

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5475456号
(P5475456)

(45) 発行日 平成26年4月16日(2014.4.16)

(24) 登録日 平成26年2月14日(2014.2.14)

(51) Int.Cl.	F 1
HO3H 11/06 (2006.01)	HO3H 11/06
HO3H 11/04 (2006.01)	HO3H 11/04 F
HO3H 7/075 (2006.01)	HO3H 11/04 C HO3H 7/075 A

請求項の数 3 (全 8 頁)

(21) 出願番号	特願2009-537606 (P2009-537606)	(73) 特許権者	501263810 トムソン ライセンシング Thomson Licensing フランス国, 92130 イッサー レ ムーリノー, ル ジャンヌ ダルク, 1-5 1-5, rue Jeanne d' Arc, 92130 ISSY LES MOULINEAUX, France
(86) (22) 出願日	平成19年11月15日(2007.11.15)	(74) 代理人	110001243 特許業務法人 谷・阿部特許事務所
(65) 公表番号	特表2010-511312 (P2010-511312A)	(72) 発明者	ロー イネ トン ドミニク フランス国, 35700 レンヌ, リ ュ ジャンヌ クーブラン 49番地
(43) 公表日	平成22年4月8日(2010.4.8)		
(86) 國際出願番号	PCT/EP2007/062393		
(87) 國際公開番号	W02008/065009		
(87) 國際公開日	平成20年6月5日(2008.6.5)		
審査請求日	平成22年11月15日(2010.11.15)		
(31) 優先権主張番号	0655109		
(32) 優先日	平成18年11月27日(2006.11.27)		
(33) 優先権主張国	フランス(FR)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】アクティプローパスフィルタ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

入力ポートと出力ポートとの間に直列に構成された複数のカップリングインダクタの対称の回路によって、および、前記複数のカップリングインダクタに関連する複数の直列LC共振器によって形成される、カットオフ周波数を有する選択性アクティプローパスフィルタであって、

前記複数の直列LC共振器のうちの直列LC共振器は、前記複数の直列LC共振器のうちの他の直列LC共振器に対して前記対称の回路の中央に位置し、カットオフ周波数に最も近い周波数で共振し、

前記対称の回路は、前記ローパスフィルタが单一負性抵抗を有するように、前記回路の中央において前記直列LC共振器と直列に、ただ1つの单一負性抵抗を備えた、前記選択性アクティプローパスフィルタ。

【請求項 2】

前記負性抵抗は、前記カットオフ周波数に最も近い周波数で共振する前記直列LC共振器の前記インダクタの寄生抵抗より大きい値を有する、請求項1に記載の選択性アクティプローパスフィルタ。

【請求項 3】

前記アクティプローパスフィルタは、擬似橜円型の応答を示す11次のフィルタである、請求項2に記載の選択性アクティプローパスフィルタ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、選択性アクティプローパスフィルタ及びアクティプローパスフィルタの選択性を改善する方法に関する。本発明は、マルチモード、マルチスタンダード、例えばセルラフォン（GSM、UMTS等）システム、地上波デジタルテレビジョン受信機（DVB-H/T）システム及びローカルネットワーク（WLAN a/b/g）にアクセスするシステムを統合した固定/移動端末を設計するためのマルチ無線フロントエンド（Multi-Radio-Front-End、MRFE）プロジェクトのフレームワークに係る。

【背景技術】

10

【0002】

技術的な観点からすると、このように種々のアクセスモードを单一の通信対象に集約することは、特に、各モードの動作周波数帯が互いに近接しているために生じる共存の問題を含んでいる。

【0003】

本発明は、より特定的には、2つの帯域を離隔するためのフィルタデバイスがシステムに設けられていない場合に、図1に示すように、890～915MHzの帯域内で伝送されるGSM信号がDVB-H/T受信に確実に干渉してその品質を劣化させるであろうことが明らかである、DVB-H/T標準及びGSM標準の共存に関するものである。

