

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2009-516953

(P2009-516953A)

(43) 公表日 平成21年4月23日(2009.4.23)

(51) Int.Cl. F I テーマコード (参考)
 HO4J 11/00 (2006.01) HO4J 11/00 B 5K022

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 25 頁)

(21) 出願番号 特願2008-540789 (P2008-540789)
 (86) (22) 出願日 平成18年11月21日 (2006.11.21)
 (85) 翻訳文提出日 平成20年6月26日 (2008.6.26)
 (86) 国際出願番号 PCT/IL2006/001344
 (87) 国際公開番号 W02007/057911
 (87) 国際公開日 平成19年5月24日 (2007.5.24)
 (31) 優先権主張番号 11/285,414
 (32) 優先日 平成17年11月21日 (2005.11.21)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

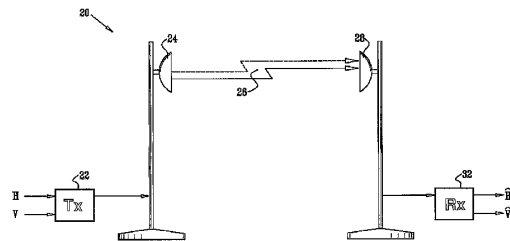
(71) 出願人 507220800
 プロビジェント リミテッド
 イスラエル国, ヘルツリア 46764,
 シェンカー ストリート 4
 (74) 代理人 100099759
 弁理士 青木 篤
 (74) 代理人 100092624
 弁理士 鶴田 準一
 (74) 代理人 100108383
 弁理士 下道 晶久
 (74) 代理人 100133835
 弁理士 河野 努
 (72) 発明者 エリアズ, アミル
 イスラエル国, モシャブ ベン-シェメン
 73115, 128

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 クロス偏波干渉の推定を用いたモデム制御

(57) 【要約】

受信機(32)は、少なくとも1つのアンテナ(28)と結合された入力回路を有し、第1と第2の信号を受信し、処理し、デジタル化し、入力サンプルの第1と第2のストリームを生成する。受信機内の干渉除去回路(46)は、第1と第2の適応フィルタ(64、66)を有し、第1と第2の係数を用いて、入力サンプルの第1と第2のストリームをフィルタにかけ、第1と第2のフィルタ出力を生成する。位相回転器(68、71)は、第1と第2の信号間の位相偏差を補償するための可変位相シフトを適用するために用いられる。位相回転器は、少なくとも1つの構成パラメータを有する。制御モジュール(67)は、干渉除去回路の信号特性を推定し、推定信号特性に応じて位相回転器の少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する。



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

入力回路と干渉除去回路を有する受信機であり、

前記入力回路は、少なくとも1つのアンテナと結合し、第1と第2の信号を受信し、信号処理し、デジタル化し、これにより入力サンプルの第1と第2のストリームを生成し、

前記干渉除去回路は、

それぞれ第1と第2の係数を用いて、入力サンプルの前記第1と第2のストリームをフィルタにかけ、それぞれ第1と第2のフィルタ出力を生成する第1と第2の適応フィルタと、

前記第1と第2の信号間の位相偏差を補償する可変位相シフトを適用するために適合され、少なくとも1つの構成パラメータを有する位相回転器と、

前記干渉除去回路の信号特性を推定し、該推定信号特性に応じて前記位相回転器の前記少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する制御モジュールを有する受信機。

10

【請求項 2】

前記第1の信号は、前記第2の信号による干渉を含み、前記干渉除去回路は、入力サンプルの前記第1と第2のストリームに応じて、前記第1の信号に相当し、減じられた該干渉レベルを有する出力サンプルの第3のストリームを生成するよう動作する、請求項1に記載の受信機。

20

【請求項 3】

前記制御モジュールは、前記干渉レベルの増加を識別し、該識別した増加に応じて前記少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する、請求項2に記載の受信機。

