

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第3877825号

(P3877825)

(45) 発行日 平成19年2月7日(2007.2.7)

(24) 登録日 平成18年11月10日(2006.11.10)

(51) Int. Cl. F I  
**HO4B 1/40 (2006.01)** HO4B 1/40

請求項の数 4 (全 7 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平9-35054  (22) 出願日 平成9年2月19日(1997.2.19)  (65) 公開番号 特開平10-4372  (43) 公開日 平成10年1月6日(1998.1.6)  審査請求日 平成16年2月18日(2004.2.18)  (31) 優先権主張番号 9602150  (32) 優先日 平成8年2月21日(1996.2.21)  (33) 優先権主張国 フランス(FR)</p>	<p>(73) 特許権者 590000248  コーニンクレッカ フィリップス エレクトロニクス エヌ ヴィ  Koninklijke Philips Electronics N. V.  オランダ国 5621 ペーアー アインドーフェン フルーネヴァウツウェッハ 1  Groenewoudseweg 1, 5621 BA Eindhoven, The Netherlands  (74) 代理人 100070150  弁理士 伊東 忠彦</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多モード無線電話

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第1の周波数帯に同調する第1のアンテナと；  
第2の周波数帯に同調する第2のアンテナと；  
選択された動作モードに基づいて制御信号と同調電圧とを提供する周波数管理装置と；  
非対称入力端子と2つの出力端子とを有する変換回路と；  
前記制御信号に応じて前記第1のアンテナと前記第2のアンテナとのうち1つへの前記変換回路の接続を選択する選択装置と；  
前記変換回路の前記2つの出力端子に接続される増幅器入力を有する増幅器と；  
を有する無線電話であって；  
前記非対称入力端子は、前記第1のアンテナと前記第2のアンテナとのうち1つから非対称入力信号を受信し、前記2つの出力端子は、中間周波数信号への増幅及び変換のため、前記増幅器に対称出力信号を提供し；  
前記変換回路は、前記非対称入力信号を受信して中間対称信号を出力する対称回路を有し、前記中間対称信号は、前記同調電圧に応じて前記第1の周波数帯と前記第2の周波数帯とのうち1つに同調可能である無線電話。

【請求項 2】

前記対称回路は、並列に接続されており、前記非対称入力端子に接続される共通の入力を有する高域通過フィルター及び低域通過フィルターを有し；  
前記フィルターのそれぞれは、前記同調電圧により制御される可変コンデンサ及び位相

10

20

シフトインダクタを有し、

前記中間対称信号は、前記位相シフトインダクタと前記可変コンデンサとの間にあるノードから提供される請求項 1 記載の無線電話。

【請求項 3】

前記変換回路は、前記対称回路と前記増幅器との間に接続されるインピーダンス適合器を有する請求項 2 記載の無線電話。

【請求項 4】

前記インピーダンス適合器は：

前記位相シフトインダクタのインダクタンスより低いインダクタンスをそれぞれ有し、前記ノードと前記 2 つの出力端子との間にそれぞれ接続される第 1 及び第 2 の直列適合インダクタと；

前記ノードの間に接続される並列適合コンデンサと；

前記非対称入力端子と前記選択装置との間に接続される直列適合コンデンサと；

を有する請求項 3 記載の無線電話。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は第一の周波数帯で信号の送信又は受信を確実にするようにされた第一のアンテナ及びフィルターシステムと、第二の周波数帯で信号の送信又は受信を確実にするようにされた第二のアンテナ及びフィルターシステムと、用いられた周波数帯を選択する選択装置と、該装置を制御する周波数管理装置とからなり、いずれかの周波数帯から中間周波数への周波数変換が単一の局部発振器と単一の混合器により実現される、第一又は第二の周波数帯で信号を送信又は受信するよう配置された無線電話に関する。

【0002】

【従来の技術】

例えば G M S 及び D E C T の特性のような異なる特性を有する送信システムの 2 つのタイプで動作可能な無線電話は既に提案されている。E P - A - 6 5 3 8 5 1 にはこの場合に中間周波数が 2 つの周波数帯の間の周波数差の半分に実質的に等しいように選択可能であるという利点を有することが示されている。そのような電話は単一の局部発振器と、単一の混合器とのみを含むことを必要とし、それは 2 つの帯域間の中心周波数が最高送信 / 受信周波数からのより低い値及び最低送信 / 受信周波数のより高い値による変化を生ずる。斯くして電話のある機能の重複が回避されこれにより電話器がより安価になる。

【0003】

他の機能は 2 つの送信システムで共有することは難しい。何故ならばこれらの機能はそれらが従う周波数に厳密に関連するからである。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