【0004】

20

このような場合、帯域幅に関しての非常に厳しい仕様により、超選択性アクティプローパスフィルタの使用が必然的に要求される。もちろん、このフィルタは、862MHz以上のカットオフ周波数を有し、890～915MHzのGSM周波数帯を少なくとも20dBで阻止しなければならない。事前の解析によれば、11次のフィルタを使用しつつ疑似橿円型の応答を有することのみがこのような目的を達成可能にする。

【0005】

このフィルタ用のネットワーク（回路）が図1に示されている。このフィルタの統合体は、自動的に、対称の回路構造となる。この回路は、

- ・入力端子E及び出力端子S間に直列接続された6つのカップリングインダクタ $2 \times L_1$ 、 $2 \times L_2$ 、 $2 \times L_3$ と、
- ・これらカップリングインダクタ及び接地間に挿入された5つのL/C直列共振素子 $2 \times L_{r1}/C_{r1}$ 、 $2 \times L_{r2}/C_{r2}$ 、 $1 \times L_{r3}/C_{r3}$ とを備えている。これらL/C直列共振素子は、フィルタのカットオフ周波数に非常に近い周波数で共振し、これによってフィルタの選択性を劇的に高めることを可能にする伝送零点を作り出す。

30

【0006】

この幅のフィルタ用として推奨されるこの回路統合方法を実現する場合、各素子の値は以下のようになる。

- ・カップリングインダクタ、 $L_1 = 1.5 \text{ nH}$ 、 $L_2 = 10 \text{ nH}$ 、 $L_3 = 9.1 \text{ nH}$ 、
- ・L/C直列共振素子のインダクタ及びキャパシタ、 $L_{r1} = 11 \text{ nH}$ 、 $L_{r2} = 7.5 \text{ nH}$ 、 $L_{r3} = 6.8 \text{ nH}$ 、 $C_{r1} = 2.2 \text{ pF}$ 、 $C_{r2} = 3 \text{ pF}$ 、 $C_{r3} = 3.3 \text{ pF}$ 。

40

【0007】

L/C素子の共振周波数は重要である。カットオフ周波数に最も近い伝送零点を得ることが可能なL/C共振器が回路の両端に位置している。この場合は、周波数 $F_{r1} = 1023 \text{ MHz}$ で共振する2つの L_{r1}/C_{r1} である。2つの他のL/C共振器は、周波数 $F_{r2} = 1061 \text{ MHz}$ 及び $F_{r3} = 1062 \text{ MHz}$ で共振する。

【0008】

図2は理想のL/C素子としてシミュレートした伝送応答を示している。この場合、カットオフ周波数 F_c はポイントm1で示される860MHz付近であり、ポイントm2から示される40dBより大きいGSM帯域が阻止されることが分かるであろう。これら素

50

子としては、例えば村田製作所から提供される L Q W 1 5 シリーズのインダクタ及び G R M 1 5 シリーズのキャパシタのような S M C (表面実装素子) が通常用いられる。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

実際には、寄生要素を考慮に入れると、カットオフ周波数 F_c の近傍で、挿入損失が大幅に悪化する。この悪化は、主に、インダクタの寄生直列抵抗 (巻線型 S M C インダクタで典型的には約 1 Ω) によるものであり、これはインダクタのクオリティファクタ Q_F を低下させ、従って、挿入損失及び選択度に関してフィルタの性能を低下させる。図 2 は回路の L / C 素子の寄生要素を考慮した場合のシミュレートしたフィルタの性能を示しており、同図から、カットオフ周波数 F_c における挿入損失が悪化していることが分かる。この損失は、13 dB より大きくなっている。

10

【0010】

従って本発明の目的は、これらの問題点を解消することにある。

【課題を解決するための手段】

【0011】

本発明は、カットオフ周波数 F_c を有していると共に、入力ポート及び出力ポート間に直列に設けられたカップリングインダクタを備えた L / C 共振素子の対称回路により形成されたローパスフィルタの選択度を改善する方法からなる。この選択度を改善する方法は、カットオフ周波数 F_c に最も近い周波数で共振する共振素子を回路の中央に配置するステップと、負性素子 R_N をこの共振素子と直列に挿入するステップと、ローパスフィルタを動作帯域内に整合するために、回路の L / C 共振素子の各要素の値を最適化するステップとを備えている。