20

【請求項 4】

前記位相回転器は、位相同期回路(PLL)を有し、前記少なくとも1つの構成パラメータが該PLLの周波数設定を有し、前記制御モジュールは、前記干渉レベルの前記増加の識別に続き、既定の周波数設定範囲にわたり、前記推定信号特性に応じて決定される最良周波数設定を探索し、該最良周波数設定を該PLLに書き込むよう動作する、請求項3に記載の受信機。

【請求項 5】

前記第1と第2の信号は、それぞれ相互に直交した第1と第2の偏波を持って送信され、前記干渉除去回路は、前記第2の信号から前記第1の信号に結合するクロス偏波干渉を減じるよう動作する、請求項1又は2に記載の受信機。

30

【請求項 6】

前記位相回転器は、位相同期回路(PLL)を有し、前記少なくとも1つの構成パラメータは、該PLLのループバンド幅とループ利得の少なくとも1つを有する、請求項1又は2に記載の受信機。

【請求項 7】

前記制御モジュールは、パイロット基準とバッチ基準位相推定方法の少なくとも1つを用いて、前記可変位相シフトを計算するよう動作する、請求項1又は2に記載の受信機。

40

【請求項 8】

前記信号特性は、前記第1と第2の信号の間のクロス結合レベルを有する、請求項1又は2に記載の受信機。

【請求項 9】

前記第1と第2の係数は、前記第1と第2の信号が受信される通信チャネルの条件に従い適応的に決定され、前記制御モジュールは、前記第1と第2の係数の少なくとも幾つかに基づき計算を実行し、前記クロス結合レベルを推定するよう動作する、請求項8に記載の受信機。

【請求項 10】

前記制御モジュールは、前記少なくとも1つの構成パラメータの2つ以上の既定の制御セットを蓄積し、前記推定信号特性に応じてメトリック関数を評価し、該評価されたメト

50

リック関数に応じて該2つ以上の既定の制御セットの中から1つの制御セットを選択し、該選択された制御セットを前記位相回転器に書き込むよう動作する、請求項1又は2に記載の受信機。

【請求項11】

前記制御モジュールは、前記推定信号特性に応じ前記少なくとも1つの構成パラメータを適応的に計算するよう動作する、請求項1又は2に記載の受信機。

【請求項12】

前記第2の信号は前記第1の信号による干渉を含み、前記干渉除去回路は、入力サンプルの前記第1と第2のストリームに応じて、前記第2の信号に相当し、減じられた該干渉レベルを有する出力サンプルの第4のストリームを生成するよう動作する、請求項1又は2に記載の受信機。

10

【請求項13】

送信機と受信機を有するワイヤレス通信システムであり、

前記送信機は、第1と第2の信号を空間上に送信するよう動作し、

前記受信機は、入力回路と干渉除去器を有し、

前記入力回路は、少なくとも1つのアンテナと結合し、前記第1と第2の信号を受信し、信号処理し、デジタル化し、これにより入力サンプルの第1と第2のストリームを生成し、

前記干渉除去回路は、

それぞれ第1と第2の係数を用いて、入力サンプルの前記第1と第2のストリームをフィルタにかけ、それぞれ第1と第2のフィルタ出力を生成する第1と第2の適応フィルタと、

20

前記第1と第2の信号間の位相偏差を補償する可変位相シフトを適用するように適合され、少なくとも1つの構成パラメータを有する位相回転器と、

前記干渉除去回路の信号特性を推定し、該推定信号特性に応じて前記位相回転器の前記少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する制御モジュールを有するワイヤレス通信システム。

【請求項14】

前記第1の信号は、前記第2の信号による干渉を含み、前記干渉除去回路は、入力サンプルの前記第1と第2のストリームに応じて、前記第1の信号に相当し、減じられた該干渉レベルを有する出力サンプルの第3のストリームを生成するよう動作する、請求項13に記載のシステム。

