダクタ $L_{s\_p1}$ は、可変容量 $C_{s\_p1}$ に一端が接続され、共振子P1に他端が接続されている。共振子P1は、直列インダクタ $L_{s\_p1}$ に一端が接続され、グランド接続端に他端が接続されている。並列インダクタ $L_{p\_p1}$ は、直列インダクタ $L_{s\_p1}$ と共振子P1との接続点に一端が接続され、他端がグランド接続端に接続されている。

30

【0021】

同様に、並列腕23は、可変容量 $C_{s\_p2}$ と直列インダクタ $L_{s\_p2}$ と共振子P2と並列インダクタ $L_{p\_p2}$ と、を備えている。可変容量 $C_{s\_p2}$ は、直列腕21の信号出力端OUT側の他端に自らの一端が接続され、直列インダクタ $L_{s\_p2}$ に他端が接続されている。直列インダクタ $L_{s\_p2}$ は、可変容量 $C_{s\_p2}$ に一端が接続され、共振子P2に他端が接続されている。共振子P2は、直列インダクタ $L_{s\_p2}$ に一端が接続され、グランド接続端に他端が接続されている。並列インダクタ $L_{p\_p2}$ は、直列インダクタ $L_{s\_p2}$ と共振子P2との接続点に一端が接続され、他端がグランド接続端に接続されている。

40

【0022】

なお、共振子P1、P2は、共振特性を有するものであればどのようなものであってもよく、SAW共振子やBAW共振子といった圧電共振子、または、誘電体同軸共振子、LC共振回路等を用いることができる。また、可変容量 $C_{s\_p1}$ 、 $C_{s\_p2}$ は、可変リアクタンスを有するものであるが、可変リアクタンスを有するものであれば、可変容量 $C_{s\_p1}$ 、 $C_{s\_p2}$ に替えて別の素子、例えば可変なインダクタンスを有する回路や素子を用いることもできる。また、インダクタ $L_{s1}$ 、キャパシタ $C_{s1}$ 、直列インダクタ $L_{s\_p1}$ 、 $L_{s\_p2}$ および、並列インダクタ $L_{p\_p1}$ 、 $L_{p\_p2}$ の素子や特性は適宜の設定とすることができる。

【0023】

50

次に、可変フィルタ回路 10 を構成する各素子の機能について説明する。

【 0 0 2 4 】

図 2 は、インダクタ  $Ls_1$  の機能を説明するインピーダンス特性図である。図 2 中の点線は、共振子 P1 または共振子 P2 の単体でのインピーダンス特性  $Im_1$  を模式的に示している。また、図 2 中の実線はインダクタ  $Ls_1$  を接続した状態での共振子 P1 または共振子 P2 のインピーダンス特性  $Im_1(Ls_1)$  を模式的に示している。

【 0 0 2 5 】

インピーダンス特性  $Im_1$  では、共振点  $fr$  の高周波数側の近傍に反共振点  $fa$  が現れる。一方、インピーダンス特性  $Im_1(Ls_1)$  では、共振点  $fr$  の高周波側の反共振点  $fa$  は共振点  $fr$  から大きく離れるように移動し、共振点  $fr$  の低周波側の反共振点  $fa$  が共振点  $fr$  に近づくように移動する。このことから、インピーダンス特性  $Im_1(Ls_1)$  では、共振点  $fr$  の低周波数側の近傍に反共振点  $fa$  が現れる。

10

【 0 0 2 6 】

図 3 は、可変フィルタ回路 10 の通過特性  $IL_1(Ls_1)$  を示す通過特性図である。

【 0 0 2 7 】

通過特性  $IL_1(Ls_1)$  では、共振子 P1, P2 の共振点近傍に生じる阻止帯域の低周波側に通過帯域を設けることができ、この低周波数側の通過帯域と阻止帯域との間での減衰特性が急峻になる。これは、インダクタ  $Ls_1$  を接続した場合にはインピーダンス特性  $Im_1(Ls_1)$  にて共振点  $fr$  の低周波数側の近傍に反共振点  $fa$  が現れるためである。