本発明は中間周波数に変換される前の受信信号を増幅する低雑音増幅器の重複を回避することを目的とする。

【0005】

【課題を解決するための手段】

実際上記の型の無線電話は非対称入力端子と、対称出力を形成する 2 つの出力端子とを有し、その非対称入力上で一つのアンテナとフィルターシステムにより形成される非対称信号を受け、その対称出力上に単一の低雑音増幅器の入力に印加される対称出力信号を生ずる変換回路からなり、該変換回路は非対称入力と対称出力とを有し、周波数管理装置により発生された同調制御電圧によりいずれかの周波数に同調可能な対称回路からなることを特徴とする。

【0006】

変換回路は 2 つの周波数帯の信号の処理を可能にし、第二の低ノイズ増幅器の存在は単一の増幅器が 2 つの周波数帯の信号を増幅しうるときにはもはや不要である。

10

20

30

40

50

本発明の好ましい実施例によれば電話は更にまた対称回路は入力相互に接続され、対称回路の非対称入力を形成する並列に配置された2つのTセルを有し、各セルは位相シフトインダクタンスと位相シフトコンデンサとにより形成され、これらの要素の間のノードは各セルの出力を形成し、2つのセルの出力は対称回路の対称出力を形成し、位相シフトインダクタンスとコンデンサは一つのセルで高域通過フィルターとして配置され他のセルで低域通過フィルターとして配置され、位相シフトコンデンサは同調制御電圧を受ける可変容量ダイオードであることを特徴とする。

#### 【0007】

本発明の実施例を簡単化するために位相シフトインダクタンスは固定されたレベルで維持される値を有する。位相シフトコンデンサの値は用いられた周波数間の比の平方に関して変動することが可能である。GSM及びDECTシステムの場合には、用いられた周波数はおおざっぱに言って2つの要因により変動し、これは4つの要因により位相シフトコンデンサの値を変動させる必要を生ずる。

これは可変容量ダイオードのかなり標準的な型により実現される。

#### 【0008】

低雑音増幅器の入力インピーダンスはそれが増幅する信号の周波数の関数として変動する。本発明の変形例は変換回路は対称回路の対称出力と低雑音増幅器の入力との間にインピーダンス適合手段を含むことを特徴とする。

対称回路を低ノイズ増幅器に結合するインピーダンスのこの適応は信号損失を最小化を許容する。インピーダンスのそのような適合はインピーダンス適合手段は - 直列適合インダクタンスと称され、その値が位相シフトインダクタンスより低い値であり、それぞれTセルの出力と変換回路の対称出力を形成する出力端子の一つとの間に接続される直列適合インダクタンスと称される2つの同一なインダクタンスと、

- Tセルの2つの出力間に接続される一つの並列適合コンデンサと、
- 変換回路の非対称入力と対称回路のそれとの間に挿入された一つの直列適合コンデンサとからなることを特徴とする本発明の好ましい実施例で用いられる。

#### 【0009】

上記適応要素を適切に選択することにより対称回路の出力でみられるインピーダンスは低雑音増幅器の入力インピーダンスに適合されるが後者は周波数の関数として及び好ましくない方向でかなり変動し、それは増幅器の寄生入力容量に由来するその容量性成分のためである。本発明によるインピーダンス適合手段の構造は固定された値の要素を介してその実数成分でのインピーダンスの最適な適応と、用いられた2つの周波数帯での無効 (reactive) 成分の補正をもたらす故に重要なものである。上記の要素は例えば低雑音増幅器の入力インピーダンスの特性が入力されたコンピュータプログラムにより正確に決定される。対称回路の入力に印加されるインピーダンスとしてそれはほぼ50オームの値が提供されるチャンネル先選択フィルターにより決定される。

#### 【0010】

##### 【発明の実施の形態】

本発明のこれらのそして他の特徴は以下に説明される実施例を参照して明確となる。

図1は第一又は第二の周波数帯で信号を送信又は受信するよう配置された本発明による無線電話を部分的に示す。本明細書の範囲内で第一の周波数帯はGSM規格による信号のそれに対応し、その名目搬送波周波数F1は950MHzのオーダーであり、第二の周波数帯はDECT規格による信号のそれに対応し、その名目搬送波周波数F2は1880MHzのオーダーである。無線電話は第一の周波数帯で信号の送信又は受信を確実にする第一のアンテナ付きフィルターシステム1と、第二の周波数帯で信号の送信又は受信をする第二のアンテナ付きフィルターシステム2と、用いられた周波数帯を選択する選択装置3と該選択装置3を制御する周波数管理装置4とからなる。各周波数帯から中間周波数FIへの周波数変換は混合器8に周波数FLOが2つの周波数帯の周波数F1とF2との間の中心周波数である信号VCOを印加する信号局部発振器7を介して無線電話によりなされる。混合器8は好ましくは画像周波数を排除し、低雑音増幅器6の線形性の誤差を補正する