30

【請求項15】

前記制御モジュールは、前記干渉レベルの増加を識別し、該識別した増加に応じて前記少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する、請求項14に記載のシステム。

【請求項16】

前記位相回転器は、位相同期回路(PLL)を有し、前記少なくとも1つの構成パラメータが該PLLの周波数設定を有し、前記制御モジュールは、前記干渉レベルの前記増加の識別に続き、既定の周波数設定範囲にわたり、前記推定信号特性に応じて決定される最良周波数設定を探索し、該最良周波数設定を該PLLに書き込むよう動作する、請求項15に記載のシステム。

40

【請求項17】

前記第1と第2の信号は、それぞれ相互に直交した第1と第2の偏波を持って送信され、前記干渉除去回路は、前記第2の信号から前記第1の信号に結合するクロス偏波干渉を減じるよう動作する、請求項13又は14に記載のシステム。

【請求項18】

前記位相回転器は、位相同期回路(PLL)を有し、前記少なくとも1つの構成パラメータは、該PLLのループバンド幅とループ利得の少なくとも1つを有する、請求項13又は14に記載のシステム。

50

【請求項 19】

前記制御モジュールは、パイロット基準とバッチ基準位相推定方法の少なくとも1つを用いて、前記可変位相シフトを計算するよう動作する、請求項13又は14に記載のシステム。

【請求項 20】

前記信号特性は、前記第1と第2の信号の間のクロス結合レベルを有する、請求項13又は14に記載のシステム。

【請求項 21】

前記第1と第2の係数は、前記第1と第2の信号が受信される通信チャネルの条件に従い適応的に決定され、前記制御モジュールは、前記第1と第2の係数の少なくとも幾つかに基づき計算を実行し、前記クロス結合レベルを推定するよう動作する、請求項20に記載のシステム。

10

【請求項 22】

前記制御モジュールは、前記少なくとも1つの構成パラメータの2つ以上の既定の制御セットを蓄積し、前記推定信号特性に応じてメトリック関数を評価し、該評価されたメトリック関数に応じて該2つ以上の既定の制御セットの中から1つの制御セットを選択し、該選択された制御セットを前記位相回転器に書き込むよう動作する、請求項13又は14に記載のシステム。

【請求項 23】

前記制御モジュールは、前記推定信号特性に応じ前記少なくとも1つの構成パラメータを適応的に計算するよう動作する、請求項13又は14に記載のシステム。

20

【請求項 24】

前記第2の信号は前記第1の信号による干渉を含み、前記干渉除去回路は、入力サンプルの前記第1と第2のストリームに応じて、前記第2の信号に相当し、減じられた該干渉レベルを有する出力サンプルの第4のストリームを生成するよう動作する、請求項13又は14に記載のシステム。

【請求項 25】

第1と第2の信号にそれぞれ相当する入力サンプルの第1と第2のストリームを処理するための回路であり、

それぞれ第1と第2の係数を用いて、入力サンプルの前記第1と第2のストリームをフィルターにかけ、それぞれ第1と第2のフィルター出力を生成する第1と第2の適応フィルターと、

30

前記第1と第2の信号間の位相偏差を補償する可変位相シフトを適用するために適合され、少なくとも1つの構成パラメータを有する位相回転器と、

前記干渉除去回路の信号特性を推定し、該推定信号特性に応じて前記位相回転器の前記少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する制御モジュールを有する干渉除去回路。

【請求項 26】

前記第1の信号は、前記第2の信号による干渉を含み、前記回路は、入力サンプルの前記第1と第2のストリームに応じて、前記第1の信号に相当し、減じられた該干渉レベルを有する出力サンプルの第3のストリームを生成するよう動作する、請求項25に記載の回路。

40

【請求項 27】

前記制御モジュールは、前記干渉レベルの増加を識別し、該識別した増加に応じて前記少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する、請求項26に記載の回路。