20

【0012】

これにより、本発明は、D V B - H / T 標準及び G S M 標準の共存による問題点を解消できるという効果を有している。

【0013】

本発明は、さらに、インダクタ L 及び L / C 共振器の回路によって形成される、カットオフ周波数 F_c の選択性アクティプローパスフィルタに関する。ここで、回路の中央に、カットオフ周波数 F_c に最も近い周波数で共振する共振素子と直列の負性素子 R_N を備えている。

30

【0014】

好ましくは、負性抵抗の値が、カップリングインダクタの寄生抵抗の値より大きい。

【0015】

本発明の変更態様によれば、アクティプローパスフィルタが、疑似橢円型の応答を示す 11 次のフィルタである。

【発明の効果】

【0016】

本発明によれば、ただ 1 つの負性抵抗を用いることにより、フィルタのサイズを抑えることができ、コスト及び電力消費量を低減化することができる。さらに、電気的に安定している機能により、フィルタを無条件で受信システムに挿入することができる。

40

【0017】

上述した本発明の構成及び作用効果、さらには他の構成及び作用効果は、添付図面を参照した以下の記載からより明確になるであろう。

【図面の簡単な説明】

【0018】

【図 1】前述した、従来技術によるローパスフィルタを示す図である。

【図 2】前述した、寄生要素を考慮した場合の、ローパスフィルタのシミュレートした応答曲線を示す図である。

【図 3】複数の負性抵抗を備えたアクティプローパスフィルタの回路を示す図である。

50

【図4】单一の負性抵抗を回路の一方の端に備えたアクティブローパスフィルタの回路を示す図である。

【図5】单一の負性抵抗を回路の中央に備えた本発明によるアクティブローパスフィルタの回路を示す図である。

【図6】本発明によるアクティブローパスフィルタのシミュレートした応答曲線を示す図である。

【図7】負性抵抗の接続形態を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0019】

説明を簡単にするため、以下の図面においては、同一の機能を果たす要素については同一の参照符号を使用する。 10

【0020】

最も重大な意味を持つ寄生抵抗は、伝送零点をカットオフ周波数 F_c 近傍に生成可能とするインダクタ L_r の寄生抵抗、より特定的には、前述したように、キャパシタ $C_r 1$ と直列に接続されておりカットオフ周波数 F_c の最も近くに伝送零点を作り出すことができるインダクタ $L_r 1$ の寄生抵抗である。

【0021】

ここで提案するデザインは、疑似構造ローパス型の応答により、伝送される不要な GSM 帯域が阻止され、これにより、470 ~ 862 MHz の全 DVB 帯域が干渉可能性から保護され得るアクティブフィルタリング技術を使用することに基づく。 20

【0022】

アクティブフィルタは、主としてトランジスタのようなアクティブ素子を備えたフィルタであると定義される。アクティブフィルタは、パッシブ素子に特有の損失を補償できることから、挿入損失及び達成可能な選択性に関してパッシブフィルタより高い性能を得ることができる。しかしながら、フィルタ内のアクティブ素子は、例えば電気的安定性、装置ノイズ、アクティブ素子の非直線性、及び電力消費性においていくつかの問題点を有している。

【0023】

ローパス回路の特定の場合において、インダクタの損失は、負性抵抗を生成してこのインダクタの寄生抵抗を補償する直列のアクティブ回路を用いることによって補償される。 30

【0024】

極端な場合、理想ローパスフィルタの性能を回復するべく、各 L / C 素子に負性抵抗が付加されるべきであろう。即ち、11極フィルタについて図3に示すように全部で5つの抵抗 $R_N 1, R_N 2, R_N 3, R_N 4$ 及び $R_N 5$ を付加する必要があるであろう。しかしながら、この場合、フィルタのコスト、サイズ及びその電力消費率が大幅に増大してしまう。

