

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2012-182809

(P2012-182809A)

(43) 公開日 平成24年9月20日(2012.9.20)

(51) Int.Cl.
H04B 1/40 (2006.01)F I
H04B 1/40テーマコード (参考)
5K011

審査請求 有 請求項の数 43 O L 外国語出願 (全 32 頁)

(21) 出願番号	特願2012-96513 (P2012-96513)	(71) 出願人	595020643 クアルコム・インコーポレイテッド QUALCOMM INCORPORATED アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92 121-1714、サン・ディエゴ、モア ハウス・ドライブ 5775
(22) 出願日	平成24年4月20日(2012.4.20)		
(62) 分割の表示	特願2010-501155 (P2010-501155) の分割		
原出願日	平成20年3月25日(2008.3.25)		
(31) 優先権主張番号	11/691,737	(74) 代理人	100108855 弁理士 蔵田 昌俊
(32) 優先日	平成19年3月27日(2007.3.27)	(74) 代理人	100159651 弁理士 高倉 成男
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100091351 弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683 弁理士 中村 誠

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信装置における送信信号漏出の排除

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 全二重無線通信システムでの送信信号漏出の悪影響を減少し、デュプレクサによる送信器からの送信信号漏出の二次歪み及び混変調歪みの悪影響を減少する。

【解決手段】 適応フィルタ40は、送信漏出信号推定値を生成する推定回路を含むことができる。加算器は受信信号から推定値を減算することで送信漏出を除去し出力信号を生成する。推定回路は前記出力信号からのフィードバック及び基準信号に基づいて、送信漏出信号推定値を生成する。基準信号は、送信器中の送信信号を生成するために使用される搬送波信号を近似する。基準信号は送信搬送波信号を生成するために使用される発振器42と同じ発振器42によって提供されてもよい。

【効果】 送信漏出信号の少なくとも一部を排除するのに有効であって、それにより歪みを減少又は除去する。

【選択図】 図3

図 3

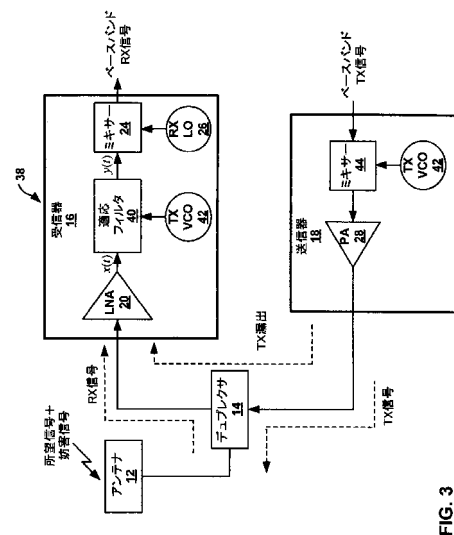


FIG. 3

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線周波数（R F）受信器用フィルタ回路であって、
送信（T X）漏出信号を有する R F 受信（R X）入力信号を受信し、前記 R X 入力信号から T X 漏出信号推定値を減算し、R X 出力信号を生成する加算器と、
前記 R X 出力信号及び T X 漏出信号の搬送周波数の基準信号に基づいて、前記 T X 漏出信号推定値を生成する推定器と、
を具備する、フィルタ回路。

【請求項 2】

前記搬送周波数の前記基準信号を生成する発振器を更に含み、
前記発振器は、前記 T X 漏出信号推定値を生成するための推定器と、前記 T X 漏出信号を生成し T X ベースバンド信号をアップコンバートする送信器との両方に接続される、請求項 1 記載の回路。

【請求項 3】

前記発振器は、前記加算器及び前記推定器と共にチップ上に形成される、請求項 2 記載の回路。

【請求項 4】

前記推定器は、
前記出力信号に基準信号の同相成分を乗算し、第 1 同相信号を生成する第 1 乗算器と、
前記第 1 同相信号を濾波し、第 2 同相信号を生成する第 1 ローパスフィルタと、
前記第 2 同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算し、第 3 同相信号を生成する第 2 乗算器と、
前記出力信号に前記基準信号の直交位相成分を乗算し、第 1 直交位相信号を生成する第 3 乗算器と、
前記第 1 直交位相信号を濾波し、第 2 直交位相信号を生成する第 2 ローパスフィルタと、
前記第 2 直交位相信号に前記基準信号の直交分を乗算し、第 3 直交位相信号を生成する第 4 乗算器と、
前記第 3 同相信号に前記 3 直交位相信号を加算し、前記 T X 漏出信号推定値を生成する第 2 加算器と、
を含む、請求項 1 記載の回路。

【請求項 5】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタはクロス接続される、請求項 4 記載の回路。

【請求項 6】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタのそれぞれが接続され、前記第 1 同相信号及び前記第 1 直交位相信号の両方を共に受信する、請求項 4 記載の回路。

【請求項 7】

前記推定器は、前記出力信号に前記基準信号を乗算することで、前記出力信号中の T X 漏出信号を前記 T X ベースバンドへダウンコンバートし、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号に前記基準信号を乗算することで、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号を前記搬送周波数へアップコンバートする、請求項 1 記載の回路。

【請求項 8】

前記加算器は、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために、増幅器の入力に接続されている、請求項 1 記載の回路。

【請求項 9】

前記加算器は、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために、増幅器の出力に接続されている、請求項 1 記載の回路。

【請求項 10】

前記加算器は、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために、ダウンコンバート用ミキサの前の受信鎖におけるノードに接続される、請求項 1 記載の回路。

【請求項 1 1】

前記入力信号を増幅し、前記出力信号を生成する増幅器を更に含む、請求項 1 記載の回路。

【請求項 1 2】

前記加算器は、前記出力信号を供給するために、前記出力信号を受信ベースバンドにダウンコンバートするミキサーに接続される、請求項 1 記載の回路。

【請求項 1 3】

無線周波数 (R F) 受信器における受信入力信号から送信 (T X) 漏出信号を濾波する方法であって、

T X 漏出信号を有する R F 受信 (R X) 入力信号を受信することと、

10

出力信号の生成するために前記入力信号から T X 漏出信号推定値を減算することと、

前記出力信号と前記 T X 漏出信号の搬送周波数の基準信号に基づいて、前記 T X 漏出信号推定値を生成することを含む方法。

【請求項 1 4】

前記 T X 漏出信号推定値を生成するための推定器と、T X ベースバンド信号をアップコンバートして前記 T X 漏出信号を発生する送信器とに接続された発振器から、前記搬送周波数の前記基準信号を生成することを更に含む、請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 1 5】

前記発振器は前記推定器と共にチップ上に形成される、請求項 1 4 記載の方法。

【請求項 1 6】

20

T X 漏出信号推定値の生成は、

前記出力信号に前記基準信号の同相成分を乗算して、第 1 同相信号を生成することと、

第 2 同相信号を生成するために前記第 1 同相信号を濾波することと、

第 3 同相信号を生成するために前記第 2 同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算することと、

第 1 直交位相信号を生成するために前記出力信号に前記基準信号の直交分を乗算することと、

第 2 直交位相信号を生成するために第 1 直交位相信号を濾波することと、

第 3 直交位相信号を生成するために前記第 2 直交位相信号に前記基準信号の前記直交分を乗算することと、

30

T X 漏出信号推定値を生成するために前記第 3 同相信号及び前記第 3 直交位相信号を加算することを含む、請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 1 7】

第 1 ローパスフィルタにより、前記第 1 同期信号を濾波することと、第 2 ローパスフィルタにより、前記第 1 直交位相信号を濾波すること、なお、前記 1 及び第 2 ローパスフィルタはクロス接続される、を更に含む、請求項 1 6 記載の方法。

【請求項 1 8】

前記第 1 ローパスフィルタにより、前記第 1 同期信号を濾波することと、第 2 ローパスフィルタにより、前記第 1 直交位相信号をフィルタすること、なお、前記 1 及び第 2 ローパスフィルタはそれぞれ接続され、前記第 1 同相信号及び第 1 直交位相信号の両方をそれぞれ受信する、を更に含む、請求項 1 6 記載の回路。

40

【請求項 1 9】

前記 T X 漏出信号推定値を生成することは、前記出力信号中の T X 漏出信号を前記 T X ベースバンドへダウンコンバートするために前記出力信号に前記基準信号を乗算することと、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号を前記搬送周波数へアップコンバートするために前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号に前記基準信号を乗算することを含む、請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 2 0】

増幅器への入力において、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算することを更に含む、請求項 1 3 記載の方法。

50

【請求項 2 1】

増幅器の出力において、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算することを更に含む、請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 2 2】

ダウンコンバート用ミキサの前の受信鎖のノードにおいて、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算することを更に含む、請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 2 3】

前記出力信号を生成するために前記入力信号を増幅することを更に含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 2 4】

前記出力信号を受信ベースバンドにダウンコンバートするミキサに、前記出力信号を供給することを更に含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 2 5】

無線周波数 (R F) 受信器用フィルタ回路であって、
送信 (T X) 漏出信号を有する R F 受信 (R X) 入力信号を受信する手段と、
出力信号を生成するために前記入力信号から T X 漏出信号推定値を減算する手段と、
前記 T X 漏出信号の搬送周波数における基準信号と前記出力信号とに基づいて、前記 T X 漏出信号推定値を生成する手段と、
を具備する、フィルタ回路。

【請求項 2 6】

前記 T X 漏出信号推定値を生成するための推定器と、前記 T X 漏出信号を生成し T X ベースバンド信号をアップコンバートする送信器とに接続される発振器から、前記搬送周波数の前記基準信号を生成する手段を更に含む、請求項 2 5 記載の回路。

【請求項 2 7】

前記発振器は、前記推定器と共にチップ上に形成される、請求項 2 6 記載の回路。

【請求項 2 8】

前記 T X 漏出信号推定値を生成する手段は、
第 1 同相信号を生成するために前記出力信号に前記基準信号の同相成分を乗算する手段と、
第 2 同相信号を生成するために前記第 1 同相信号を濾波する手段と、
第 3 同相信号を生成するために前記第 2 同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算する手段と、
第 1 直交位相信号を生成するために前記出力信号に前記基準信号の直交成分を乗算する手段と、
第 2 の直交位相信号を生成するために前記第 1 直交位相信号を濾波する手段と、
第 3 直交位相信号を生成するために前記第 2 直交位相信号に前記基準信号の直交成分を乗算する手段と、
前記 T X 漏出信号推定値を生成するために前記第 3 同相信号と前記第 3 直交位相信号を加算する手段と、
を具備する、請求項 2 5 記載の回路。

【請求項 2 9】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタはクロス接続される、請求項 2 8 記載の回路。

【請求項 3 0】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタの各々は結合され、前記第 1 同相信号及び第 1 直交位相信号の両方をそれぞれ受信する、請求項 2 8 記載の回路。

【請求項 3 1】

前記 T X 漏出信号推定値を生成する手段は、前記出力信号中の T X 漏出信号を T X ベースバンドへダウンコンバートするために前記出力信号に前記基準信号を乗算する手段と、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号を前記搬送周波数へアップコンバートするために前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号に前記基準信号を乗算する手段を含む、請求

10

20

30

40

50

項 2 5 記載の回路。

【請求項 3 2】

増幅器への入力において、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算する手段を更に具備する、請求項 2 5 記載の回路。

【請求項 3 3】

増幅器の出力において、前記入力信号から T X 漏出信号推定値を減算する手段を更に具備する、請求項 2 5 記載の回路。

【請求項 3 4】

前記減算手段は、ダウンコンバート用ミキサの前の受信鎖におけるノードで、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために接続される、請求項 2 5 記載の回路。

【請求項 3 5】

前記出力信号を生成するために前記入力信号を増幅する手段を更に含む、請求項 2 5 記載の回路。

【請求項 3 6】

前記出力信号を受信ベースバンドにダウンコンバートするミキサに出力信号を供給する手段を更に含む、請求項 2 5 の回路。

【請求項 3 7】

無線周波数 (R F) 受信器であって、
受信 (R X) 入力信号を受信するアンテナと；

前記 R X 入力信号を増幅する増幅器と、

前記アンテナからの前記 R X 入力信号を前記増幅器に接続し、送信 (T X) 漏出信号を前記 R X 入力信号の一部として前記増幅器へ渡すデュプレクサと、

前記 R X 入力信号から T X 漏出信号推定値を減算し、 R X 出力信号を生成する加算器と、
前記 T X 漏出信号の搬送周波数の基準信号及び前記 R X 出力信号に基づいて、前記 T X 漏出信号推定値を生成する推定器、及び

前記 R X 出力信号をベースバンドにダウンコンバートするミキサと、
を具備する、受信器。

【請求項 3 8】

搬送周波数で基準信号を生成する発振器を更に含み、

この発振器は、前記 T X 漏出信号推定値を生成するための推定器と、前記 T X 漏出信号を生成し T X ベースバンド信号をアップコンバートする送信器の両方に接続される、請求項 3 7 記載の受信器。