【 0 0 2 8 】

20

図 4 ( A ) は、直列インダクタ  $Ls_{p1}$ ,  $Ls_{p2}$  の機能を説明するインピーダンス特性図である。図 4 ( A ) 中の点線は、共振子 P1 または共振子 P2 の単体でのインピーダンス特性  $Im_2$  である。また、図 4 ( A ) 中の実線は、直列インダクタ  $Ls_{p1}$  または直列インダクタ  $Ls_{p2}$  を接続した状態での共振子 P1 または共振子 P2 のインピーダンス特性  $Im_2(Ls_p)$  である。

【 0 0 2 9 】

インピーダンス特性  $Im_2(Ls_p)$  とインピーダンス特性  $Im_2$  とを比較すると、反共振点  $fa$  の周波数は同じであるが、共振点  $fr$  の周波数は、インピーダンス特性  $Im_2$  よりもインピーダンス特性  $Im_2(Ls_p)$  ではより低周波側の周波数に移動している。すなわち、直列インダクタ  $Ls_{p1}$ ,  $Ls_{p2}$  は、共振子 P1 または共振子 P2 の共振点  $fr$  を低周波数側に移動させる機能を有している。

30

【 0 0 3 0 】

図 4 ( B ) は、並列インダクタ  $Lp_{p1}$ ,  $Lp_{p2}$  の機能を説明するインピーダンス特性図である。図 4 ( B ) 中の点線は、共振子 P1 または共振子 P2 の単体でのインピーダンス特性  $Im_3$  である。また、図 4 ( B ) 中の実線は、並列インダクタ  $Lp_{p1}$ ,  $Lp_{p2}$  を接続した状態での共振子 P1 または共振子 P2 のインピーダンス特性  $Im_3(Lp_p)$  である。

【 0 0 3 1 】

インピーダンス特性  $Im_3(Lp_p)$  とインピーダンス特性  $Im_3$  とを比較すると、共振点  $fr$  の周波数は同じであるが、反共振点  $fa$  の周波数は、インピーダンス特性  $Im_3$  よりもインピーダンス特性  $Im_3(Lp_p)$  ではより高周波側の周波数に移動している。すなわち、並列インダクタ  $Lp_{p1}$ ,  $Lp_{p2}$  は、共振子 P1 または共振子 P2 の反共振点  $fa$  を高周波数側に移動させる機能を有している。

40

【 0 0 3 2 】

次に、可変容量  $Cs_{p1}$ ,  $Cs_{p2}$  の機能について説明する。

【 0 0 3 3 】

図 5 ( A ) は、可変容量  $Cs_{p1}$ ,  $Cs_{p2}$  の機能を説明するインピーダンス特性図である。図 5 ( A ) 中の実線で示すインピーダンス特性  $Im_4A(Cs_p)$ ,  $Im_4B(Cs_p)$ ,  $Im_4C(Cs_p)$  は、可変容量  $Cs_{p1}$ ,  $Cs_{p2}$  のキャパシタンスを記載順に小さくなるように設定している。

【 0 0 3 4 】

インピーダンス特性  $Im_4A(Cs_p)$ ,  $Im_4B(Cs_p)$ ,  $Im_4C(Cs_p)$  は、反共振点  $fa$  の周波数が同じであるが、共振点  $fr$  の周波数は、可変容量  $Cs_{p1}$ ,  $Cs_{p2}$  のキャパシタンスが小さいほど

50

、反共振点faに接近し、より高周波数側に位置するようになる。

【 0 0 3 5 】

図5(B)は、可変フィルタ回路10の通過特性図である。図5(B)中の実線に示す通過特性IL4A(Cs\_p), IL4B(Cs\_p), IL4C(Cs\_p)は、可変容量Cs\_p1, Cs\_p2のキャパシタンスを記載順に小さくなるように設定している。通過特性IL4A(Cs\_p), IL4B(Cs\_p), IL4C(Cs\_p)では、可変容量Cs\_p1, Cs\_p2のキャパシタンスが小さくなるに連れて、阻止帯域が高周波数側に移動する。このように、可変容量Cs\_p1, Cs\_p2は、共振子P1, P2の共振点frや阻止帯域をより高周波数側に移動させるような機能を有している。