【請求項 28】

前記位相回転器は、位相同期回路(PLL)を有し、前記少なくとも1つの構成パラメータが該PLLの周波数設定を有し、前記制御モジュールは、前記干渉レベルの増加の識別に続き、既定の周波数設定範囲にわたり、前記推定信号特性に応じて決定される最良周波数設定を探索し、該最良周波数設定を該PLLに書き込むよう動作する、請求項27に記載の

50

回路。

【請求項 29】

前記第 1 と第 2 の信号は、それぞれ相互に直交した第 1 と第 2 の偏波を持って送信され、前記回路は、前記第 2 の信号から前記第 1 の信号に結合するクロス偏波干渉を減じるよう動作する、請求項 25 又は 26 に記載の回路。

【請求項 30】

前記位相回転器は、位相同期回路 (PLL) を有し、前記少なくとも 1 つの構成パラメータは、該 PLL のループバンド幅とループ利得の少なくとも 1 つを有する、請求項 25 又は 26 に記載の回路。

【請求項 31】

前記制御モジュールは、パイロット基準とパッチ基準位相推定方法の少なくとも 1 つを用いて、前記可変位相シフトを計算するよう動作する、請求項 25 又は 26 に記載の回路。

10

【請求項 32】

前記信号特性は、前記第 1 と第 2 の信号の間のクロス結合レベルを有する、請求項 25 又は 26 に記載の回路。

【請求項 33】

前記第 1 と第 2 の係数は、前記第 1 と第 2 の信号が受信される通信チャネルの条件に従い適応的に決定され、前記制御モジュールは、前記第 1 と第 2 の係数の少なくとも幾つかに基づき計算を実行し、前記クロス結合レベルを推定するよう動作する、請求項 32 に記載の回路。

20

【請求項 34】

前記制御モジュールは、前記少なくとも 1 つの構成パラメータの 2 つ以上の既定の制御セットを蓄積し、前記推定信号特性に応じてメトリック関数を評価し、該評価されたメトリック関数に応じて該 2 つ以上の既定の制御セットの中から 1 つの制御セットを選択し、該選択された制御セットを前記位相回転器に書き込むよう動作する、請求項 25 又は 26 に記載の回路。

【請求項 35】

前記制御モジュールは、前記推定信号特性に応じ前記少なくとも 1 つの構成パラメータを適応的に計算するよう動作する、請求項 25 又は 26 に記載の回路。

30

【請求項 36】

前記第 2 の信号は前記第 1 の信号による干渉を含み、前記回路は、入力サンプルの前記第 1 と第 2 のストリームに応じて、前記第 2 の信号に相当し、減じられた該干渉レベルを有する出力サンプルの第 4 のストリームを生成するよう動作する、請求項 25 又は 26 に記載の回路。

【請求項 37】

空間に送信された第 1 と第 2 の信号を受信し、信号処理し、デジタル化し、入力信号の第 1 と第 2 のストリームを生成し、

それぞれ第 1 と第 2 の係数を用い、入力サンプルの前記第 1 と第 2 のストリームをフィルターにかけ、それぞれ第 1 と第 2 のフィルター出力を生成し、

40

少なくとも 1 つの構成パラメータを有する位相回転器を用い、前記第 1 と第 2 のフィルター出力の 1 つに可変位相シフトを適用し、前記第 1 と第 2 の信号間の位相偏差を補正した位相シフトされた出力を生成し、

前記第 1 と第 2 のフィルター出力を加算し、前記第 1 の信号に相当する出力サンプルの第 3 のストリームを生成し、

干渉除去回路の信号特性を推定し、

該推定信号特性に応じて前記位相回転器の前記少なくとも 1 つの構成パラメータを設定するワイヤレス通信における方法。

【請求項 38】

前記第 1 の信号は、前記第 2 の信号による干渉を含み、前記第 1 と第 2 のフィルター出

50

力を加算することは、出力サンプルの前記第 3 のストリーム内の前記第 2 の信号による該干渉を減じることを有する、請求項 37 に記載の方法。

【請求項 39】

前記少なくとも 1 つの構成パラメータを設定することは、前記干渉レベルの増加を識別し、該識別した増加に応じて前記少なくとも 1 つの構成パラメータを設定することを有する、請求項 38 に記載の方法。