【請求項 3 9】

前記発振器は前記加算器及び前記推定器と共にチップ上に形成される、請求項 3 8 記載の受信器。

【請求項 4 0】

前記推定器は、

前記出力信号に前記基準信号の同相成分を乗算し、第 1 同相信号を生成する第 1 乗算器と、

前記第 1 同相信号を濾波し、第 2 同相信号を生成する第 1 ローパスフィルタと、

前記第 2 同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算し、第 3 同相信号を生成する第 2 乗算器と、

前記出力信号に前記基準信号の直交成分を乗算し、第 1 直交位相信号を生成する第 3 乗算器と、

前記第 1 直交位相信号を濾波し、第 2 の直交位相信号を生成する第 2 ローパスフィルタと、

第 2 直交位相信号に前記基準信号の直交成分を乗算し、第 3 直交位相信号を生成する第 4 乗算器と、

前記第 3 同相信号と前記第 3 直交位相信号を加算し、前記 T X 漏出信号推定値を生成する

10

20

30

40

50

加算器と、
を具備する、請求項 37 記載の受信器。

【請求項 41】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタはクロス接続される、請求項 40 記載の受信器。

【請求項 42】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタの各々は結合され、前記第 1 同相信号及び第 1 直交位相信号の両方をそれぞれ受信する、請求項 40 記載の受信器。

【請求項 43】

前記推定器は、前記出力信号に前記基準信号を乗算し、前記出力信号中の前記 TX 漏出信号を TX ベースバンドへダウンコンバートし、前記ダウンコンバートされた TX 漏出信号に前記基準信号を乗算し、前記ダウンコンバートされた TX 漏出信号を搬送周波数へアップコンバートする、請求項 37 記載の受信器。

【請求項 44】

前記加算器は、前記 RX 入力信号から前記 TX 漏出信号推定値を減算するために増幅器への入力において接続されている、請求項 37 の受信器。

【請求項 45】

前記加算器は、前記増幅された入力信号から前記 TX 漏出信号推定値を減算するために増幅器への出力において接続されている、請求項 37 記載の受信器。

【請求項 46】

前記加算器は、前記入力信号から前記 TX 漏出信号推定値を減算するために、ダウンコンバート用ミキサーの前の受信鎖におけるノードで接続される、請求項 37 記載の受信器。

【請求項 47】

前記加算器は、前記出力信号を供給するために、前記ミキサーに結合されている、請求項 37 記載の受信器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

一般に、この開示は無線通信装置に関し、特に無線全二重 (wireless full-duplex) 通信システムにおける送信信号漏出 (leakage) の悪影響を減少する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

無線全二重通信システムは、信号を同時に送信及び受信し、双方向通信を可能とする。送信経路では、電力増幅器が送信無線周波数 (RF) 信号を増幅する。送信 (TX) 信号はデュプレクサ (duplexer) に供給され、そしてアンテナを介して送信される。受信経路では、所望受信 (RX) 信号がアンテナを介して受信され、デュプレクサを介して低雑音増幅器 (LNA) に供給される。LNA による増幅に続いて RX 信号は濾波され、ミキサーによってベースバンドにダウンコンバート (down-convert) される。ダウンコンバートされた RX 信号は、他の回路要素によって処理され、受信データを回復する。

【0003】

全二重通信システムでは、送信経路は RX 経路に干渉することがある。TX 信号の一部はデュプレクサから RX 経路に接続され、TX 信号漏出となることがある。TX 信号漏出は、RX 経路によって処理された所望信号中に、妨害信号を発生し得る。その妨害信号は二次歪み及び混変調歪み (XMD: cross-modulation distortion) を含み得る。送信器周波数は受信器周波数と異なるので、TX 信号漏出は濾波することが可能である。しかしながら濾波しても、例えば TX 信号漏出の残余が存在し、アンテナによって受信された所望 RX 信号の品質低下を引き起こす。所望 RX 信号は、デュプレクサを介した漏出によって受信される TX 信号とは対照的に、アンテナによって受信された信号である。

【発明の概要】

【0004】

10

20

30

40

50

この開示は一般に、全二重無線通信装置におけるTX信号漏出の悪影響を減少する技術について記述する。特にこの開示は、デュプレクサによる送信器からのTX信号漏出の混変調歪み(XMD)及び二次歪みの悪影響を減少する技術について記述する。この技術は、TX漏出信号の少なくとも一部分を排除することで、RX経路中のTX信号漏出の歪みを減少あるいは除去するのに有効であり得る。

【0005】

この開示は種々の形態において、無線周波数(RF)受信器用のフィルタ回路を提供する。このフィルタ回路は、送信(TX)漏出信号を含むRF受信(RX)入力信号を受信し、RX入力信号からTX漏出信号推定値を減算し、RX出力信号を生成する加算器と、TX漏出信号の搬送周波数での基準信号及びRX出力信号に基づいて、前記TX漏出信号推定値を生成する推定器を具備する。

10

【0006】

この開示は他の形態において、無線周波数(RF)受信器中の受信入力信号から、送信(TX)漏出信号を濾波する方法を提供する。この方法は、TX漏出信号を含むRF受信(RX)入力信号を受信することと、該入力信号からTX漏出信号推定値を減算し出力信号を生成することと、及びTX漏出信号の搬送周波数での基準信号及び前記出力信号に基づいて、TX漏出信号推定値を生成することを含む。

【0007】

追加の形態において、この開示は無線周波数(RF)受信器を提供する。この受信器は、受信(RX)入力信号を受信するアンテナと、該RX入力信号を増幅する低雑音増幅器と、アンテナからのRX入力信号を低雑音増幅器へ接続すると共に、送信(TX)漏出信号を前記RX入力信号の一部として低雑音増幅器へ渡すデュプレクサと、前記RX入力信号からTX漏出信号推定値を減算し、RX出力信号を生成する加算器と、前記RX出力信号及び基準信号に基づいて、前記TX漏出信号推定値を前記TX漏出信号の搬送周波数で生成する推定器と、前記RX出力信号をベースバンドにダウンコンバートするミキサーとを含む。

20

【0008】

発明の1以上の詳細例を、添付の図面と以下の記述により説明する。他の特徴、目的及び利点は詳細説明と図面そして請求項から明白となる。

【図面の簡単な説明】

30

【0009】

【図1】無線通信装置の例示的なRF部を示すブロック図である。

【図2A】アンテナによって受信された信号を示す。

【図2B】図1の装置のRX経路におけるTX信号漏出の歪みを周波数対振幅で示す。

【図2C】図1の装置のRX経路におけるTX信号漏出の歪みを周波数対振幅で示す。

【図3】この開示に従ってTX漏出を排除する適応フィルタを有する例示的な受信器を含む無線通信装置のブロック図である。

【図4A】図3の受信器においてTX漏出を排除する例示的な適応フィルタを示す概要図である。

【図4B】クロス接続されたI及びQ枝回路を有し、図3の受信器におけるTX漏出を排除する例示的な適応フィルタを示す概要図である。

40

【図4C】クロス接続されたI及びQ枝回路を有し、図3の受信器におけるTX漏出の排除する別の例示的な適応フィルタを示す概要図である。

【図5】適応フィルタ/LNA結合回路を持ち、この開示に従ってTX漏出を排除する例示的な受信器を含む無線通信装置を示すブロック図である。

【図6】図5の受信器の中のTX漏出の排除する例示的なフィルタ/LNA結合回路を示す概要図である。

【図7】フィルタ/LNA結合回路の一例を示す概要図であり、シングルエンドのLNAに使用するアクティブ差動/シングルエンド変換器を含む。

【図8】フィルタ/LNA結合回路を示す概要図であり、受動の差動/シングルエンド変

50

換器を含む。

【図 9】差動の LNA を使用する例示的なフィルタ／LNA 結合回路を示す概要図である。

【図 10】差動の LNA を使用する例示的なフィルタ／LNA 結合回路を示す別の概要図である。

【図 11】適応フィルタの例示的な枝回路をより詳しく示す概要図である。

【図 12】送信信号漏出を除去あるいは減少する適応フィルタリング技術を示すフロー図である。

【詳細な説明】

【0010】

一般に、この開示は全二重無線通信装置における送信 (TX) 信号の受信 (RX) 信号経路への漏出の悪影響を減少する適応フィルタ技術について記述する。特にこの開示は、デュプレクサによる送信器からの TX 信号漏出の混変調歪み及び二次歪みの悪影響を減少する技術について記述する。この技術は、TX 漏出信号の少なくとも一部分を排除することができ、それにより TX 信号漏出の歪みを減少あるいは除去する。

【0011】

この開示の種々の形態によれば、無線受信器は、RX 入力信号中に存在する TX 漏出信号の少なくとも一部分を除去する適応フィルタを含むことができる。適応フィルタは、TX 漏出信号の推定値を生成する推定回路を含むことができる。加算器は RX 入力信号から推定値を引くことで TX 漏出を除去し RX 出力信号を生成する。TX 信号漏出の排除は、TX 除去比 (TXRR) として表現できる。この TXRR は、適応フィルタの入力での TX 漏出信号電力に対する、適応フィルタ出力での TX 漏出信号電力の比率を定義する。

【0012】

推定回路は基準信号及び前記 RX 出力信号に基づいて、TX 漏出信号推定値を生成する。基準信号は、送信器中の TX 信号を生成するために使用される搬送波信号を近似する。あるいは、基準信号は TX 信号を生成するために使用される搬送波信号と同一でもよい。例えば、基準信号は TX 搬送波信号を生成するために使用されるものと同じ発振器によって提供されてもよい。この発振器は、TX 電圧制御発振器 (VCO) 又は TX 局部発振器 (LO) と呼ばれる。

【0013】

適応フィルタは、共に送信漏出信号推定値を形成する同相 (in-phase) (I) 枝回路及び直交位相 (quadrature) (Q) 枝回路を含んでもよい。枝回路はそれぞれフィードバック信号として前記 RX 出力信号を受信する。I 枝回路は基準信号の同相成分 (I 基準信号) を受信し、Q 枝回路は基準信号に 90 度遅れた直交位相成分 (Q 基準信号) を受信する。枝回路はそれぞれ、基準信号 (I または Q) と RX 出力信号とを乗算する第 1 乗算器を含み、ベースバンド周波数でダウンコンバート (down-convert) された TX 漏出信号 (つまりベースバンド TX 漏出信号) を生成する。枝回路はそれぞれ、RX 信号を含むベースバンド TX 漏出信号を濾波するローパスフィルタを含み、ダウンコンバートされたベースバンド以外の周波数を排除する。

【0014】

各枝回路では、第 2 乗算器がベースバンド TX 漏出信号に基準信号を乗算し、TX 周波数帯にアップコンバート (up-convert) された信号、つまり TX 搬送周波数の TX 帯域信号を生成する。第 1 加算器は、I と Q の枝回路から出力される TX 帯域信号を結合し、TX 漏出信号推定値を生成する。第 2 加算器は、例えば LNA の入力か出力での受信信号から、TX 漏出信号推定値を減算し、デュプレクサによって渡された TX 漏出信号の少なくとも実質的な部分を除去する。この技術は TX 漏出信号を除去することによって、TX 漏出信号のベースバンドへのダウンコンバートで生成され得る混変調歪み及び二次歪みを減少することができる。下記に説明するように、いくつかの実施形態で、I と Q の枝回路はクロス接続 (cross-coupled) され、例えば周波数応答を形成する際に追加の柔軟性を提供できる。

10

20

30

40

50

【0015】

上述したように、適応フィルタはTX搬送波信号あるいはTX搬送波信号の推定値を供給する。従って、各枝回路（IとQ）中の第1乗算器は、RX出力信号にTX搬送波信号を乗算する。その結果、第1乗算器は変調されたTX漏出信号を、搬送周波数から直流にダウンコンバートし、TX漏出ベースバンド信号を生成する。ローパスフィルタはTX漏出信号の変調帯域外側のダウンコンバートされた信号成分を排除するよう構成される。このように、ローパスフィルタは濾波されたTX漏出ベースバンド信号を生成する。第2乗算器は前記濾波されたTX漏出ベースバンド信号にTX搬送波信号を乗算し、TX搬送周波数でのTX漏出信号推定値を再生する。その後、TX漏出信号推定値を、例えばLNAの入力か出力で、RX入力信号から減算し、TX漏出信号を除去することができる。

10

【0016】

特に、適応フィルタはTX出力信号の代わりに、基準信号としてTX搬送波信号を使用する。このように、適応フィルタは、デュプレクサによって引き起こされる群遅延（group delay）の影響を回避できる。特に、TX出力信号が基準信号として使用される場合、デュプレクサによって伝播する送信漏出信号と、適応フィルタに直接接続された基準信号の間の群遅延は、実際のTX漏出信号変調包絡線とTX漏出信号変調推定値包絡線の間に、一時的な不整合を生じることがある。この不整合は、TX信号漏出を排除する適応フィルタの性能を低下させ得る。例えば、TX LOによって提供されようなTX搬送波信号の使用により、群遅延の問題が緩和される。