【 0 0 3 6 】

ただし、可変容量Cs\_p1, Cs\_p2のキャパシタンスを極めて小さくなるように制御したとしても、阻止帯域は所定の周波数を超えて高周波数側に調整することはできない。これは、インピーダンス特性において、共振点frの周波数を反共振点faの周波数を超えて高周波数側に調整することはできないためであり、阻止帯域の周波数可変範囲は、可変容量Cs\_p1, Cs\_p2が無い場合の共振点frと反共振点faとの間の帯域に制限されることになる。したがって、図4にて説明したように共振子P1, P2に対して直列インダクタLs\_p1, Ls\_p2や並列インダクタLp\_p1, Lp\_p2を接続して共振点frと反共振点faとの間の帯域を広帯域化しておくことで、阻止帯域の周波数可変範囲を広帯域化することができる。

【 0 0 3 7 】

可変フィルタ回路10の基本的な回路構成および回路機能は以上のようなものであり、可変フィルタ回路10は、通過帯域の高周波数側のカットオフ周波数および阻止帯域を調整可能なローパスフィルタとして機能する。

【 0 0 3 8 】

このような可変フィルタ回路10において、本発明では、信号入力端INからみて初段の並列腕22における共振子P1の共振周波数frおよび反共振周波数faを、可変フィルタ回路10が対応する複数の通信バンドの全てに対して、各通信バンドの通過帯域の高周波数側のカットオフ周波数をfnとして、 $100 \times (fn - fr) / (fa - fr) \geq 23.9(\%)$ となるように決定している。

【 0 0 3 9 】

ここで、上記の条件式の導出に用いた試験とその結果とについて説明する。

【 0 0 4 0 】

本願発明者は、可変フィルタ回路10が備える並列腕の回路構成に対して、耐電力性を確認するために電力投入試験を実施し、その結果に基づいて前述の条件式を導出した。図6(A)は、電力投入試験を実施した並列腕回路DUTの回路図である。並列腕回路DUTは、可変フィルタ回路10が備える初段の並列腕と同じ回路構成である。なお、試験に用いた共振子P1はSAW共振子で構成したものである。図6(B)は、電力投入試験を実施した試験装置100のブロック図である。

【 0 0 4 1 】

並列腕回路DUTに対する電力投入試験では、所定の温度環境下で並列腕回路DUTのサンプルに生じる挿入損失(I.L.)が-3dBとなる周波数に電力を投入して、時間経過に伴う挿入損失の変化を測定した。

【 0 0 4 2 】

具体的には、並列腕回路DUTを試験装置100の恒温槽101内に装荷し、シグナルジェネレーター102から、パワーアンプ103、カプラ104、およびアイソレータ105を介して、常温において並列腕回路DUTの挿入損失が-3dBとなる周波数で2.5Wの電力を並列腕回路DUTの入力端に出力した。そして、所定の時間が経過してから、その並列腕回路DUTの出力端にアッテネータ106を介して接続したパワーセンサ107と、カプラ104およびアッテネータ108を介して接続したパワーセンサ109とで電力を検出し、並列腕回路DUTへの入力信号と並列腕回路DUTからの出力信号とをパワーメータ110と比較して、並列腕回路DUTの挿入損失(I.L.)が-3dBとなる周波数を計測した。そして、その周波数で電力を投入しつづけて、時間経過に伴う挿入損失の変化を測定した。