【請求項 40】

前記位相回転器は、位相同期回路 (PLL) を有し、前記少なくとも 1 つの構成パラメータが該 PLL の周波数設定を有し、前記少なくとも 1 つの構成パラメータを設定することは、前記干渉レベルの前記増加の識別に続き、既定の周波数設定範囲にわたり、前記推定信号特性に応じて決定される最良周波数設定を探索し、該最良周波数設定を該 PLL に書き込むことを有する、請求項 39 に記載の方法。

10

【請求項 41】

前記第 1 と第 2 の信号を受信することは、それぞれ相互に直交した第 1 と第 2 の偏波を持って送信された前記信号を受信することを有し、前記第 1 のフィルター出力と前記位相シフトされた信号を加算することは、前記第 2 の信号から前記第 1 の信号に結合するクロス偏波干渉を減じることを有する、請求項 37 又は 38 に記載の方法。

【請求項 42】

前記位相回転器は、位相同期回路 (PLL) を有し、前記少なくとも 1 つの構成パラメータを設定することは、該 PLL のループバンド幅とループ利得の少なくとも 1 つを設定することを有する、請求項 37 又は 38 に記載の方法。

20

【請求項 43】

前記可変位相シフトを適用することは、パイロット基準とパッチ基準位相推定方法の少なくとも 1 つを用いて、前記可変位相シフトを計算することを有する、請求項 37 又は 38 に記載の方法。

【請求項 44】

前記信号特性を推定することは、前記第 1 と第 2 の信号の間のクロス結合レベルを推定することを有する、請求項 37 又は 38 に記載の方法。

【請求項 45】

前記第 1 と第 2 の係数は、前記第 1 と第 2 の信号が受信される通信チャネルの条件に従い適応的に決定され、前記クロス結合レベルを推定することは、前記第 1 と第 2 の係数の少なくとも幾つかに基づき計算を実行することを有する、請求項 44 に記載の方法。

30

【請求項 46】

前記少なくとも 1 つの構成パラメータを設定することは、
前記少なくとも 1 つの構成パラメータの 2 つ以上の既定の制御セットを蓄積すること、
前記推定信号特性に応じてメトリック関数を評価すること、
該評価されたメトリック関数に応じて該 2 つ以上の既定の制御セットの中から 1 つの制御セットを選択すること、

該選択された制御セットを前記位相回転器に書き込むこと、を有する、請求項 37 又は 38 に記載の方法。

40

【請求項 47】

前記少なくとも 1 つの構成パラメータを設定することは、前記推定信号特性に応じ前記少なくとも 1 つの構成パラメータを適応的に計算することを有する、請求項 37 又は 38 に記載の方法。

【請求項 48】

第 1 と第 2 の信号を受信し、信号処理し、デジタル化し、入力信号の第 1 と第 2 のストリームを生成すること、

それぞれ第 1 と第 2 の係数を用い、入力サンプルの前記第 1 と第 2 のストリームをフィルターにかけ、それぞれ第 1 と第 2 のフィルター出力を生成すること、

前記第 1 と第 2 の係数に基づき前記第 2 の信号による前記第 1 の信号内に含まれる干渉

50

レベルを推定することを有する干渉レベルを推定するための方法。

【請求項 49】

入力サンプルの前記第1と第2のストリームをフィルターにかけることは、それぞれ第1と第2の適応等化器を用いて、前記サンプルをフィルターにかけることを有する、請求項48に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、一般的には、ワイヤレス通信におけるモデムに関する。詳細には、クロスチャネル干渉レベルの推定を用いてモデムを制御するための方法とシステムに関する。