【0017】

20

この開示に記述される適応フィルタは、しばしばLNAとミキサーの間で送信漏出信号の排除に使用される表面弾性波（SAW）フィルタの省略を可能とする。その結果いくつかの実施形態で、SAWフィルタの除去により、RF受信器用のLNAミキサーインターフェースは、完全にチップ上に構築でき、その結果、パッケージング、サイズ、コスト及びピンの必要条件が減少される。更に、この開示に記述されるように、基準信号としてTX搬送波信号を使用する適応フィルタは、デュプレクサ群遅延に依存しないTX漏出信号の排除性能を提供できる。適応フィルタに基準信号としてTX電力増幅器（PA）出力を接続する必要はなく、その結果、余分なピンの必要性がなくなる。更に、幾つかの実施形態では、TX搬送波信号は、TXモジュレータによって使用されるTX LO信号として、チップ上で得ることができる。また、チップ外結合（off-chip coupling）をすることなく、基準信号結合による送信信号漏出の排除性低下はほとんどない。所望であれば、適応フィルタ中の乗算器は、雑音減少に有効なミキサーとして実施されてもよい。

30

【0018】

この開示に記述される適応フィルタは、様々な無線全二重通信システム及び様々な周波数帯に亘り使用するために構成することが可能である。その例として、824から894 MHzまでのセルラー帯域、1850から1990 MHzまでのパーソナルコミュニケーションシステム（PCS）帯域、1710から1880 MHzまでのデジタルセルラーシステム（DCS）帯域、1920から2170 MHzまでの国際移動通信-2000（IMT-2000）帯域などが含まれる。セルラー帯域のために装備される無線通信装置は、例として824～849 MHzの送信帯域及び869～894 MHzの受信帯域を有している。無線通信装置は低い中間周波数（LIF）あるいは0の中間周波数（ZIF）のミキサー構成を有していてもよい。一般に、この開示は説明を目的として、ZIFミキサー構成について考察する。

40

【0019】

図1は、無線通信装置10のRF部の一例を示すブロック図である。図1に示されるように、装置10は無線RF信号を送受信するアンテナ12を含んでいる。デュプレクサ14は、アンテナ12によって受信されたRX入力信号（RX信号）を受信器16へ接続するとともに、送信器18によって生成されたTX出力信号（TX信号）をアンテナ12へ接続する。受信器16はLNA20、フィルタ22、ミキサー24及び局部発振器（LO）26を含む。送信器18は、出力信号を増幅する電力増幅器28を含み、それによりデ

50

デュプレクサ 14 及びアンテナ 12 を介した送信用に TX 信号を生成する。送信器 18 は更に、モデム、デジタル／アナログ変換器、ミキサー及びフィルタ回路（示されず）を含み、これらにより、出力信号を変調及び濾波し、該信号をベースバンドから送信帯域にアップコンバートする。

【0020】

受信器 16 では、LNA 20 は RX 入力信号を増幅する。フィルタ 22 は、デュプレクサ 14 を介して受信された TX 信号漏出を含む RX 帯域外側の妨害信号を排除する。ミキサー 24 は濾波された信号に RX LO 周波数を乗算することで、所望 RX 信号をベースバンドにダウンコンバートし、それにより RX ベースバンド信号を生成する。受信器 16 は、所望 RX 信号を復調するアナログ／デジタル変換器及びモデム（示されない）と同様に、ミキサー 24 の後に更にベースバンドフィルタを含むことができる。

10

【0021】

図 1 に示されるように、アンテナ 12 は所望信号及び妨害信号の両方を受信し得る。従って LNA 20 は、デュプレクサ 14 を介した送信経路からの TX 漏出信号と同様に、所望信号及び恐らく妨害信号を含む RX 信号を受信し得る。LNA 20 は、この結合された入力信号を増幅し、増幅された RF 信号を生成する。フィルタ 22 は増幅された RF 信号を受信及び濾波し、RX 帯域外側の妨害信号を除去し、濾波された RF 信号を生成する。RX 帯域外側の妨害信号は、TX 漏出信号を含み得る。ミキサー 24 は濾波された RF 信号と RX 局部発振器（LO）信号とを混合することで、濾波された RF 信号をダウンコンバートする。従って所望 RX 信号は、RX ベースバンドにダウンコンバートされる。ベースバンドフィルタによって濾波される所望 RX ベースバンド信号は、アナログ・デジタル回路（ADC）及び復調回路の入力信号を形成する。

20

【0022】

図 2 A から 2 C は、図 1 の装置の受信経路における TX 信号漏出による歪みを示す周波数対振幅のプロットである。周波数は水平軸上、振幅は垂直軸上に示される。図 2 A は、アンテナ 12 によって受信された信号を示す。この受信信号は所望信号 30 及び妨害信号 31 を含み得る。妨害信号 31 は、無線基地局のような近くのソースから生成された信号に相当する望ましくない信号である。ある場合には、妨害信号 31 が、所望信号よりはるかに高い振幅を持っており、所望信号に周波数的に接近して位置していることもある。

【0023】

30

図 2 B はデュプレクサ 14 を介した LNA 20 の入力での受信信号を示す。デュプレクサ 14 によって接続される信号は、送信経路からの TX 漏出信号 32 と共に、RX 帯域の妨害信号 31 及び所望信号 30 を含んでいる。TX 漏出信号 32 は、所望信号と比較して大きな振幅を持っていることがある。なぜなら、電力増幅器 28 によって生成された送信信号は、多くの場合、所望信号の振幅より遥かに大きいからである。TX 漏出信号 32 は RX 帯域の外側にある。しかしながら以下に説明されるように、TX 漏出信号 32 は依然として望ましくない歪みを引き起こし得る。

【0024】

図 2 C は LNA 20 の出力での受信信号を示す。LNA 20 における非線形性により、TX 漏出信号 32 の変調が狭帯域妨害信号 31 への変形を引き起こし、妨害信号のまわりに広げられたスペクトル 34 を生じる場合がある。このスペクトルの広がり 34 は、混変調歪み（XMD）と呼ばれる。図 2 C で示されるように、広げられたスペクトル 34 の一部 36（影で示される）は、所望信号 30 の帯域内に存在する。部分 36 は、無線通信装置の性能を下げる付加的な雑音として作用する。この雑音は受信器 16 の感度を下げ、受信器 16 によって確実に検知することができる最も小さな所望信号が、より大きな振幅を有さなければならなくなる。フィルタ 22 の効果がない場合、XMD もミキサー 24 で生成され得る。

40

【0025】

多くの受信器において、妨害信号及び TX 信号漏出による XMD を緩和するために、フィルタ 22 は SAW フィルタである。SAW フィルタは鋭い通過帯域エッジ及び RX 帯域

50

外側の受信成分の大きな減衰によって特徴付けられる。この理由で、SAWフィルタはミキサー24の入力でTX漏出信号を排除するためにしばしば使用され、ミキサーによって生成されるXMDの量を減らす。不運にも、TX漏出信号濾波用のRF SAWフィルタの使用には幾つかの欠点がある。例えば、SAWフィルタは通常、LNA20及びミキサー24のチップ外(off-chip)で実装されなければならない、その結果、整合回路、追加のパッケージ・ピン及びコストが必要となる。更に、SAWフィルタ及び関連する個別部品は、一般に付加的な基板スペース及びコストを必要とする。更にSAWフィルタは、受信器16の利得及び雑音指数(noise figure)を下げる挿入損失を生じる場合がある。この開示における適応フィルタは、SAWフィルタの代わりとして使用され、TX漏出信号を排除可能である。

10

【0026】

図3は無線通信装置38を示すブロック図である。無線通信装置38はこの開示に従ってTX信号漏出を排除する適応フィルタ40を有する受信器16を含む。図3に示されるように、装置38は図1の装置10に実質的に相当する。しかしながら受信器16は、SAWフィルタの代わりに適応フィルタ40を含む。適応フィルタ40は、基準信号を利用して適応的にTX信号漏出を排除する。図3の例では、基準信号は送信器18で変調されTX信号を生成する送信搬送波信号である。

【0027】

適応フィルタ40に基準信号として受信されるTX搬送波信号は、TX LOと呼ぶことができる送信電圧制御発振器(TX VCO)42から直接に生成あるいは概算されてよい。TX VCO42は、送信器18用の搬送波信号を生成する。従ってTX VCO42は、送信器18用及び適応フィルタ40用の搬送周波数を生成するために、同じVCOでもよい。言い換えればTX VCO42は、TX漏出信号推定値生成用の適応フィルタ40内の推定器、及びTXベースバンド信号のアップコンバージョン(up-conversion)用送信器(これはTX漏出信号を発生する)の両方に接続される発信器でもよい。ミキサー44は、TX VCO42によって生成されたTX搬送波信号とTXベースバンド信号とを混合する。PA28は、その結果生じるTX信号を、デュプレクサ14及びアンテナ12を介して送信するために増幅する。

20

【0028】

後述されるように、適応フィルタ40はTX搬送波信号を使用して、デュプレクサ14によって受信された信号からTXベースバンド信号を抽出する。適応フィルタ40は、抽出されたTXベースバンド信号をTX搬送周波数へアップコンバートし、そして、LNA20の入力又は出力で、アップコンバートした信号をRX信号から減算し、少なくとも部分的にTX漏出信号を除去し、その結果、それらノードに供給されるTX漏出信号を減少する。オリジナルのTXベースバンド信号の代わりに、抽出されたベースバンド信号を使用することで、デュプレクサ14の群遅延に対する適応フィルタ性能の感度を減少し得る。

30

【0029】

図4Aは一例として、図3の受信器16内のTX漏出を排除する適応フィルタ40Aを示す概要図である。図4Aの例において、適応フィルタ40Aは、TX VCO42からのTX搬送波信号を基準信号 $r(t)$ として受信する直交位相スプリッタ(quadrature splitter)46を含んでいる。スプリッタ46は同相(0度)及び直交位相(-90度)成分 $i(t)$ 、 $q(t)$ を生成し、これら成分は、適応フィルタ40AのI枝回路及びQ枝回路へそれぞれ供給される。従って $i(t)$ 及び $q(t)$ 信号は、それぞれ基準信号の同相及び直交成分を、 $i(t)$ 信号が $q(t)$ 信号より90°進んだ状態で含んでいる。I枝回路は乗算器48、ローパスフィルタ(low-pass filter)50及び乗算器52を含んでいる。Q枝回路は乗算器54、ローパスフィルタ56及び乗算器58を含んでいる。ローパスフィルタ50及び56は、ベースバンドフィルタとして事実上機能し得る。加算器60はI及びQ枝回路の出力 $z_i(t)$ 、 $z_q(t)$ をそれぞれ加算し、TX漏出信号推定値 $e(t)$ を生成する。

40

50

【0030】

図4Aで更に示されるように、加算器62はLNA20の出力からTX漏出信号推定値 $e(t)$ を減算し、LNA20によって生成された信号 $x(t)$ からTX漏出信号の少なくとも一部を除去する。その結果、ベースバンドへのダウンコンバートのためにミキサ24に供給される信号 $y(t)$ の中に存在するTX信号漏出は除去あるいは減少される。信号 $x(t)$ 及び $y(t)$ は、フィルタの入力及び出力信号としてそれぞれ参照されてもよい。I及びQ枝回路は、更に加算器62の出力からフィードバック信号 $y(t)$ を受信する。適応フィルタ40Aは、ミキサ24中の二次歪み及びXMDを生成し得るTX漏出信号を除去あるいは実質的に減少し、それによって受信器感度を向上させる。

【0031】

I枝回路では、乗算器48は $i(t)$ 信号を受信し、 $y(t)$ 信号をそれに乗算し、 $m_i(t)$ 信号を提供する($m_i(t) = y(t) \cdot i(t)$)。 $y(t)$ 信号に $i(t)$ 信号を掛けることにより、TX漏出信号をベースバンドへダウンコンバートして $m_i(t)$ 信号を生成し、I枝回路中のローパスフィルタ50は、TX信号のベースバンド外側の信号を排除し、TX漏出ベースバンド信号を保持する同相信号 $w_i(t)$ を生成する。I枝回路中の乗算器52は $i(t)$ 信号を受信し、それに $w_i(t)$ 信号を乗算し、 $z_i(t)$ 信号を提供する($z_i(t) = w_i(t) \cdot i(t)$)。 $w_i(t)$ 信号にTX搬送波信号 $r(t)$ の同相成分を掛けることにより、濾波されたTX漏出ベースバンド信号をTX搬送周波数帯域へアップコンバートする。このようにI枝回路は、TX漏出信号の増幅及び濾波された同相推定値を生成する。

【0032】

同様にQ枝回路では、乗算器54は $q(t)$ 信号を受信し、その信号に $y(t)$ 信号を乗算し、 $m_q(t)$ 信号を提供する($m_q(t) = y(t) \cdot q(t)$)。Q枝回路中のローパスフィルタ56は、 $m_q(t)$ 信号を受信し、TX信号のベースバンド外側の信号を排除し、直交位相信号 $w_q(t)$ を生成する。乗算器58は $q(t)$ 信号を受信し、その信号に $w_q(t)$ 信号を乗算し、増幅及び濾波された直交位相推定値信号 $z_q(t)$ を提供する($z_q(t) = w_q(t) \cdot q(t)$)。