10

20

30

40

50

## 【 0 0 4 3 】

図 7 ( A ) は、上記の電力投入試験を複数のサンプルに対して実施して得られた、サンプル毎の挿入損失の時間変化を示すグラフである。

## 【 0 0 4 4 】

電力投入試験には、サンプル A からサンプル H まで合計 8 個のサンプルを用いた。各サンプルには、互いに同程度の共振周波数と同程度の反共振周波数とを有する S A W 共振子を有する並列腕回路を用いた。電力投入試験の結果、サンプル A およびサンプル B は、電力投入直後に故障が発生し、残りのサンプル C からサンプル H は、電力投入後に減衰量の変化がみられたが、その変化量は小さく性能を維持した。しかしながら、残りのサンプルのうち、サンプル F およびサンプル E は、時間経過に伴い暫時的に減衰量の変化量が大きくなっていき、ついには約 1 5 時間の経過後にサンプル E に故障が発生した。このように、同様な周波数特性を有するサンプルであっても、その耐電力性は様々であった。

10

## 【 0 0 4 5 】

そこで、本願発明者は、共振子の共振周波数および反共振周波数に対する電力投入周波数の関係の観点、すなわち、並列腕回路 DUT における共振子の共振周波数から反共振周波数までの周波数帯域に対して、電力の投入周波数がどのような位置にあるかという観点から、並列腕回路の耐電力性の評価を行った。図 7 ( B ) は、各サンプルの周波数特性の詳細と、前述の電力投入試験で実際に電力が投入された投入周波数と、前述の条件式との関係を示す表である。図 7 ( C ) は、前述の条件式、すなわち、各サンプルにおける共振子の比帯域 (fa - fr) に対する電力投入周波数と共振子の共振周波数の差 (fn - fr) の割合と I L 変化量との関係を示すグラフである。ここで、共振子の比帯域 (fa - fr) に対する電力投入周波数と共振子の共振周波数の差 (fn - fr) の割合が正 ( + ) の値をとるときは電力投入周波数が共振点から見て反共振点側にあることを意味し、負 ( - ) の値をとるときは電力投入周波数が共振点から見て反共振点とは反対側にあることを意味し、0 であるときは電力投入周波数が共振点と同じ周波数であることを意味する。

20

## 【 0 0 4 6 】

なお、図 7 ( C ) には、電力投入後 1 5 時間経過時の I L 変化量を示しており、既に故障していたサンプル A およびサンプル B については、その I L 変化量を図中の最大値 ( - 1 . 5dB ) として表記している。

## 【 0 0 4 7 】

この解析からは、前述の条件式と I L 変化量との間には一定程度の相関があり、電力投入周波数が共振子の反共振周波数から共振周波数側に一定割合以上 ( サンプル F 以上 ) ずれることにより、故障 ( サンプル A , B , E ) の発生がなくなる傾向が確認できる。また、電力投入周波数が、更に共振周波数側にずれる場合 ( サンプル H 以上 ) には、I L 変化量が暫時的に増大する現象も発生しなくなる傾向が確認できる。

30

## 【 0 0 4 8 】

すなわち、条件式  $100 \times (fn - fr) / (fa - fr)$  が、サンプル F での値 2 3 . 9 % 以下となることにより、電力投入時の発熱量の増大を抑制でき、故障 ( サンプル A , B , E ) の発生を防ぐことができるものと考えられる。また、条件式  $100 \times (fn - fr) / (fa - fr)$  が、サンプル H での値 1 0 . 0 % 以下となることにより、電力投入時の発熱量の増大を大幅に抑制でき、I L 変化量の暫時的な増大を防ぐことができるものと考えられる。

40

## 【 0 0 4 9 】

なお、条件式  $100 \times (fn - fr) / (fa - fr)$  が、マイナスになる場合には電力投入時に挿入損失が大きく劣化する現象が確認されることはなかったが、図 7 ( C ) から少なくとも条件式  $100 \times (fn - fr) / (fa - fr)$  がサンプル D での値 - 9 5 . 2 % 以上となることにより、電力投入時の挿入損失の劣化は防ぐことができるものと考えられる。