10

【背景技術】

【0002】

偏波ダイバーシチは、同一リンク上で、直交する偏波を持つ2つの並列通信チャネルを提供する通信システムにおいて用いられ、これにより、リンク容量が2倍となる。2つの直交した偏波を用いて、分離し、独立した信号が送信される。しかし、チャネルの直交性にも係らず、殆どの場合、信号間で干渉が生じる。この干渉の影響を減少させるため、受信機はクロス偏波干渉キャンセラー(XPIC: cross-polarization interference canceller)を有することができる。XPICは、本来の独立した信号を復元するために、2つの信号を処理し、合成する。

【0003】

20

技術的には、各種のXPIC回路が知られている。例えば、米国特許第4,914,676号、第5,920,595号、第5,710,799号、ヨーロッパ公開特許公報EP 1365519 A1、国際公開公報WO 00/77952 A1において、XPIC回路が記述されており、これらの開示は参照として、本文に全て組み込まれる。

【0004】

幾つかのアプリケーションにおいて、干渉除去処理は、干渉信号の位相を変更する。例えば、米国特許第6,236,263号(この開示は参照として、本文に全て組み込まれる)では、主偏波内のクロス偏波の干渉を除去するためのクロス偏波干渉除去機能を持つ復調器が記述されている。復調器は、主偏波のベースバンド信号を復調するための復調ユニット、ならびに復調された信号内の誤差に基づき、クロス偏波の干渉信号の位相を制御する位相制御ユニットを有する。干渉除去ユニットは、主偏波の復調信号から干渉信号成分を除去する。

30

【発明の開示】

【0005】

XPIC回路の性能に影響を与える要素の1つとして、位相同期回路(PLL: phase-locked loop)により制御されるミキサや乗算器など、位相回転器の性能がある。PLLは、補正が施される希望信号に対して、干渉補正信号の位相と周波数オフセットを調整する。本発明の実施例では、この位相回転器の位相及び/又は周波数を制御するための方法とデバイスを提示する。ここでは、位相回転器を“スレーブPLL”と呼ぶ。

【0006】

40

幾つかの実施例では、XPIC回路内の制御モジュールは、受信シンボルのクロス偏波干渉比(XPD: cross-polarization interference ratio)等の信号特性を推定する。続いて、制御モジュールは、推定された信号特性に応じて、ループバンド幅や利得など、スレーブPLLのパラメータを設定する。この目的のため、幾つかの実施例では、制御モジュールは、推定されたXPD値に依存したメトリック関数を評価する。

【0007】

その他の開示された方法は、高XPD(低干渉レベル)条件下において、同期が外れたスレーブPLLの問題を説明する。開示方法を用いて、XPIC回路内の制御モジュールは、XPDが既定のしきい値以下に低下する状態を検出する。スレーブPLLの適切な周波数設定を探索し、この適切な周波数設定をPLLに書き込む。この方法により、XPDが高値からより低い値

50

に低下する場合において、スレーブPLLは正確な周波数に固定できるようになる。この結果、XPD値が低下した際、不要な遷移イベントを回避する。

【0008】

また、XPIC回路内の等化器の係数値に基づきXPD値を推定する方法にも言及する。幾つかの実施例では、この推定方法は、ここで述べられているPLLパラメータ設定方法及び/又はPLL同期方法と合わせて用いられる。

【0009】

また、紹介するXPIC回路では、開示された方法を用いて、スレーブPLL設定が適応的に制御される。

【0010】

開示された方法とシステムは、クロス偏波干渉以外の形態の干渉を除去するためにも使用することができる。

【0011】

本発明の実施例により、受信機は、入力回路と干渉除去回路を有し、
入力回路は、少なくとも1つのアンテナと結合し、第1と第2の信号を受信し、信号処理し、デジタル化し、これにより入力サンプルの第1と第2のストリームを生成し、
干渉除去回路は、