【0033】

加算器60は $z_i(t)$ 及び $z_q(t)$ 信号を受信及び加算し、TX漏出信号推定値を含む推定値信号 $e(t)$ を提供する。加算器62は加算器60から推定値信号 $e(t)$ を受信し、LNA20からフィルタ入力信号 $x(t)$ を受信する。フィルタ入力信号 $x(t)$ はTX漏出信号と同様に受信信号も含んでいる。加算器62はフィルタ入力信号 $x(t)$ から推定値信号 $e(t)$ を減算し、フィルタ出力信号 $y(t)$ を提供する。この減算は、フィルタ入力信号 $x(t)$ からTX漏出信号の少なくとも一部を削除する。その結果生じるフィルタ出力信号 $y(t)$ は、従って乗算器24内のTX漏出信号のXMD及び二次歪みを減少する。

【0034】

代替の形態としては、I及びQの枝回路はクロス接続(cross-coupled)されてもよい。図4Bは一例として適応フィルタ40Bを示す概要図であり、これは図3の受信器中のTX漏出を排除するクロス接続されたI及びQ枝回路を有している。図4Bの適応フィルタ40Bは、I及びQ枝回路のクロス接続を除いて、図4Aのフィルタ40Aを実質的に準拠する。図4B中で示されるように、クロス接続のために、ローパスフィルタ50の出力は、Q枝回路中のローパスフィルタ56の入力に接続され、またローパスフィルタ56の出力は、I枝回路中のローパスフィルタ50の入力に接続される。特に、ローパスフィルタ50からの信号 $w_q(t)$ は、乗算器54の出力信号(つまり当該フィルタの他方の入力に接続された信号 $m_q(t)$)と共に、ローパスフィルタ56の入力に接続される。同様に、ローパスフィルタ56からの信号 $w_i(t)$ は、乗算器48の出力信号(つまり当該フィルタの他方の入力に接続された信号)と共に、ローパスフィルタ50の入力に接続することができる。

【0035】

10

20

30

40

50

図4Cは別の一例として適応フィルタ40Cを示す概要図であり、図3の受信器中のTX漏出を排除するためのクロス接続されたQ及びI枝回路を有している。図4Cの適応フィルタ40Cは、I及びQ枝回路のクロス接続を除いて、図4Aのフィルタ40Aを実質的に準拠する。図4Cの例では、乗算器48の出力は、ローパスフィルタ50の入力及びローパスフィルタ56の入力の両方に接続される。同様に、乗算器54の出力は、ローパスフィルタ56の入力及びローパスフィルタ50の入力の両方に接続される。従って、ローパスフィルタ50及び56はそれぞれ、乗算器48から信号 $m_i(t)$ を受信する第1入力及び乗算器54から信号 $m_q(t)$ を受信する別の入力を有してよい。図4B及び4Cの例において、I及びQ枝回路の間のクロス接続は、ローパスフィルタ50、56に、更なるフィルタ周波数応答を形成するための高度な柔軟性を提供することができる。各フィルタ50及び56は、クロス接続された入力への更なるシフトを提供することが所望される場合、より柔軟にフィルタ周波数応答を定義するように構成できる。一般に、フィルタ50及び56のクロス接続構造は変更することが可能である。

10

【0036】

図4A-4Cの例では、アクティブフィルタ40A-40Cはネガティブフィードバックシステムを形成する。乗算器48及び54は、TX VCO42からのTX局部発振器(LO)信号によって駆動されるダウンコンバータを効果的に形成する。ローパスフィルタ50と56は、TXベースバンド外の信号を排除するベースバンドフィルタを形成する。乗算器52と58は、同じTX LO信号によって駆動されるアップコンバータを形成する。アップコンバータ52、58の反転出力及びダウンコンバータ48、54の入力は、共にRX信号鎖(signal chain)に事実上接続される。動作において、適応フィルタ40A-40CはTX LO信号を使用して、乗算器48及び54により、TX漏出を含んでいる受信信号をダウンコンバートする。その後、ダウンコンバートされた信号は、ベースバンドフィルタ50、56によって濾波され、TX漏出のTXベースバンド成分を維持する。その結果生じる信号は、TX LOを使用して乗算器52及び58によってアップコンバートされ、TX漏出の除去あるいは減少を確実にする位相及び振幅で、RX信号鎖に注入して戻される。注入した信号の正確な位相及び振幅は、適応フィルタ40A-40Cによって提供されるネガティブ・フィードバック・ループの特性により自動的に生成される。

20

【0037】

図4A-4Cの例では、デュプレクサ14中の群遅延とは独立して、適応フィルタ40AはTX信号漏出を排除する。適応フィルタ40A-40Cが、TX漏出エンベロップを追跡し、従って基準信号を変調するためには、ダウンコンバートする乗算器48及び54に接続されたフィルタ50及び56は、エンベロップ最大周波数と等しい帯域幅を有するべきである。一例として、フィルタ50及び56の帯域幅はCDMA1x信号について、630kHz程度である。

30

【0038】

この開示の様々な態様によれば、適応フィルタ40A-40Cは前述したように、基準信号として送信器18によって生成されるTX出力信号ではなく、TX VCO42によって生成されたTX搬送波信号を使用する。その結果、適応フィルタ40A-40Cは、デュプレクサの群遅延による性能制限を受けることなく、TX漏出信号の除去を提供することができる。TX VCO42からのTX搬送波信号は容易に提供することができ、受信器16と一緒にチップ上に存在し得る。

40

【0039】

ローパスフィルタ50及び56の帯域幅は、TXデータ変調エンベロップの追跡のために、TX信号帯域幅に接近している必要がある。これらフィルタは、単一極フィルタ(single-pole filter)として実施できる。いくつかの実施形態では、追加の極あるいは送信零(transmission zeros)を、ローパスフィルタ50及び56の周波数応答に加えることができ、所望RX信号の中心周波数とTX搬送周波数間の周波数オフセットにより、より大きな減衰を提供する。この減衰は、このオフセット周波数で乗算器48及び54によ

50

て生成された雑音とXMD成分、すなわち適応フィルタの雑音及びXMDの減少に寄与する。フィルタ50及び56の周波数応答は、適応フィルタ40A-40Cの開ループ応答が、0dB利得における180度に対する十分な位相余裕を供給すべきという意味で、閉ループ系の安定ガイドラインと一致しているべきである。

【0040】

図4A、4B及び4C中の回路要素は、シングルエンドとして示されるが、適応フィルタ40A-40C、LNA20の一方あるいはその両方は、差動の入力及び出力で実施してもよい。従って所望であれば、説明を容易にするために、シングルエンド回路要素を、考え得る差動の態様に関する制限なしで、示すことができる。

【0041】

図5は、他の一例として受信器66を含む無線通信装置64を示すブロック図であり、受信器66はこの開示に従ってTX漏出を排除する適応フィルタ/LNA結合回路(combined adaptive filter/LNA)68を有している。図5の例で、装置64は図3の装置38に実質的に相当する。しかしながら装置64は、LNA及び適応フィルタと一緒に形成されたフィルタ/LNA結合回路68を有する代替の受信器66を含んでいる。フィルタ/LNA結合回路68は、LNAの出力ではなく入力でTX漏出を排除する。LNA及び適応フィルタの組合せは、LNAのIIP3(3次遮断点)の必要条件を緩和し、適応フィルタ中の電流消費を削減し得る。更に、適応フィルタのループの一部としてLNAを使用することは、高いオープンループゲイン、従って高い送信除去比(TXRR)を促進する。適応フィルタとLNAを組み合わせることで、LNA雑音指数(NF)の低下を引き起こすことが可能である。しかしながら、適応フィルタの雑音の影響を打ち消すために、LNAはNFが減少するよう設計できる。

【0042】

図6は、図5の受信器64におけるTX漏出を排除するフィルタ/LNA結合回路68の一例を示す概要図である。フィルタ/LNA結合回路68は、図4Aの適応フィルタ40Aの回路要素のすべて及びLNA20を含む。しかしながら、TX信号漏出をLNA20の出力ではなく入力で排除できるように、回路要素の構成は異なっている。例えば図6に示されるように、加算器62はLNA20の入力で、RX信号 $x(t)$ からTX漏出信号推定値 $e(t)$ を減算するように構成される。このように、TX漏出信号はLNA20による増幅に先立って除去又は減少される。

【0043】

図4Aの適応フィルタ40Aのように、適応フィルタ68は、TX VCO42からのTX搬送波信号を基準信号 $r(t)$ として受信する直交位相スプリッタ46を含んでいる。スプリッタ46はI及びQ枝回路へそれぞれ供給されるI及びQ成分 $i(t)$ 、 $q(t)$ を生成する。I枝回路は乗算器48、ローパスフィルタ50及び乗算器52を含んでいる。Qの枝回路は乗算器54、ローパスフィルタ56及び乗算器58を含んでいる。

【0044】

加算器60はI及びQ枝回路の出力 $z_i(t)$ 、 $z_q(t)$ をそれぞれ加算し、TX漏出信号推定値 $e(t)$ を生成する。加算器62はデュプレクサ14から得られるフィルタ入力信号 $x(t)$ から、TX漏出信号の少なくとも一部を除去するために、RX信号からTX漏出信号推定値 $e(t)$ を減算する。加算器62はLNA20の入力に、その結果生じる信号 $n(t)$ を供給する。LNA20は信号 $n(t)$ を増幅し、フィルタ出力信号 $y(t)$ を生成する。フィルタ出力信号 $y(t)$ は、更に乗算器48及び54の入力に供給されるフィードバック信号として作用する。

【0045】

フィルタ/LNA結合回路68により、ベースバンドへのダウンコンバート用ミキサー24に供給される信号 $y(t)$ 内に存在するTX信号漏出は、除去又は減少される。信号 $x(t)$ 及び $y(t)$ は、フィルタの入力信号及び出力信号として参照されてもよい。I及びQ枝回路は、更に加算器62の出力からのフィードバック信号 $y(t)$ を受信する。適応フィルタ40Aは、ミキサー24中の二次歪み及びXMDを発生するTX漏出信号を

除去あるいは実質的に減少し、その結果、受信器感度を向上させる。

【0046】

フィルタ／LNA結合回路68の乗算器48は、図4Aの例のように、 $i(t)$ 信号及びフィードバック信号 $y(t)$ を受信及び乗算し、TXベースバンドにダウンコンバートされた信号 $m_i(t)$ を提供する。I枝回路中のローパスフィルタ50は、TX信号のベースバンド外側の信号を排除し、同相信号 $w_i(t)$ を生成する。I枝回路中の乗算器52は、 $i(t)$ 信号及び $w_i(t)$ 信号を受信及び乗算し、TX搬送波帯域にアップコンバートされた $z_i(t)$ 信号を提供する。同様にQ枝回路において、乗算器54は $q(t)$ 信号及び $y(t)$ 信号を受信及び乗算し、TXベースバンドにダウンコンバートされた $m_q(t)$ 信号を生成する。

10

【0047】

Q枝回路中のローパスフィルタ56は $m_q(t)$ 信号を受信して、TX信号のベースバンド外側の信号を排除し、直交位相信号 $w_q(t)$ を生成する。フィルタ／LNA結合回路68中の乗算器58は、 $q(t)$ 信号及び $w_q(t)$ 信号を受信及び乗算し、TX搬送波帯域にアップコンバートされた信号 $z_q(t)$ を提供する。加算器60は $z_i(t)$ 及び $z_q(t)$ 信号を受信及び加算し、推定値信号 $e(t)$ を提供する。この推定値信号 $e(t)$ はLNA20の入力において、加算器62によりRX信号 $x(t)$ から減算される。

【0048】

図4B及び4Cに関して言及したように、IとQ枝回路はいくつかの代替の形態においてクロス接続することができる。例えば、図6のフィルタ／LNA結合回路68では、図4Bに類似する方法で、ローパスフィルタ50の出力はローパスフィルタ56の入力に接続でき、ローパスフィルタ56の出力はローパスフィルタ50の入力に接続できる。あるいは、図4Cのように、図6の中の乗算器48の出力は、ローパスフィルタ50の入力及びローパスフィルタ56の入力の両方に接続でき、また乗算器54の出力はローパスフィルタ56の入力及びローパスフィルタ50の入力の両方に接続できる。

20

【0049】

図7は、例としてフィルタ／LNA結合回路70を示す概要図であり、シングルエンドのLNA20に使用されるアクティブ差動／シングルエンド変換器を含む。前述したように、この開示の種々の形態によれば、適応フィルタあるいはフィルタ／LNA結合回路を、TX信号漏出除去のために選択できる。フィルタ／LNA結合回路が選ばれ、LNAがシングルエンドの場合、フィルタ／LNA結合回路は一般にその出力に、差動／シングルエンド変換器が必要となる。図7の例では、フィルタ／LNA結合回路70はトランジスタ対80、コンデンサ82及び誘導カプラー84を含んでいる。フィルタ／LNA結合回路70は、一般に図6のフィルタ／LNA結合回路68に一致する。しかしながら、図7は更に差動の構成を示す。