## 【 0 0 5 0 】

以上のことから、可変フィルタ回路 1 0 を構成する各並列腕のうち、最も大きな電力が投入されることになる初段の並列腕において、可変フィルタ回路 1 0 が対応する通信バンドそれぞれに対して、共振周波数を fr、反共振周波数を fa、各通信バンドの通過帯域の高

50

周波数側のカットオフ周波数を $f_n$ として、 $100 \times (f_n - f_r) / (f_a - f_r) = 23.9 (\%)$ となる共振周波数 $f_r$ および反共振周波数 $f_a$ を有する共振子を用いることで、各通信信号の通過帯域における高周波数側のカットオフ周波数付近が初段の共振部の反共振周波数に当たらないようにすることができる。これにより、各通信信号の通過帯域の全域が初段の共振部の反共振周波数よりも低い周波数帯域に位置することになる。したがって、初段の並列腕に過剰な発熱が生じにくくすることができ、可変フィルタ回路における電力投入時の挿入損失の劣化を抑制することができ、可変フィルタ回路の耐電力性を向上させることができる。また、より好適には、初段の並列腕の共振部が、 $-95.2 (\%) = 100 \times (f_n - f_r) / (f_a - f_r) = 10.0 (\%)$ に該当する共振周波数 $f_r$ および反共振周波数 $f_a$ を有するならば、電力投入時の挿入損失の劣化を大幅に抑制することが可能になるといえる。そして、このように電力投入時の挿入損失の劣化を抑制できるならば、複数の通信バンドそれぞれに対して所望の挿入損失を実現しやすくなり、並列腕および共振部の段数を減らして可変フィルタ回路10のチップサイズの小型化を図ることもできる。

10

## 【0051】

次に可変フィルタ回路10の実施例に係る具体的な仕様を示す。

## 【0052】

実施例に係る可変フィルタ回路10は、LTE規格等に規定される通信バンドBAND12、通信バンドBAND17、および、通信バンドBAND28Hの送信周波数帯域に対応させるものとする。通信バンドBAND12、通信バンドBAND17、および、通信バンドBAND28Hは、いずれも、通過帯域とすべき送信周波数帯域の高周波数側に近接して阻止帯域とすべき受信周波数帯域が設定される通信バンドである。具体的には、通信バンドBAND12の送信周波数帯域は699~716MHzであり、通信バンドBAND12の受信周波数帯域は729~746MHzである。通信バンドBAND17の送信周波数帯域は704~716MHzであり、通信バンドBAND17の受信周波数帯域は734~746MHzである。通信バンドBAND28Hの送信周波数帯域は728~748MHzであり、通信バンドBAND28Hの受信周波数帯域は783~803MHzである。

20

## 【0053】

ここで、実施例に係る可変フィルタ回路10において可変容量の調整によって、通過帯域を各通信バンドの送信周波数帯域に合わせ、その通過帯域の高周波数側の阻止帯域をその通信バンドの受信周波数帯域に合わせるように調整する場合の耐電力性を考えると、初段の並列腕22における共振子P1の共振周波数 $f_r$ および反共振周波数 $f_a$ は、通信バンドBAND12、通信バンドBAND17、および、通信バンドBAND28Hのいずれに対しても、各通信バンドの通過帯域の高周波数側のカットオフ周波数を $f_n$ として、 $100 \times (f_n - f_r) / (f_a - f_r) = 23.9 (\%)$ となるように設定する必要がある。

30

## 【0054】

例えば、共振子P1の共振周波数 $f_r$ を746MHzに設定し、反共振周波数 $f_a$ を777MHzに設定する場合には、通信バンドBAND12に対して上記条件式は、通信バンドBAND12の通過帯域の高周波数側のカットオフ周波数が716MHzであるために、 $100 \times (f_n - f_r) / (f_a - f_r) = -96.8 (\%)$ となり、上記の条件式を満足する。通信バンドBAND17に対して上記条件式は、通信バンドBAND17の通過帯域の高周波数側のカットオフ周波数が716MHzであるために、 $100 \times (f_n - f_r) / (f_a - f_r) = -96.8 (\%)$ となり、上記の条件式を満足する。また、通信バンドBAND28Hに対して上記条件式は、通信バンドBAND28Hの通過帯域の高周波数側のカットオフ周波数が748MHzであるために、 $100 \times (f_n - f_r) / (f_a - f_r) = 6.45 (\%)$ となり、これも上記の条件式を満足する。