【0025】

図4は他の解決方法を表わしている。この方法は、キャパシタ $C_r 1$ に直列接続されておりカットオフ周波数 F_c に最も近い伝送零点を作り出すことを可能とする2つのインダクタ $L_r 1$ の1つに、特に、直列に接続された单一の負性抵抗を単に導入するものである。さらに、負性抵抗 $R_N 1$ をインダクタ単独の寄生抵抗より高い値とすることにより、この負性抵抗は、カットオフ周波数 F_c 近傍における回路の全損失を実質的に補償することができる。 40

【0026】

例えば、通常は1つ又は2つのバイポーラトランジスタ構造で設計される、-7の負性抵抗 R_N は、-1の寄生抵抗値を補償することができる。

【0027】

図7はこのような負性抵抗の接続形態を示している。トランジスタのポート1及び2は、それらのベースに接続されている。各トランジスタのコレクタは、反対側のトランジスタのベースに接続されている。バイアス電圧がエミッタの共通点に印加される。負性抵抗 50

として、他の多くの回路がシミュレート可能である。

【0028】

シミュレーションの結果、このフィルタは、特にこのフィルタがDVB-H/T受信機システムに挿入された場合に、電気的不安定性の発生源となる可能性がある。

【0029】

通常使用されるフィルタ回路の初期構造、特にこの回路内のL/C共振器の位置に戻り、フィルタのカットオフ周波数Fc近傍で共振しているL/C共振器のうち、回路の一方の端に位置している1つのL/C共振器を回路の中央に移動させ、このL/C共振器と直列に負性抵抗を挿入することにより、上述した不安定性の問題も解決する。この負性抵抗の値は、回路の全損失を補償するために1つのインダクタ単独の寄生抵抗値より高い値とする必要があり、また、回路の他のL及びC要素の値は、フィルタを動作帯域内に再整合させるために、再度最適化する必要がある。

【0030】

図5は、単一の負性抵抗を回路の中央に備えたこのようなアクティブローパスフィルタを示している。このアクティブローパスフィルタは、入力ポートであるポート1と出力ポートであるポート2との間に直列に接続された6つのカップリングインダクタを備えている。共振素子のうち、フィルタのカットオフ周波数Fcに最も近い周波数で共振する1つの共振素子Lr1/Cr1が、フィルタの中央に挿入されるように、5つの共振素子が配置されている。負性抵抗RN1が、この共振素子Lr1/Cr1に直列に挿入されている。

【0031】

2つの共振素子Lr2/Cr2及びLr4/Cr4が中央の共振素子の両側にそれぞれ配置されており、共振素子Lr3/Cr3及びLr5/Cr5がフィルタの両端にそれぞれ接続されている。

【0032】

次いで、共振素子の値が、所望の選択度及び整合性能が得られるように最適化される。

【0033】

単一の負性抵抗を正しい配置で付加することにより、最も重要な意味を持つインダクタの寄生抵抗が補償可能となり、通常使用される初期フィルタ回路が改善されてフィルタを無条件に安定化できる。

【0034】

図6は本発明におけるアクティブローパスフィルタのシミュレートした応答曲線を示している。同図より、不要なGSM帯域の減衰が40dBを越えていることが分かる。この曲線のポイントm2は、周波数890MHzでの-43.71dBの減衰に相当している。ポイントm1は、周波数860MHzでの-0.33dBの損失を表わしている。このように、挿入損失は非常に低い状態となっている。

【0035】

さらに、このフィルタ装置は、フィルタの2つのポートにおけるシミュレートされた反射パラメータが負であるため、完全に電気的に安定している。

【0036】

このようにして得られるフィルタは、DVB-H/T帯域の挿入損失と、不要なGSM帯域の阻止とに関して満足できる性能を示している。動作周波数が比較的低い(<1GHz)用途において、このL/C素子は、フィルタの小型特性を保持するために独立した素子(又は局在の、SMC型の)であるが、その概念は他の技術、特にこれらL/C素子が例えば伝送線路等のより高い周波数の用途の分散型素子で形成されている場合、に適用可能である。