30

【0050】

例えば、図7はスプリッタ46の差動出力 i 、 i_b 、 q 及び q_b を示す。出力 i 及び i_b は、TX VCO42によって生成されたTX搬送波信号上で差動の正負同相成分を表わす。同様に、出力 q 及び q_b は、TX搬送波信号の差動の正負直交位相成分を表わす。乗算器48及び52は同相成分 i 及び i_b の両方を受信し、乗算器54及び58は直交成分 q 及び q_b の両方を受信する。ベースバンドフィルタ50及び56は、乗算器48、54の差動出力の各々に設けられる1対のコンデンサでもよい。

40

【0051】

各乗算器52及び58のプラス側差動出力はトランジスタ対80の第1端に共に接続される。同様に、乗算器52及び58のマイナス側差動出力は、共にトランジスタ対80の第2端へ接続される。トランジスタ対80の第2端は、RX信号 $x(t)$ も受信するように接続される。トランジスタ対80は、RX入力信号 $x(t)$ から乗算器52及び58の出力を減算する。LNA20は、トランジスタ対80の第2端に提供されるシングルエンドの入力信号を増幅し、その結果生じるシングルエンドの出力信号 $y(t)$ を誘導のカブ

50

ラー 84 に供給する。誘導カプラー 84 は、シングルエンドの出力信号 $y(t)$ を差動信号に変換し、ミキサー 24 及び乗算器 48 及び 54 の入力に供給する。

【0052】

図 8 は、例としてフィルタ/LNA 結合回路 86 を示す概要図であり、これはシングルエンドの LNA 20 で使用される受動の差動/シングルエンド変換器を含む。図 8 の例におけるフィルタ/LNA 結合回路 86 は、図 7 のフィルタ/LNA 結合回路 70 とほぼ同一である。しかしながらフィルタ/LNA 結合回路 86 は、アクティブトランジスタ対 80 の代わりにパッシブ回路 88 を、クロス接続されたコンデンサを備える 1 対のインダクタの形式で含んでいる。この受動の実施形態は、図 8 のアクティブな実施形態の代案を提示する。

10

【0053】

図 9 は、別のフィルタ/LNA 結合回路 90 の例を示す概要図であり、これは差動の LNA 20A、20B が使用される。フィルタ/LNA 結合回路 90 は、図 7 及び 8 のフィルタ/LNA 結合回路 70 及びフィルタ/LNA 結合回路 86 に実質的に一致する。しかしながらフィルタ/LNA 結合回路 90 は、差動の LNA 20A、20B、インダクタ 92、94、及びコンデンサ 82A、82B を含んでいる。LNA が差動の場合、シングルエンド/差動変換器は必要ない。しかしながら差動の LNA 20A、20B は、デュプレクサ 14 にバランスのとれた RX ポートにより接続されてもよい。更に、デュプレクサ 14 のアースへの直流帰還経路を TX 除去回路要素の出力に提供することが望ましい。図 9 に示されるように、例えばデュプレクサ 14 は差動の LNA 20A 及び 20B の入力に、それぞれインダクタ 92、94 及びコンデンサ 82A、82B を介して接続されてもよい。差動の LNA 20A、20B の差動出力は、ミキサー 24 の差動入力に接続される。

20

【0054】

図 10 は、例としてフィルタ/LNA 結合回路 96 を示す概要図であり、これは差動の LNA 20A、20B を使用する。フィルタ/LNA 結合回路 96 は、図 9 のフィルタ/LNA 結合回路 90 の代案を表わす。しかしながら、デュプレクサ 14 の差動の RX ポートは、LNA 20A、20B の入力にコンデンサ 102、82A 及び 104、82B を介して接続される。直流電流は、乗算器 52 及び 58 の出力から、インダクタ 98 及び 100 を介してアースへ接続される。

【0055】

30

図 11 は、適応フィルタ 40 の枝回路 110 をより詳しく示す概要図の一例である。図 11 の例では、枝回路 110 は I 枝回路であり、差動入力を有する乗算器 48 が設けられ、この乗算器は例えば TX VCO 42 からのプラス及びマイナス側基準信号成分 $r(t) +$ 及び $r(t) -$ 、及びプラス及びマイナス側のフィルタ出力信号成分 $y(t) +$ 及び $y(t) -$ を受信する。基準信号の DC バイアスは例えば 0 ボルトである。乗算器 48 はフィルタ入力信号 $y(t)$ を TX ベースバンドにダウンコンバートする。ローパスフィルタ 50 は枝回路 110 の周波数応答における第 1 極を提供し、TX ベースバンド外側の信号を排除する。

【0056】

40

乗算器 52 は、乗算器 48 及びローパスフィルタ 50 の出力を受信し、該出力を TX 搬送波帯域へアップコンバートし、I 枝回路差動出力 $z_i(t) +$ 及び $z_i(t) -$ を生成する。差動出力 $z_i(t) +$ 及び $z_i(t) -$ は、Q 枝回路出力と加算され、フィルタ入力信号 $x(t)$ から最終的に減算して TX 信号漏出を除去するために使用される。また第 2 極が乗算器 52 中のフィルタ 106 によって提供され、乗算器 48 及びフィルタ 50 によって生じた雑音が抑えられる。図 11 は適応フィルタ 40 内の枝回路の実施例を説明するために、様々な抵抗器、コンデンサ及びトランジスタを示している。図 11 中のそのような回路要素の構成は例として役立つが、この開示に広く記述される主題を限定するものではない。

【0057】

この開示に記述されるような適応フィルタは、単独あるいは LNA と結合して、主とし

50

てダウンコンバータ乗算器 48 中の妨害信号付近に、それ自身の XMD を生成し得る。この XMD はダウンコンバータ乗算器 48 の出力に、妨害信号 RF 周波数と TX 搬送周波数の間のオフセット周波数と等しい周波数で現われる。フィルタ 50 は妨害信号と共に XMD を減衰し、乗算器 52 は XMD を妨害 TX オフセット周波数から、妨害 RF 周波数にアップコンバートして戻す。妨害 RF 周波数が所望 RX 信号周波数に接近している場合、適応フィルタによって生成される XMD は所望信号の帯域を汚す場合がある。所望 RX 信号に近い妨害信号の XMD を減少するために、ローパスフィルタ 50 を設け、所望 RX 信号の中心周波数と TX 搬送周波数との間のオフセットで十分な減衰が得られるようにしてもよい。この減衰は第 1 極周波数（図 11 の 50）の減少及び／または RX-TX オフセット周波数の前に第 2 の極（図 11 の 106）を加えることにより達成することができる。

10

【0058】

図 12 は送信信号漏出を除去あるいは減少する適応フィルタリング技術を示すフロー図である。図 12 に示されるように、適応フィルタリング技術は TX LO 信号と RX 信号を乗算し、TX 信号漏出を TX LO 帯域から TX ベースバンドにダウンコンバートすること（112）を含んでよい。TX ベースバンドフィルタを適用する際（114）、濾波された TX ベースバンド信号に TX LO 信号を乗算し、TX 漏出信号を TX ベースバンドから TX LO 帯域にアップコンバートする（116）。その後、TX LO 帯域中のアップコンバートされた TX 漏出は、RX 信号から減算され、RX 信号中の TX 漏出の少なくとも一部を除去する（118）。図 12 に例示された技術は、この開示に記述された回路要素及び構成のいずれかを使用して実施できる。

20

【0059】

この開示に記述されるような適応フィルタリング技術は、主要な RX 経路だけでなくダイバーシティ（diversity）RX 及び広域位置検出衛星（GPS）の RX 経路中でも使用することができ、対応する LNA 及びミキサの線形性に関する必要条件を緩和する。

【0060】

適応フィルタは、ここに記述されるように、様々なシステム及び用途に使用できる。例えば適応フィルタは、セルラシステム、OFDM システム、直交周波数分割多元接続（OFDMA）システム、マルチ入力マルチ出力（MIMO）システム、無線ローカルエリアネットワーク（LAN）などのような、無線全二重通信システム中に使用されてもよい。全二重セルラシステムは CDMA システム及びグローバル移動体通信システム（GSM（登録商標））システムのいくつかのバージョンを含む。この CDMA システムは IS-95、IS-2000、IS-856 及び広帯域 CDMA（W-CDMA）システムを含んでいる。適応フィルタは、無線全二重通信システムでの基地局と同様に無線デバイスにも使用できる。

30

【0061】

全二重無線通信システムのいくつかの例は、パーソナル・コミュニケーション・システム（PCS）、無線デジタルセルラシステム（DCS）及び国際移動通信-2000（IMT-2000）システムである。1つの特定例として、本願の技術は符号分割多元接続（CDMA）通信のために装備される無線通信装置に適用できる。この開示に記述された受信器要素は、データまたは音声あるいは他の信号を送信、受信、エンコード及びデコードするのに役立つ、アナログ／デジタル変換器回路、デジタル信号プロセッサ（DSP）、モデム及び他の適切な回路要素を含む無線通信装置内に組み込まれてもよい。モデムは、DSP によって少なくとも一部分形成されてもよい。無線通信装置は、移動体無線電話、衛星電話、移動体ゲームコンソール（mobile gaming console）、パーソナルデジタル端末（PDA）、スマートフォン、テレビ・コンソール、デジタル映像またはオーディオ装置、ラップトップあるいはデスクトップコンピューター、セットトップ・ボックス、無線アクセス・ポイント、基地局、あるいは無線通信のために装備される他の装置であり得る。

40

【0062】

ここに記述された適応フィルタは、集積回路（IC）、RF 集積回路、特定用途向け I

50

C (A S I C) 内、あるいはここに記述された機能を行なうことを目的とした他の電子ユニット内に実施できる。適応フィルタは、相補型金属酸化膜半導体 (C M O S) 、バイポーラ接合トランジスタ (B J T) 、バイポーラ C M O S (B i C M O S) 、シリコン・ゲルマニウム (S i G e) 、ガリウム砒素 (G a A s) など様々な I C プロセス技術で製作できる。

【 0 0 6 3 】

開示の種々の形態が説明された。以上の記述は説明のために示されたものであり、全ての説明または限定を意図していない。多くの修正及び変形が本願請求項の範囲内で可能である。