40

## 【0055】

したがって、可変フィルタ回路10において、通信バンドBAND12、BAND17およびBAND28Hの通信信号による電力が投入される周波数が、初段の並列腕22の共振子P1における反共振周波数777MHzから共振周波数746MHz側に大きくずれ、最も大きな電力が投入される初段の並列腕22の共振子P1において過剰な熱が発生しにくくなり、電力投入時の挿入損失の劣化を抑制し、さらには共振子の故障を防ぐことができる。このた

50



め、可変フィルタ回路 10 における並列腕の段数が少なくても所望のフィルタ特性を実現しやすく、並列腕の段数を抑制して回路規模や回路サイズを低減することができる。

【0056】

第2の実施形態

図8は、本発明の第2の実施形態に係る可変フィルタ回路10Aの回路図である。

【0057】

可変フィルタ回路10Aは、第1の実施形態の構成における直列腕21と信号出力端OUTとの間に直列腕26を追加し、直列腕26の信号出力端OUT側の一端に並列腕25を追加した構成である。この可変フィルタ回路10Aでは、並列腕23と追加した直列腕26および並列腕25とが、第2の型回路を構成する。本発明の可変フィルタ回路は、このようにして直列腕および並列腕の段数を増やしてもよく、直列腕および並列腕の段数を増やすことにより、阻止帯域での減衰量を増大させることが可能になる。

10

【0058】

第3の実施形態

図9は、本発明の第3の実施形態に係る可変フィルタ回路10Bの回路図である。

【0059】

可変フィルタ回路10Bは、第1の実施形態の構成における並列腕22および並列腕23にスイッチSWを追加し、また、並列腕22および並列腕23それぞれに、互いの特性が異なる複数の共振子P1, P2を追加し、スイッチSWの切り替えによっても周波数特性を切り替えられるようにしたものである。本発明の可変フィルタ回路は、このようにして並列腕に複数の共振子を設けてもよく、この場合にも、可変容量の総数は増やす必要がないので、回路規模を抑制しながら可変フィルタ回路で対応可能な通信バンドを増やすことが可能になる。

20

【0060】

以上の各実施形態に説明したように本発明は実施することができる。なお、本発明は、特許請求の範囲に記載に該当する構成であれば、上述の各実施形態や変形例で示した構成の他のどのような構成であっても実施することができる。例えば、可変フィルタ回路の直列腕には、容量性リアクタンスを設ける他、誘導性リアクタンスや、容量性リアクタンスと容量性リアクタンスとの切り替え回路を設けるようにしてもよい。より好ましくは、直列腕には少なくとも誘導性リアクタンスを設けるほうがよく、このことにより、通過帯域の高周波数側に隣接する阻止帯域を実現する際に通過帯域と阻止帯域との間で急峻な減衰特性を実現することができる。また、並列腕は、並列インダクタと直列インダクタとを双方ともに設ける他、並列インダクタと直列インダクタとのうちのみを設けてもよく、また、並列インダクタと直列インダクタとの双方を設けなくてもよい。