それぞれ第1と第2の係数を用いて、入力サンプルの第1と第2のストリームをフィルターにかけ、それぞれ第1と第2のフィルター出力を生成する第1と第2の適応フィルターと、

第1と第2の信号間の位相偏差を補償する可変位相シフトを適用するために適合され、少なくとも1つの構成パラメータ(configuration parameter)を有する位相回転器と、
干渉除去回路の信号特性を推定し、当該推定信号特性に応じて位相回転器の少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する制御モジュールを有する。

【0012】

1つの実施例では、第1の信号は、第2の信号による干渉を含む。干渉除去回路は、入力サンプルの第1と第2のストリームに応じて、出力サンプルの第3のストリームを生成するよう動作する。これは、第1の信号に相当し、減じられた干渉レベルを有する。

【0013】

その他の実施例では、制御モジュールは、干渉レベルの増加を識別し、識別された増加に応じて、少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する。更にその他の実施例では、位相回転器は位相同期回路(PLL)を有し、少なくとも1つの構成パラメータは、PLLの周波数設定を有し、制御モジュールは、干渉レベルの増加を識別した後、推定信号特性に応じて決められる最良の周波数設定を既定の周波数設定範囲にわたり探索し、PLLに最良周波数設定を書き込むよう動作する。

【0014】

更にその他の実施例では、第1と第2の信号は、第1と第2のそれぞれ互いに直交した偏波で送信され、干渉除去回路は、第2信号から第1信号に結合されたクロス偏波干渉を減じるよう動作する。

【0015】

1つの実施例では、位相回転器は位相同期回路(PLL)を有し、少なくとも1つの構成パラメータは、PLLのループバンド幅とループ利得の少なくとも1つを有する。その他の実施例では、制御モジュールは、パイロット基準とバッチ基準の位相推定方法の少なくとも1つを用いて、可変位相シフトを計算するよう動作する。

【0016】

更にその他の実施例では、信号特性は、第1と第2の信号間のクロス結合のレベルを有する。更にその他の実施例では、第1と第2の係数は、第1と第2の信号が受信される通信チャネルの状態に応じて適応的に決定される。制御モジュールは、第1と第2の係数の少なくとも幾つかに基づき計算を行うことで、クロス結合のレベルを推定するよう動作する。

10

20

30

40

50

【0017】

1つの実施例では、制御モジュールは、少なくとも1つの構成パラメータの2つ以上の既定の制御セットを蓄積し、推定信号特性に応じてメトリック関数を評価し、評価されたメトリック関数に応じて2つ以上の既定の制御セットから1つの選択された制御セットを選択し、当該選択された制御セットを位相回転器に書き込むよう動作する。追加として、あるいは代わりとして、制御モジュールは、推定信号特性に応じて、少なくとも1つの構成パラメータを適応的に計算するよう動作する。

【0018】

1つの実施例では、第2の信号は、第1の信号による干渉を含み、干渉除去回路は、入力サンプルの第1と第2のストリームに応じて、出力サンプルの第4のストリームを生成するよう動作する。これは、第2の信号に相当し、減じられた干渉レベルを有する。

10

【0019】

本発明の実施例により、ワイヤレス通信システムは、送信機と受信機を有し、送信機は、第1と第2の信号を空間上に送信するよう動作し、受信機は、入力回路と干渉除去器を有し、入力回路は、少なくとも1つのアンテナと結合し、第1と第2の信号を受信し、信号処理し、デジタル化し、これにより入力サンプルの第1と第2のストリームを生成し、干渉除去回路は、

それぞれ第1と第2の係数を用いて、入力サンプルの第1と第2のストリームをフィルターにかけ、それぞれ第1と第2のフィルター出力を生成する第1と第2の適応フィルターと、

20

第1と第2の信号間の位相偏差を補償する可変位相シフトを適用するために適合され、少なくとも1つの構成パラメータを有する位相回転器と、

干渉除去回路の信号特性を推定し、当該推定信号特性に応じて位相回転器の少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する制御モジュールを有する。