【0037】

以上述べた実施形態は全て本発明を例示的に示すものであって限定的に示すものではなく、本発明は他の種々の変形態様及び変更態様で実施することができる。従って本発明の範囲は特許請求の範囲及びその均等範囲によってのみ規定されるものである。

10

20

30

40

50

【符号の説明】

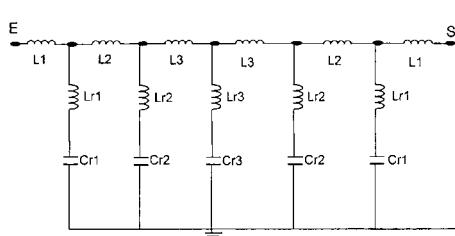
【0038】

L1、L2、L3、L4、L5、L6、Lr1、Lr2、Lr3、Lr4。Lr5 インダクタ

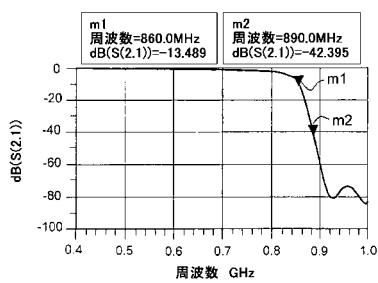
Cr1、Cr2、Cr3、Cr4、Cr5 キャパシタ

RN1、RN2、RN3、RN4、RN5 抵抗

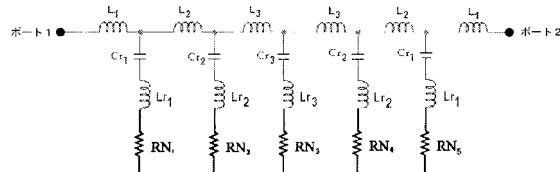
【図1】



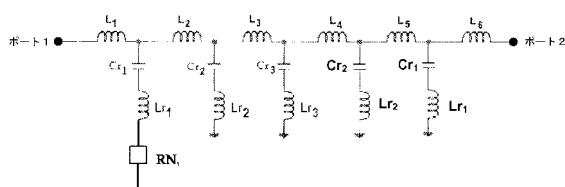
【図2】



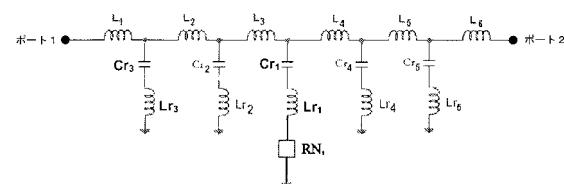
【図3】



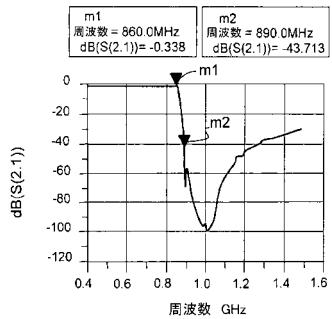
【図4】



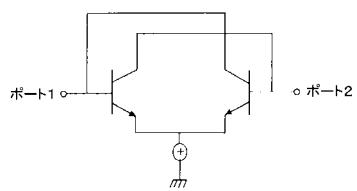
【図5】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 バロン フランソワ

フランス国, 35235 トリニエーフーラール, リュ マリエ ドゥ ケルストラ, 3番地

(72)発明者 ラバビディ ラーファ

レバノン共和国, トリポリ, イムーブル ジョブレーヌ, リュ エル アーズ

(72)発明者 ルージル アリ

フランス国, 35000 レンヌ, リュ ドゥ ラ ゴドモンディエール 6番地

審査官 國分 直樹

(56)参考文献 特開昭61-107832(JP,A)

特開平02-149120(JP,A)

特開昭59-183521(JP,A)

特開昭52-123151(JP,A)

実開昭56-104232(JP,U)

DARDILLAC S, 33RD EUROPEAN MICROWAVE CONFERENCE, 米国, IEEE, 2003年10月 7日, V 2, P821-824

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H03H5/00-7/13

H03H11/00-15/02

H03H19/00-21/00