30

【符号の説明】

【0061】

10, 10A, 10B ... 可変フィルタ回路

11 ... 入力段整合回路

12, 12A ... 型回路

13 ... 出力段整合回路

21, 26 ... 直列腕

22, 23, 25 ... 並列腕

24 ... 切替回路

100 ... 試験装置

101 ... 恒温槽

102 ... 信号生成器

103 ... 電力増幅器

104 ... カプラ

105 ... アイソレータ

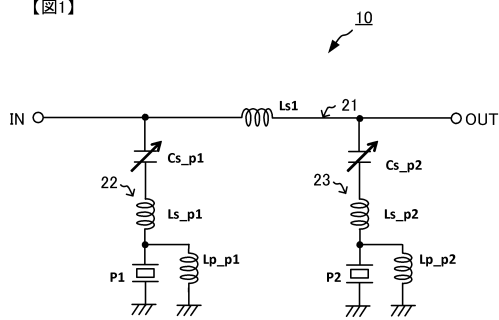
106, 108 ... アッテネータ

40

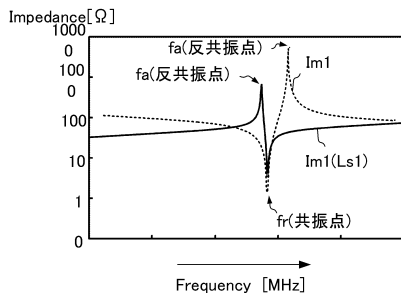
50

1 0 7 , 1 0 9 ... 電力検出器  
1 1 0 ... 電力計

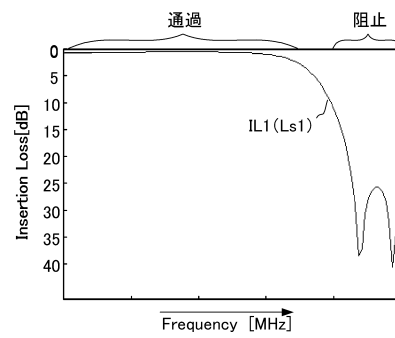
【 図 1 】  
【 図1】



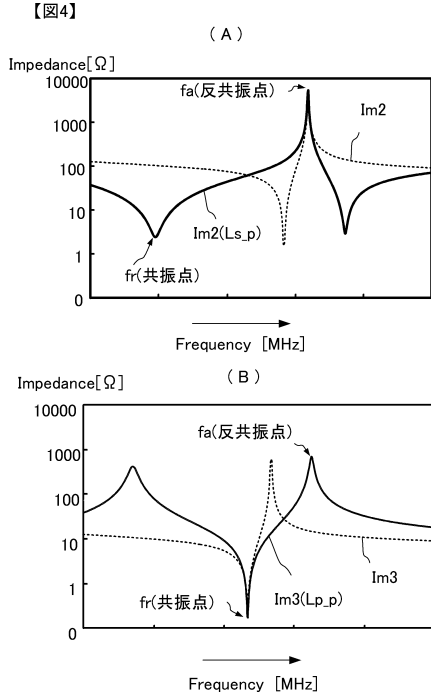
【 図 2 】  
【 図2】