【 図 1 】

図 1

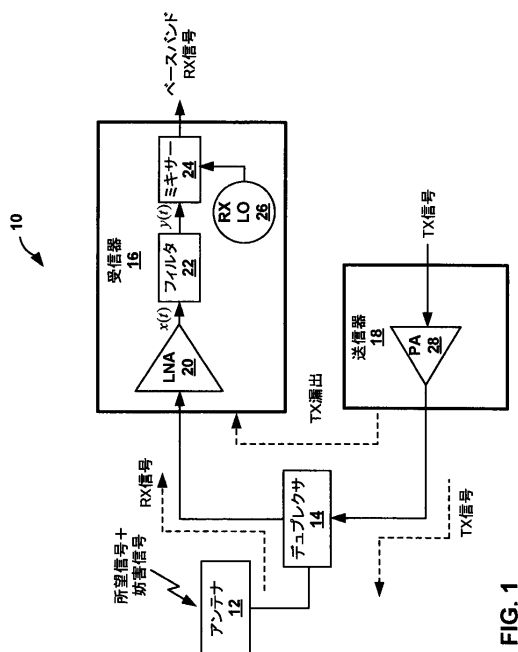


FIG. 1

【 図 2 A 】

図 2A

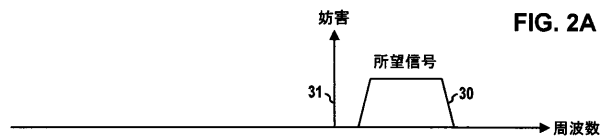


FIG. 2A

【 図 2 B 】

図 2B

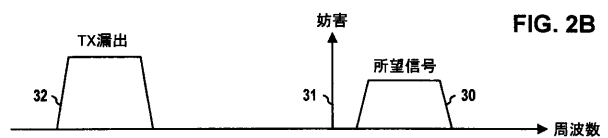


FIG. 2B

【図 2 C】

図 2C

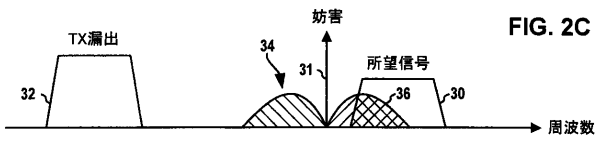


FIG. 2C

【図 3】

図 3

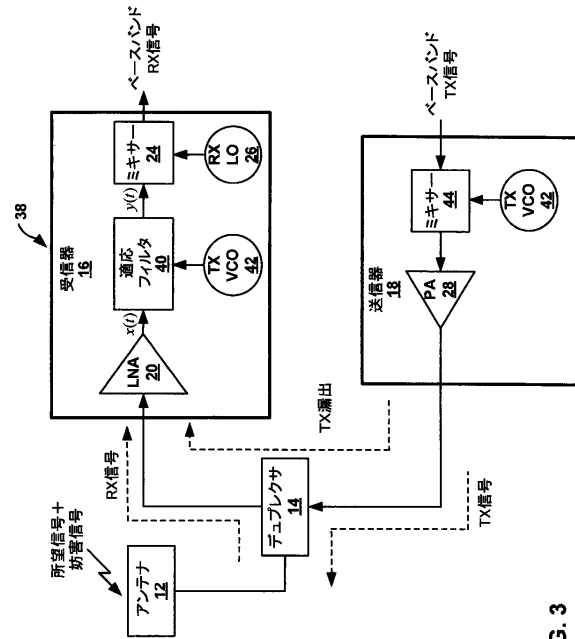


FIG. 3

【図 4 A】

図 4A

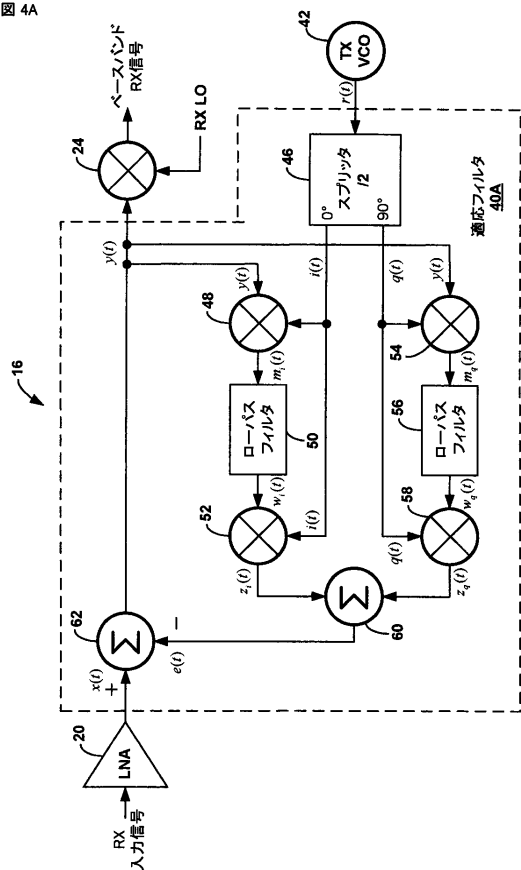


FIG. 4A

【図 4 B】

図 4B

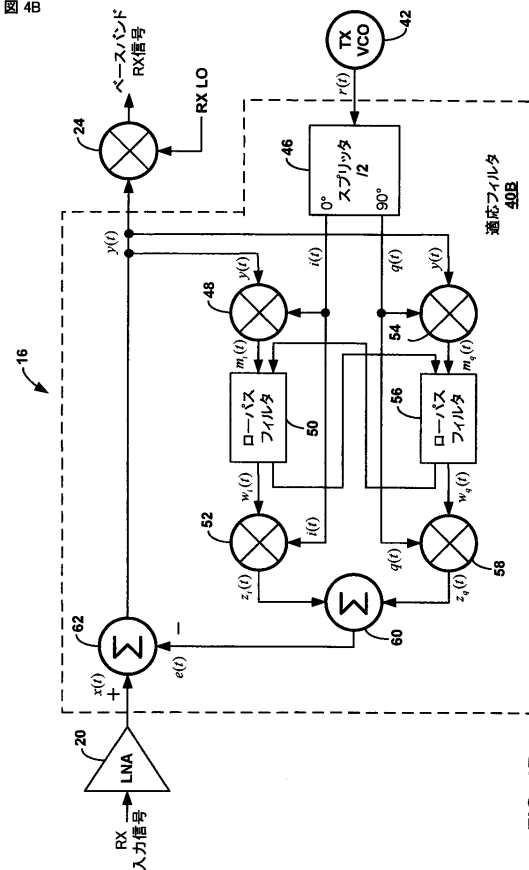


FIG. 4B

【図 4 C】

图 4C

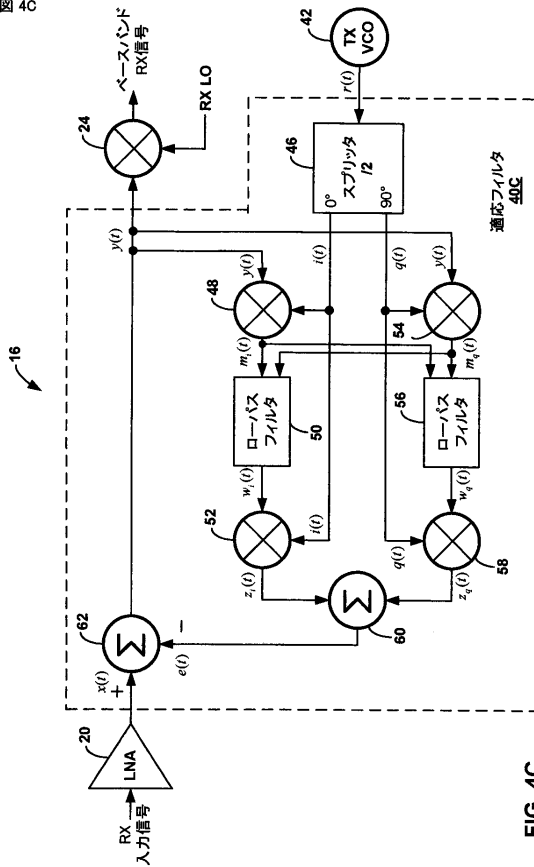


FIG. 4C

【 図 6 】

图 6

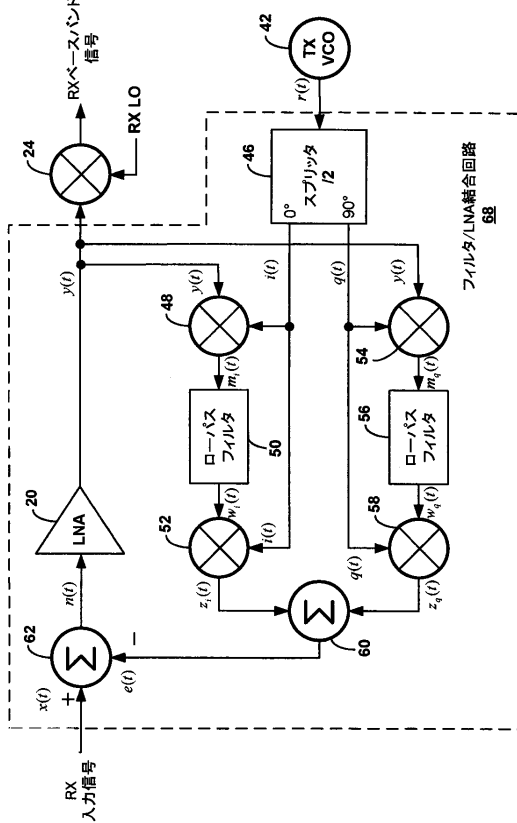


FIG. 6

【図 5】

图 5

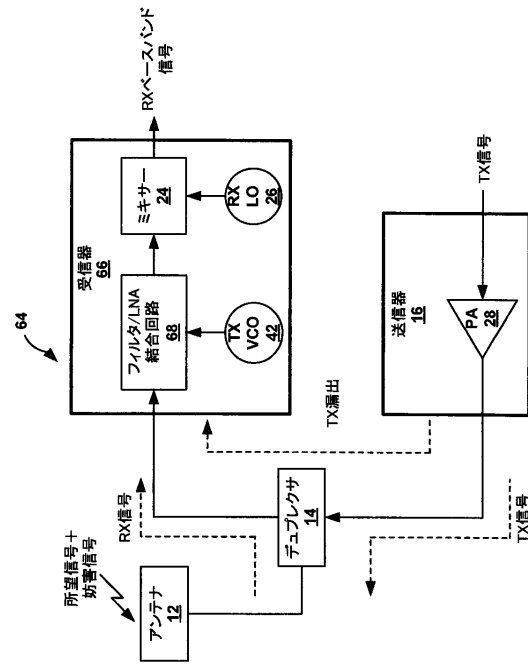


FIG. 5

【图 7】

图 7

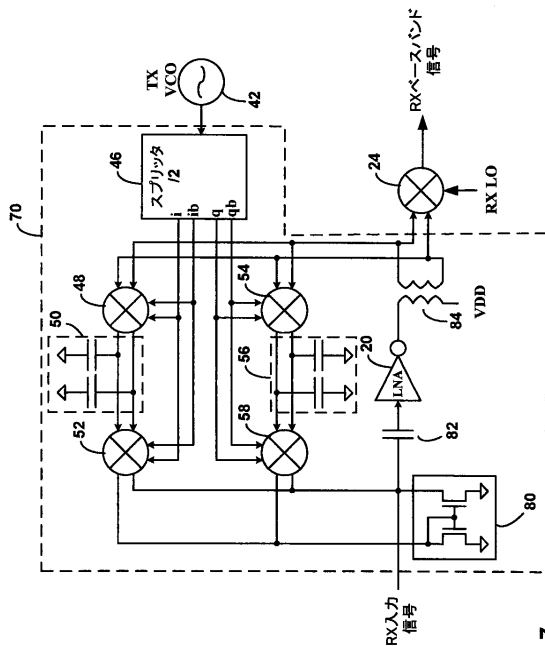


FIG. 7

【図 8】

図 8

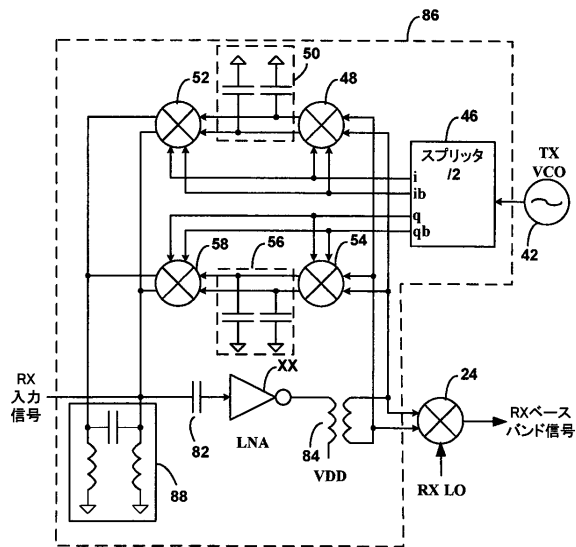


FIG. 8

【図 9】

図 9

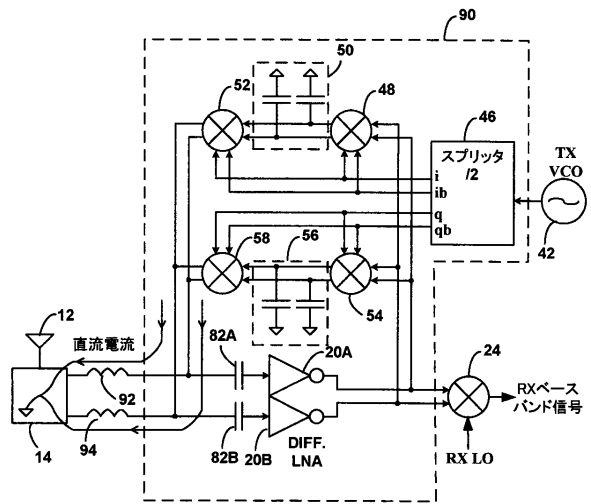


FIG. 9

【図 10】

図 10

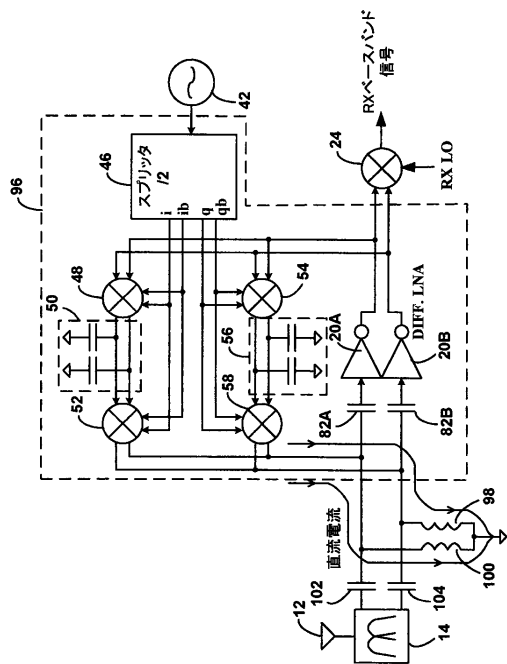


FIG. 10

【図 11】

図 11

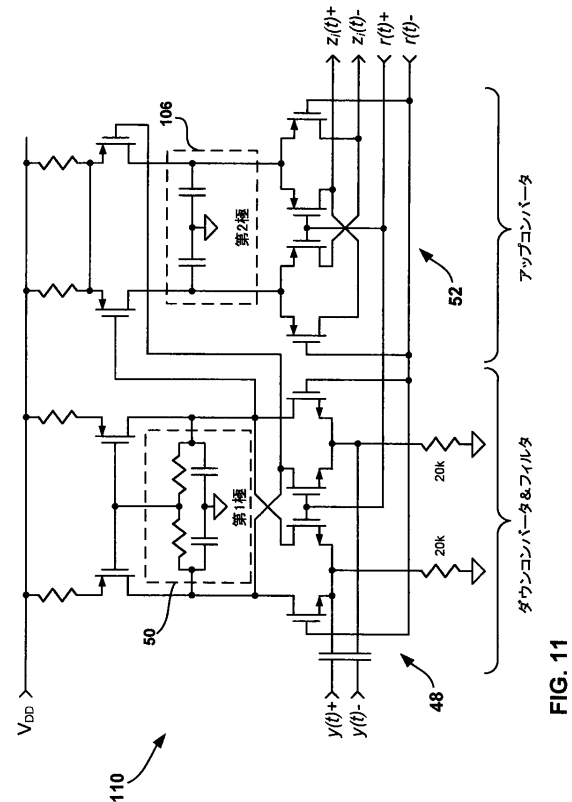


FIG. 11

【図 12】

図 12

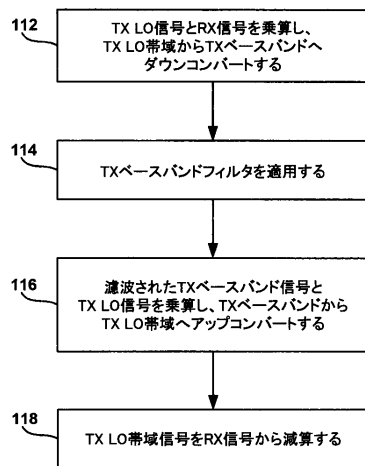


FIG. 12

【手続補正書】

【提出日】平成24年5月21日(2012.5.21)