10

20

30

40

50

ことを許容する装置を含む。電話は更に非対称入力端子と2つの出力端子を有し、その非対称入力でアンテナ付きフィルタシステム1又は2の一つにより形成された非対称信号V<sub>a</sub>をその対称入力上で受け、その対称出力に対称出力信号V<sub>s</sub>を形成して対称出力を発生し、それは単一の低雑音増幅器6の入力に印加される変換回路5を含む。変換回路5は対称入力と対称出力とを有する対称回路9からなり、それは2つの周波数帯の一又は他に対する周波数管理装置4により形成される同調制御電圧V<sub>tun</sub>と呼ばれる電圧により同調される。変換回路5は更に対称回路9の対称出力と低ノイズ増幅器6の入力との間のインピーダンス適合手段を含む。

#### 【0011】

発振器7と混合器8とは周波数F<sub>L0</sub>に基づき最高送信/受信周波数F<sub>2</sub>からより低い値へ、最低送信/受信周波数F<sub>1</sub>からより高い値へ変更をなす。発振器7により発生される信号V<sub>CO</sub>の周波数F<sub>L0</sub>は $F_{L0} = (F_2 + F_1) / 2$ のように決定される。故にこの場合にはF<sub>L0</sub>は1415MHzのオーダーである。周波数F<sub>2</sub>を有する信号が受信されたときに混合器8は周波数F<sub>I</sub> = F<sub>2</sub> - F<sub>L0</sub> = 465MHzを有する信号を復元し、周波数F<sub>1</sub>を有する信号が受信されたときに混合器8は周波数F<sub>I</sub> = F<sub>L0</sub> - F<sub>1</sub> = 465MHzを有する信号を復元する。

#### 【0012】

図2は本発明の好ましい実施例による無線電話に含まれる変換回路5を部分的に表す。その様な変換回路5は並列に配置される2つのTセルの型の対称回路9からなり、その入力は結合され、故に対称回路9の非対称入力を形成する。各セルは位相シフトインダクタンスLと位相シフトコンデンサCとにより形成され、これらの要素間のノードは各セルの出力を形成する。2つのセルの出力は対称化器の対称出力を形成する。位相シフトインダクタンス及びコンデンサL及びCはセルの一つで高域通過フィルタとして、その他で低域通過フィルタとして配置され、位相シフトコンデンサCは同調制御電圧V<sub>tun</sub>に従う可変容量ダイオードである。この変換回路5は、更に、

- 直列適合インダクタンスと称され、その値が位相シフトインダクタンスLより低い値を有し、それはそれぞれTセルと変換回路5の対称出力を形成する出力端子の一つとの間に接続される2つの同一なインダクタンスL<sub>s</sub>と、
- Tセルの2つの出力間に接続される一つの並列適合コンデンサC<sub>p</sub>と、
- 変換回路の非対称入力と対称回路9のそれとの間に挿入された直列適合コンデンサと称されるコンデンサC<sub>s</sub>と

からなるインピーダンス適合手段からなる。

#### 【0013】

最終的に変換回路5は直列適合インダクタンスL<sub>s</sub>と変換回路5の対称出力を形成する出力端子との間に直列に配置された2つの連結コンデンサC<sub>1</sub>からなる。

位相シフトインダクタンスの値は実施例を簡単にするために一定に保たれる。コンデンサCは周波数F<sub>1</sub>又はF<sub>2</sub>に対して対称な回路9の同調にそれぞれ対応するC<sub>1</sub>とC<sub>2</sub>の2つの値に適合可能である。これらの値は以下の2つの関係を満足するものである：

$$L \cdot C_1 \cdot (2 \cdot \pi \cdot F_1)^2 = 1 \text{ 及び}$$

$$L \cdot C_2 \cdot (2 \cdot \pi \cdot F_2)^2 = 1$$

比率F<sub>2</sub> / F<sub>1</sub>は2のオーダーであり、比率C<sub>1</sub> / C<sub>2</sub>は4のオーダーである。その様な変動はその逆バイアス電圧及びその容量が同調電圧V<sub>tun</sub>の2つの異なる値により決定される可変容量ダイオードを用いることにより可能になる。値の選択は例えば12nHのオーダーの同じ値Lであり、2.5pFのオーダーのC<sub>1</sub>であり、0.6pFのオーダーのC<sub>2</sub>である。対称回路9の出力インピーダンスはそれが第一又は第二の周波数帯のいずれに同調するかに依存して変化し、位相シフトコンデンサCは異なる値を選定される。しかしながら低雑音増幅器6の入力インピーダンスはまたそれが第一又は第二の周波数帯のいずれかで動作されるかに依存して異なる値にまた選定される。インピーダンス適応要素L<sub>s</sub>、C<sub>p</sub>、C<sub>s</sub>は対称回路9の出力上のインピーダンスを低雑音増幅器6の入力インピーダンスに適応する。インピーダンス適応手段の構造はそれが固定された値の要素を介し