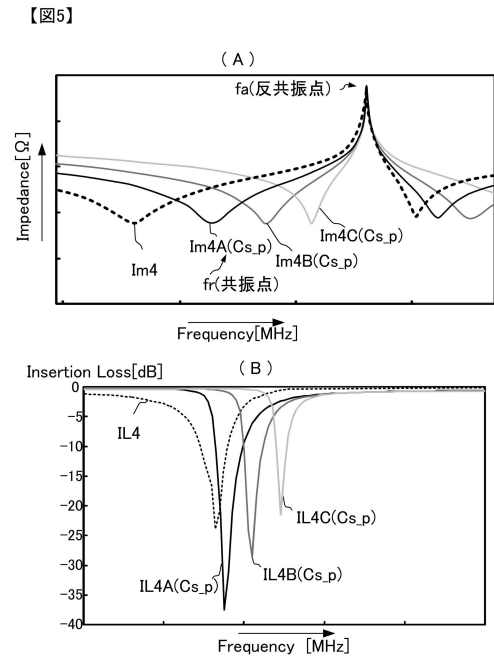
【 図 3 】  
【 図3】



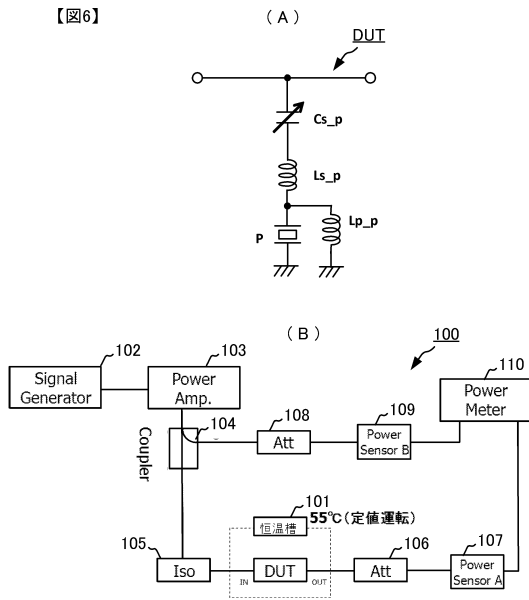
【図4】



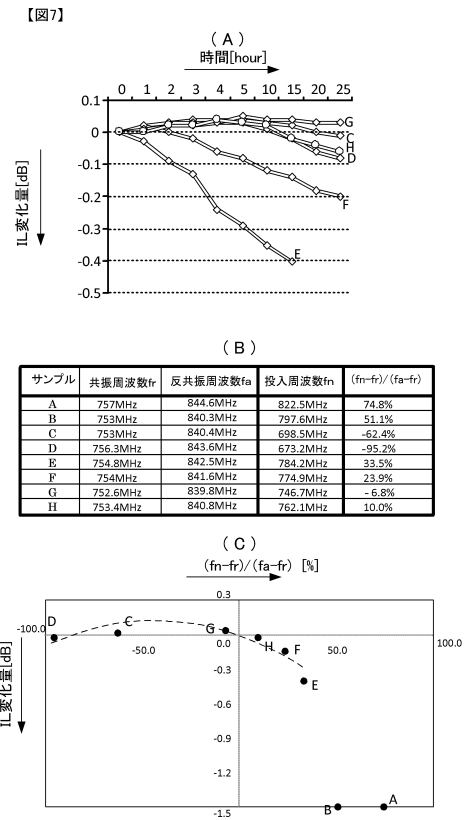
【図5】



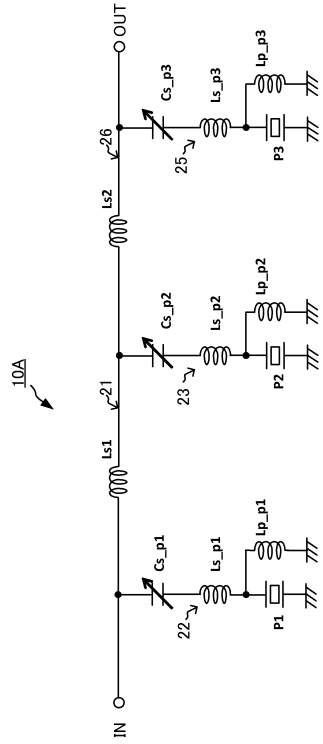
【図6】



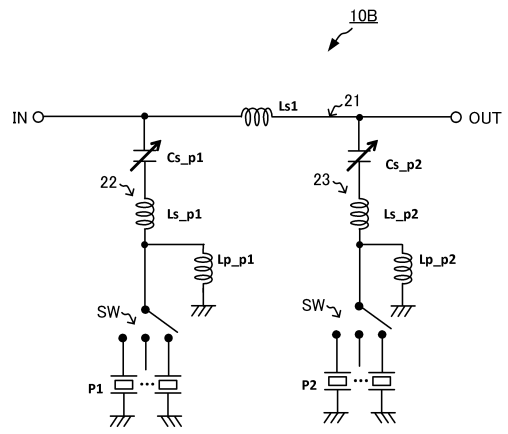
【図7】



【 図 8 】  
【 図8】



【 図 9 】  
【 図9】



---

フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2013-239839(JP,A)  
特開2009-130831(JP,A)  
特開2004-173245(JP,A)  
特開2004-135322(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03H 7/12  
H03H 9/54  
H03H 9/64