【手続補正1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

無線周波数（RF）受信器用フィルタ回路であって、

送信（TX）漏出信号を有するRF受信（RX）入力信号を受信し、前記RX入力信号からTX漏出信号推定値を減算し、RX出力信号を生成する加算器と、

前記RX出力信号及びTX漏出信号の搬送周波数の基準信号に基づいて、前記TX漏出信号推定値を生成する推定器と、

を具備し、

前記推定器は、

前記出力信号に基準信号の同相成分を乗算し、第1同相信号を生成する第1乗算器と、

前記第1同相信号を濾波し、第2同相信号を生成する第1ローパスフィルタと、

前記第2同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算し、第3同相信号を生成する第2乗算器と、

前記出力信号に前記基準信号の直交位相成分を乗算し、第1直交位相信号を生成する第3乗算器と、

前記第1直交位相信号を濾波し、第2直交位相信号を生成する第2ローパスフィルタと

前記第2直交位相信号に前記基準信号の直交成分を乗算し、第3直交位相信号を生成する

第 4 乗算器と、

前記第 3 同相信号に前記 3 直交位相信号を加算し、前記 T X 漏出信号推定値を生成する
第 2 加算器と、
を含む、フィルタ回路。

【請求項 2】

前記搬送周波数の前記基準信号を生成する発振器を更に含み、
前記発振器は、前記 T X 漏出信号推定値を生成するための推定器と、前記 T X 漏出信号を生成し T X ベースバンド信号をアップコンバートする送信器との両方に接続される、請求項 1 記載の回路。

【請求項 3】

前記発振器は、前記加算器及び前記推定器と共にチップ上に形成される、請求項 2 記載の回路。

【請求項 4】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタはクロス接続される、請求項 1 記載の回路。

【請求項 5】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタのそれぞれが接続され、前記第 1 同相信号及び前記第 1 直交位相信号の両方を共に受信する、請求項 1 記載の回路。

【請求項 6】

前記推定器は、前記出力信号に前記基準信号を乗算することで、前記出力信号中の T X 漏出信号を前記 T X ベースバンドへダウンコンバートし、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号に前記基準信号を乗算することで、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号を前記搬送周波数へアップコンバートする、請求項 1 記載の回路。

【請求項 7】

前記加算器は、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために、増幅器の入力に接続されている、請求項 1 記載の回路。

【請求項 8】

前記加算器は、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために、増幅器の出力に接続されている、請求項 1 記載の回路。

【請求項 9】

前記加算器は、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために、ダウンコンバート用ミキサの前の受信鎖におけるノードに接続される、請求項 1 記載の回路。

【請求項 10】

前記入力信号を増幅し、前記出力信号を生成する増幅器を更に含む、請求項 1 記載の回路。

【請求項 11】

前記加算器は、前記出力信号を供給するために、前記出力信号を受信ベースバンドにダウンコンバートするミキサに接続される、請求項 1 記載の回路。

【請求項 12】

無線周波数 (R F) 受信器における受信入力信号から送信 (T X) 漏出信号を濾波する方法であって、

T X 漏出信号を有する R F 受信 (R X) 入力信号を受信することと、
出力信号の生成するために前記入力信号から T X 漏出信号推定値を減算することと、
前記出力信号と前記 T X 漏出信号の搬送周波数の基準信号に基づいて、前記 T X 漏出信号推定値を生成することを含む、

T X 漏出信号推定値の生成することは、

前記出力信号に前記基準信号の同相成分を乗算して、第 1 同相信号を生成することと、

第 2 同相信号を生成するために前記第 1 同相信号を濾波することと、

第 3 同相信号を生成するために前記第 2 同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算することと、

第 1 直交位相信号を生成するために前記出力信号に前記基準信号の直交分を乗算するこ

とと、

第 2 直交位相信号を生成するために第 1 直交位相信号を濾波することと、

第 3 直交位相信号を生成するために前記第 2 直交位相信号に前記基準信号の前記直交分を乗算することと、

T X 漏出信号推定値を生成するために前記第 3 同相信号及び前記第 3 直交位相信号を加算することを含む、方法。

【請求項 1 3】

前記 T X 漏出信号推定値を生成するための推定器と、T X ベースバンド信号をアップコンバートして前記 T X 漏出信号を発生する送信器とに接続された発振器から、前記搬送周波数の前記基準信号を生成することを更に含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 1 4】

前記発振器は前記推定器と共にチップ上に形成される、請求項 1 3 記載の方法。

【請求項 1 5】

第 1 ローパスフィルタにより、前記第 1 同期信号を濾波することと、第 2 ローパスフィルタにより、前記第 1 直交位相信号を濾波すること、なお、前記 1 及び第 2 ローパスフィルタはクロス接続される、を更に含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 1 6】

前記第 1 ローパスフィルタにより、前記第 1 同期信号を濾波することと、第 2 ローパスフィルタにより、前記第 1 直交位相信号をフィルタすること、なお、前記 1 及び第 2 ローパスフィルタはそれぞれ接続され、前記第 1 同相信号及び第 1 直交位相信号の両方をそれぞれ受信する、を更に含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 1 7】

前記 T X 漏出信号推定値を生成することは、前記出力信号中の T X 漏出信号を前記 T X ベースバンドへダウンコンバートするために前記出力信号に前記基準信号を乗算することと、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号を前記搬送周波数へアップコンバートするために前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号に前記基準信号を乗算することを含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 1 8】

増幅器への入力において、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算することを更に含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 1 9】

増幅器の出力において、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算することを更に含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 2 0】

ダウンコンバート用ミキサの前の受信鎖のノードにおいて、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算することを更に含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 2 1】

前記出力信号を生成するために前記入力信号を増幅することを更に含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 2 2】

前記出力信号を受信ベースバンドにダウンコンバートするミキサに、前記出力信号を供給することを更に含む、請求項 1 2 記載の方法。

【請求項 2 3】

無線周波数 (R F) 受信器用フィルタ回路であって、
送信 (T X) 漏出信号を有する R F 受信 (R X) 入力信号を受信する手段と、
出力信号を生成するために前記入力信号から T X 漏出信号推定値を減算する手段と、
前記 T X 漏出信号の搬送周波数における基準信号と前記出力信号とに基づいて、前記 T X 漏出信号推定値を生成する手段と、
を具備し、

前記 T X 漏出信号推定値を生成する手段は、

第 1 同相信号を生成するために前記出力信号に前記基準信号の同相成分を乗算する手段と、

第 2 同相信号を生成するために前記第 1 同相信号を濾波する手段と、

第 3 同相信号を生成するために前記第 2 同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算する手段と、

第 1 直交位相信号を生成するために前記出力信号に前記基準信号の直交成分を乗算する手段と、

第 2 の直交位相信号を生成するために前記第 1 直交位相信号を濾波する手段と、

第 3 直交位相信号を生成するために前記第 2 直交位相信号に前記基準信号の直交成分を乗算する手段と、

前記 T X 漏出信号推定値を生成するために前記第 3 同相信号と前記第 3 直交位相信号を加算する手段と、

を具備する、フィルタ回路。

【請求項 2 4】

前記 T X 漏出信号推定値を生成するための推定器と、前記 T X 漏出信号を生成し T X ベースバンド信号をアップコンバートする送信器とに接続される発振器から、前記搬送周波数の前記基準信号を生成する手段を更に含む、請求項 2 3 記載の回路。

【請求項 2 5】

前記発振器は、前記推定器と共にチップ上に形成される、請求項 2 4 記載の回路。

【請求項 2 6】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタはクロス接続される、請求項 2 3 記載の回路。

【請求項 2 7】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタの各々は結合され、前記第 1 同相信号及び第 1 直交位相信号の両方をそれぞれ受信する、請求項 2 3 記載の回路。

【請求項 2 8】

前記 T X 漏出信号推定値を生成する手段は、前記出力信号中の T X 漏出信号を T X ベースバンドへダウンコンバートするために前記出力信号に前記基準信号を乗算する手段と、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号を前記搬送周波数へアップコンバートするために前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号に前記基準信号を乗算する手段を含む、請求項 2 3 記載の回路。

【請求項 2 9】

増幅器への入力において、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算する手段を更に具備する、請求項 2 3 記載の回路。

【請求項 3 0】

増幅器の出力において、前記入力信号から T X 漏出信号推定値を減算する手段を更に具備する、請求項 2 3 記載の回路。

【請求項 3 1】

前記減算手段は、ダウンコンバート用ミキサーの前の受信鎖におけるノードで、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために接続される、請求項 2 3 記載の回路。

【請求項 3 2】

前記出力信号を生成するために前記入力信号を増幅する手段を更に含む、請求項 2 3 記載の回路。

【請求項 3 3】

前記出力信号を受信ベースバンドにダウンコンバートするミキサーに出力信号を供給する手段を更に含む、請求項 2 3 の回路。

【請求項 3 4】

無線周波数 (R F) 受信器であって、
受信 (R X) 入力信号を受信するアンテナと；
前記 R X 入力信号を増幅する増幅器と、

前記アンテナからの前記 R X 入力信号を前記増幅器に接続し、送信 (T X) 漏出信号を前記 R X 入力信号の一部として前記増幅器へ渡すデュプレクサと、
前記 R X 入力信号から T X 漏出信号推定値を減算し、R X 出力信号を生成する加算器と、
前記 T X 漏出信号の搬送周波数の基準信号及び前記 R X 出力信号に基づいて、前記 T X 漏出信号推定値を生成する推定器、及び

前記 R X 出力信号をベースバンドにダウンコンバートするミキサーと、
を具備し、

前記推定器は、

前記出力信号に前記基準信号の同相成分を乗算し、第 1 同相信号を生成する第 1 乗算器と、

前記第 1 同相信号を濾波し、第 2 同相信号を生成する第 1 ローパスフィルタと、

前記第 2 同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算し、第 3 同相信号を生成する第 2 乗算器と、

前記出力信号に前記基準信号の直交成分を乗算し、第 1 直交位相信号を生成する第 3 乗算器と、

前記第 1 直交位相信号を濾波し、第 2 の直交位相信号を生成する第 2 ローパスフィルタと、

第 2 直交位相信号に前記基準信号の直交成分を乗算し、第 3 直交位相信号を生成する第 4 乗算器と、

前記第 3 同相信号と前記第 3 直交位相信号を加算し、前記 T X 漏出信号推定値を生成する加算器と、

を具備する、受信器。

【請求項 3 5】

搬送周波数で基準信号を生成する発振器を更に含み、
この発振器は、前記 T X 漏出信号推定値を生成するための推定器と、前記 T X 漏出信号を生成し T X ベースバンド信号をアップコンバートする送信器の両方に接続される、請求項 3 4 記載の受信器。

【請求項 3 6】

前記発振器は前記加算器及び前記推定器と共にチップ上に形成される、請求項 3 5 記載の受信器。

【請求項 3 7】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタはクロス接続される、請求項 3 4 記載の受信器。

【請求項 3 8】

前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタの各々は結合され、前記第 1 同相信号及び第 1 直交位相信号の両方をそれぞれ受信する、請求項 3 4 記載の受信器。

【請求項 3 9】

前記推定器は、前記出力信号に前記基準信号を乗算し、前記出力信号中の前記 T X 漏出信号を T X ベースバンドへダウンコンバートし、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号に前記基準信号を乗算し、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号を搬送周波数へアップコンバートする、請求項 3 4 記載の受信器。

【請求項 4 0】

前記加算器は、前記 R X 入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために増幅器への入力において接続されている、請求項 3 4 の受信器。

【請求項 4 1】

前記加算器は、前記増幅された入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために増幅器への出力において接続されている、請求項 3 4 記載の受信器。

【請求項 4 2】

前記加算器は、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために、ダウンコンバート用ミキサーの前の受信鎖におけるノードで接続される、請求項 3 4 記載の受信器。