10

20

30

40

50

て実際の部品のインピーダンスの最適な適応と2つの周波数帯の無効成分に対する補正をなす故に有用である。要素  $L_s$  ,  $C_p$  ,  $C_s$  は低雑音増幅器6の入力インピーダンスの特性が導入されるコンピュータプログラムにより正確に決定される。その様なコンピュータプログラムは例えば以下のような値を算出する：

$$L_s = 5.25 \text{ nH}, C_p = 0.9 \text{ pF}, C_s = 2.8 \text{ pF}$$

連結コンデンサ  $C_1$  の独自の機能は変換回路5と低雑音増幅器6との間を移動する信号からDC成分を除去することであり、その成分は低雑音増幅器6の極性を変え、故に電話の動作に有害であり、例えばそれは同調制御電圧  $V_{tun}$  から入来する出力信号  $V_s$  のDC成分である。10 pFのオーダーの値はデカップルコンデンサに対して選択され、それにより対称回路9の同調又はこの対称回路と低雑音増幅器6との間のインピーダンス適応に  
10  
どのような顕著な影響も有さない。同様にして同調制御電圧  $V_{tun}$  を受ける抵抗  $R$  の値は回路の他の要素のインピーダンスに比較して大きく選択される。例えば  $R = 10000$  オームが選択される。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による無線電話の部分動作図である。

【図2】本発明の好ましい実施例による無線電話を含む変換回路の部分動作図である。

【符号の説明】

1、2 アンテナ付きフィルターシステム

3 選択装置

4 周波数管理装置

5 変換回路

6 低雑音増幅器

7 信号局部発振器

8 混合器

9 対称回路

C 位相シフトコンデンサ

$C_1$  連結コンデンサ

$C_p$  並列適合コンデンサ

$C_s$  直列適合コンデンサ

L 位相シフトインダクタンス

$L_s$  直列適合インダクタンス

$V_{tun}$  同調制御電圧

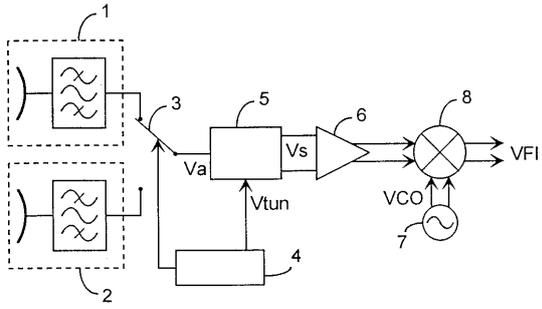
$V_s$  出力信号

10

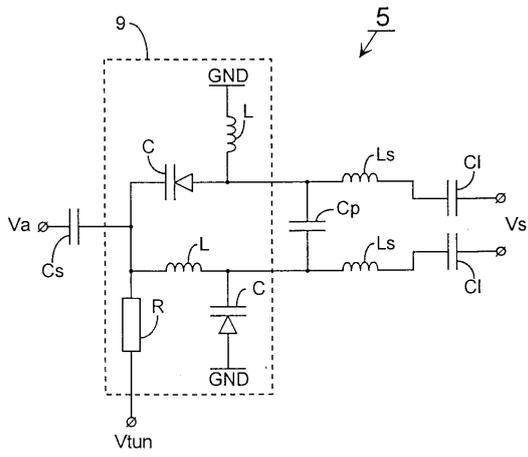
20

30

【 図 1 】



【 図 2 】



---

フロントページの続き

- (72)発明者 マティユー レクイエル  
フランス国, 14000 カーン, リュ・サント・アンヌ 21番
- (72)発明者 ブリュノ ロゴゲス  
フランス国, 92140 クラマール, スク・ドゥ・フォントネイ 9番

審査官 山中 実

- (56)参考文献 特開平05-244032(JP,A)  
特開平07-254866(JP,A)  
欧州特許第00653851(EP,B1)  
実開平03-027120(JP,U)  
実開平02-055735(JP,U)  
特開昭62-271510(JP,A)  
特開昭60-113541(JP,A)  
特開平03-214930(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 1/40

H04B 1/10

H04B 1/26