【請求項 4 3】

前記加算器は、前記出力信号を供給するために、前記ミキサーに結合されている、請求項 3 4 記載の受信器。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0 0 6 3

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0 0 6 3】

開示の種々の形態が説明された。以上の記述は説明のために示されたものであり、全ての説明または限定を意図していない。多くの修正及び変形が本願請求項の範囲内で可能である。

以下に本件出願当初の特許請求の範囲に記載された発明を付記する。

〔1〕無線周波数（R F）受信器用フィルタ回路であって、送信（T X）漏出信号を有する R F 受信（R X）入力信号を受信し、前記 R X 入力信号から T X 漏出信号推定値を減算し、R X 出力信号を生成する加算器と、前記 R X 出力信号及び T X 漏出信号の搬送周波数の基準信号に基づいて、前記 T X 漏出信号推定値を生成する推定器と、を具備する、フィルタ回路。

〔2〕前記搬送周波数の前記基準信号を生成する発振器を更に含み、前記発振器は、前記 T X 漏出信号推定値を生成するための推定器と、前記 T X 漏出信号を生成し T X ベースバンド信号をアップコンバートする送信器との両方に接続される、〔1〕記載の回路。

〔3〕前記発振器は、前記加算器及び前記推定器と共にチップ上に形成される、〔2〕記載の回路。

〔4〕前記推定器は、前記出力信号に基準信号の同相成分を乗算し、第 1 同相信号を生成する第 1 乗算器と、前記第 1 同相信号を濾波し、第 2 同相信号を生成する第 1 ローパスフィルタと、前記第 2 同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算し、第 3 同相信号を生成する第 2 乗算器と、前記出力信号に前記基準信号の直交位相成分を乗算し、第 1 直交位相信号を生成する第 3 乗算器と、前記第 1 直交位相信号を濾波し、第 2 直交位相信号を生成する第 2 ローパスフィルタと、前記第 2 直交位相信号に前記基準信号の直交分を乗算し、第 3 直交位相信号を生成する第 4 乗算器と、前記第 3 同相信号に前記 3 直交位相信号を加算し、前記 T X 漏出信号推定値を生成する第 2 加算器と、を含む、〔1〕記載の回路。

〔5〕前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタはクロス接続される、〔4〕記載の回路。

〔6〕前記第 1 及び第 2 ローパスフィルタのそれぞれが接続され、前記第 1 同相信号及び前記第 1 直交位相信号の両方を共に受信する、〔4〕記載の回路。

〔7〕前記推定器は、前記出力信号に前記基準信号を乗算することで、前記出力信号中の T X 漏出信号を前記 T X ベースバンドヘダウンコンバートし、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号に前記基準信号を乗算することで、前記ダウンコンバートされた T X 漏出信号を前記搬送周波数ヘアップコンバートする、〔1〕記載の回路。

〔8〕前記加算器は、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために、増幅器の入力に接続されている、〔1〕記載の回路。

〔9〕前記加算器は、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために、増幅器の出力に接続されている、〔1〕記載の回路。

〔10〕前記加算器は、前記入力信号から前記 T X 漏出信号推定値を減算するために、ダウンコンバート用ミキサーの前の受信鎖におけるノードに接続される、〔1〕記載の回路。

〔11〕前記入力信号を増幅し、前記出力信号を生成する増幅器を更に含む、〔1〕記載の回路。

〔12〕前記加算器は、前記出力信号を供給するために、前記出力信号を受信ベースバンドにダウンコンバートするミキサーに接続される、〔1〕記載の回路。

〔13〕無線周波数（R F）受信器における受信入力信号から送信（T X）漏出信号を濾

波する方法であって、TX漏出信号を有するRF受信(RX)入力信号を受信することと、出力信号の生成するために前記入力信号からTX漏出信号推定値を減算することと、前記出力信号と前記TX漏出信号の搬送周波数の基準信号に基づいて、前記TX漏出信号推定値を生成することを含む方法。

[14] 前記TX漏出信号推定値を生成するための推定器と、TXベースバンド信号をアップコンバートして前記TX漏出信号を発生する送信器とに接続された発振器から、前記搬送周波数の前記基準信号を生成することを更に含む、[13]記載の方法。

[15] 前記発振器は前記推定器と共にチップ上に形成される、[14]記載の方法。

[16] TX漏出信号推定値の生成は、前記出力信号に前記基準信号の同相成分を乗算して、第1同相信号を生成することと、第2同相信号を生成するために前記第1同相信号を濾波することと、第3同相信号を生成するために前記第2同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算することと、第1直交位相信号を生成するために前記出力信号に前記基準信号の直交分を乗算することと、第2直交位相信号を生成するために第1直交位相信号を濾波することと、第3直交位相信号を生成するために前記第2直交位相信号に前記基準信号の前記直交分を乗算することと、TX漏出信号推定値を生成するために前記第3同相信号及び前記第3直交位相信号を加算することを含む、[13]記載の方法。

[17] 第1ローパスフィルタにより、前記第1同期信号を濾波することと、第2ローパスフィルタにより、前記第1直交位相信号を濾波すること、なお、前記1及び第2ローパスフィルタはクロス接続される、を更に含む、[16]記載の方法。

[18] 前記第1ローパスフィルタにより、前記第1同期信号を濾波することと、第2ローパスフィルタにより、前記第1直交位相信号をフィルタすること、なお、前記1及び第2ローパスフィルタはそれぞれ接続され、前記第1同相信号及び第1直交位相信号の両方をそれぞれ受信する、を更に含む、[16]記載の回路。

[19] 前記TX漏出信号推定値を生成することは、前記出力信号中のTX漏出信号を前記TXベースバンドへダウンコンバートするために前記出力信号に前記基準信号を乗算することと、前記ダウンコンバートされたTX漏出信号を前記搬送周波数へアップコンバートするために前記ダウンコンバートされたTX漏出信号に前記基準信号を乗算することを含む、[13]記載の方法。

[20] 増幅器への入力において、前記入力信号から前記TX漏出信号推定値を減算することを更に含む、[13]記載の方法。

[21] 増幅器の出力において、前記入力信号から前記TX漏出信号推定値を減算することを更に含む、[13]記載の方法。

[22] ダウンコンバート用ミキサの前の受信鎖のノードにおいて、前記入力信号から前記TX漏出信号推定値を減算することを更に含む、[13]記載の方法。

[23] 前記出力信号を生成するために前記入力信号を増幅することを更に含む、[12]記載の方法。

[24] 前記出力信号を受信ベースバンドにダウンコンバートするミキサに、前記出力信号を供給することを更に含む、[12]記載の方法。

[25] 無線周波数(RF)受信器用フィルタ回路であって、送信(TX)漏出信号を有するRF受信(RX)入力信号を受信する手段と、出力信号を生成するために前記入力信号からTX漏出信号推定値を減算する手段と、前記TX漏出信号の搬送周波数における基準信号と前記出力信号とに基づいて、前記TX漏出信号推定値を生成する手段と、を具備する、フィルタ回路。

[26] 前記TX漏出信号推定値を生成するための推定器と、前記TX漏出信号を生成しTXベースバンド信号をアップコンバートする送信器とに接続される発振器から、前記搬送周波数の前記基準信号を生成する手段を更に含む、[25]記載の回路。

[27] 前記発振器は、前記推定器と共にチップ上に形成される、[26]記載の回路。

[28] 前記TX漏出信号推定値を生成する手段は、第1同相信号を生成するために前記出力信号に前記基準信号の同相成分を乗算する手段と、第2同相信号を生成するために前記第1同相信号を濾波する手段と、第3同相信号を生成するために前記第2同相信号に前

記基準信号の同相成分を乗算する手段と、第1直交位相信号を生成するために前記出力信号に前記基準信号の直交成分を乗算する手段と、第2の直交位相信号を生成するために前記第1直交位相信号を濾波する手段と、第3直交位相信号を生成するために前記第2直交位相信号に前記基準信号の直交成分を乗算する手段と、前記TX漏出信号推定値を生成するために前記第3同相信号と前記第3直交位相信号を加算する手段と、を具備する、[25]記載の回路。

[29] 前記第1及び第2ローパスフィルタはクロス接続される、[28]記載の回路。

[30] 前記第1及び第2ローパスフィルタの各々は結合され、前記第1同相信号及び第1直交位相信号の両方をそれぞれ受信する、[28]記載の回路。

[31] 前記TX漏出信号推定値を生成する手段は、前記出力信号中のTX漏出信号をTXベースバンドへダウンコンバートするために前記出力信号に前記基準信号を乗算する手段と、前記ダウンコンバートされたTX漏出信号を前記搬送周波数へアップコンバートするために前記ダウンコンバートされたTX漏出信号に前記基準信号を乗算する手段を含む、[25]記載の回路。

[32] 増幅器への入力において、前記入力信号から前記TX漏出信号推定値を減算する手段を更に具備する、[25]記載の回路。

[33] 増幅器の出力において、前記入力信号からTX漏出信号推定値を減算する手段を更に具備する、[25]記載の回路。

[34] 前記減算手段は、ダウンコンバート用ミキサの前の受信鎖におけるノードで、前記入力信号から前記TX漏出信号推定値を減算するために接続される、[25]記載の回路。

[35] 前記出力信号を生成するために前記入力信号を増幅する手段を更に含む、[25]記載の回路。

[36] 前記出力信号を受信ベースバンドにダウンコンバートするミキサに出力信号を供給する手段を更に含む、[25]の回路。

[37] 無線周波数(RF)受信器であって、受信(RX)入力信号を受信するアンテナと；前記RX入力信号を増幅する増幅器と、前記アンテナからの前記RX入力信号を前記増幅器に接続し、送信(TX)漏出信号を前記RX入力信号の一部として前記増幅器へ渡すデュプレクサと、前記RX入力信号からTX漏出信号推定値を減算し、RX出力信号を生成する加算器と、前記TX漏出信号の搬送周波数の基準信号及び前記RX出力信号に基づいて、前記TX漏出信号推定値を生成する推定器、及び前記RX出力信号をベースバンドにダウンコンバートするミキサと、を具備する、受信器。

[38] 搬送周波数で基準信号を生成する発振器を更に含み、この発振器は、前記TX漏出信号推定値を生成するための推定器と、前記TX漏出信号を生成しTXベースバンド信号をアップコンバートする送信器の両方に接続される、[37]記載の受信器。

[39] 前記発振器は前記加算器及び前記推定器と共にチップ上に形成される、[38]の受信器。

[40] 前記推定器は、前記出力信号に前記基準信号の同相成分を乗算し、第1同相信号を生成する第1乗算器と、前記第1同相信号を濾波し、第2同相信号を生成する第1ローパスフィルタと、前記第2同相信号に前記基準信号の同相成分を乗算し、第3同相信号を生成する第2乗算器と、前記出力信号に前記基準信号の直交成分を乗算し、第1直交位相信号を生成する第3乗算器と、前記第1直交位相信号を濾波し、第2の直交位相信号を生成する第2ローパスフィルタと、第2直交位相信号に前記基準信号の直交成分を乗算し、第3直交位相信号を生成する第4乗算器と、前記第3同相信号と前記第3直交位相信号を加算し、前記TX漏出信号推定値を生成する加算器と、を具備する、[37]記載の受信器。

[41] 前記第1及び第2ローパスフィルタはクロス接続される、[40]記載の受信器。

[42] 前記第1及び第2ローパスフィルタの各々は結合され、前記第1同相信号及び第1直交位相信号の両方をそれぞれ受信する、[40]記載の受信器。

〔４３〕前記推定器は、前記出力信号に前記基準信号を乗算し、前記出力信号中の前記ＴＸ漏出信号をＴＸベースバンドへダウンコンバートし、前記ダウンコンバートされたＴＸ漏出信号に前記基準信号を乗算し、前記ダウンコンバートされたＴＸ漏出信号を搬送周波数へアップコンバートする、〔３７〕記載の受信器。

〔４４〕前記加算器は、前記ＲＸ入力信号から前記ＴＸ漏出信号推定値を減算するために増幅器への入力において接続されている、〔３７〕の受信器。

〔４５〕前記加算器は、前記増幅された入力信号から前記ＴＸ漏出信号推定値を減算するために増幅器への出力において接続されている、〔３７〕記載の受信器。

〔４６〕前記加算器は、前記入力信号から前記ＴＸ漏出信号推定値を減算するために、ダウンコンバート用ミキサーの前の受信鎖におけるノードで接続される、〔３７〕記載の受信器。

〔４７〕前記加算器は、前記出力信号を供給するために、前記ミキサーに結合されている、〔３７〕記載の受信器。

フロントページの続き

(74)代理人 100109830
弁理士 福原 淑弘

(74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司

(74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎

(74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男

(74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久

(74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎

(74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹

(74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克

(74)代理人 100158805
弁理士 井関 守三

(74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志

(74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志

(74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子

(74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓

(72)発明者 ブラディミア・アパリン
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121-1714、サン・ディエゴ、モアハウス・ド
ラ イブ 5775

Fターム(参考) 5K011 BA03 DA02 DA03 DA06 DA12 DA21 DA27 GA05 GA06 JA01
JA03 KA05

【外国語明細書】
2012182809000001.pdf