【0020】

本発明の実施例により、干渉除去回路は、それぞれ第1と第2の信号に相当する入力サンプルの第1と第2のストリームを信号処理するための回路であり、

それぞれ第1と第2の係数を用いて、入力サンプルの第1と第2のストリームをフィルターにかけ、それぞれ第1と第2のフィルター出力を生成する第1と第2の適応フィルターと、

30

第1と第2の信号間の位相偏差を補償する可変位相シフトを適用するために適合され、少なくとも1つの構成パラメータを持つ位相回転器と、

干渉除去回路の信号特性を推定し、当該推定信号特性に応じて位相回転器の少なくとも1つの構成パラメータを設定するよう動作する制御モジュールを有する。

【0021】

本発明の実施例により、ワイヤレス通信における方法は、

空間に送信された第1と第2の信号を受信し、信号処理し、デジタル化し、入力信号の第1と第2のストリームを生成し、

それぞれ第1と第2の係数を用い、入力サンプルの第1と第2のストリームをフィルターにかけ、それぞれ第1と第2のフィルター出力を生成し、

40

少なくとも1つの構成パラメータを持つ位相回転器を用い、第1と第2のフィルター出力の1つに可変位相シフトを適用し、第1と第2の信号間の位相偏差を補正した位相シフトされた出力を生成し、

第1と第2のフィルター出力を加算し、第1の信号に相当する出力サンプルの第3のストリームを生成し、

干渉除去回路の信号特性を推定し、

当該推定信号特性に応じて位相回転器の少なくとも1つの構成パラメータを設定する。

【0022】

本発明の実施例により、干渉レベルを推定するための方法は、

50

第 1 と第 2 の信号を受信し、処理し、デジタル化し、入力サンプルの第 1 と第 2 のストリームを生成し、

それぞれ第 1 と第 2 の係数を用い、入力サンプルの第 1 と第 2 のストリームをフィルターにかけ、それぞれ第 1 と第 2 のフィルター出力を生成し、

第 1 と第 2 の係数に基づき、第 2 の信号により第 1 の信号に含まれる干渉レベルを推定する。

【 0 0 2 3 】

1 つの実施例では、入力サンプルの第 1 と第 2 のストリームをフィルターにかけることは、それぞれ第 1 と第 2 の適応等化器を用いて、サンプルをフィルターにかけることを有する。

【 0 0 2 4 】

本発明は、以下に示す実施例の詳細記述と図により、完全に理解されるであろう。

【 0 0 2 5 】

〔実施例の詳細な説明〕

システム記述

図 1 は、本発明の実施例によるワイヤレスデータ送信システム 20 を図示したブロックダイアグラムである。システム 20 は送信機 22 を有し、偏波ダイバーシチを用いて、送信アンテナ 24 を介して 2 つの信号を同時に送信する。送信機 22 とアンテナ 24 は、結合されており、直交的に偏波された電磁波としての 2 つの信号を送信する。図 1 の典型的な例において、H で示されるシンボルは水平偏波を用いて送信され、V で示されるシンボルは垂直偏波を用いて送信される。代わりに、時計方向と反時計方向の円偏波、+45° と -45° の偏波、あるいは、技術的に既知であるその他の適切な直交偏波構成を用いて、信号を送信することもできる。さらに代わりとして、2 つの偏波に対し、分離した送信アンテナ（及び / 又は、分離した受信アンテナ）を使うこともできる。

【 0 0 2 6 】

【表 1】

一般的に、H と V は、シンボルを表し、当分野では周知のように、適切な変調方式に従い変調され、送信のための既定無線周波数 (RF) レンジにアップコンバートされる。信号は、ワイヤレス通信チャネル 26 を通じて伝搬する。これは以下で定義され、モデル化される。信号は、受信アンテナ 28 で受信される。アンテナ 28 で受信された信号は、送信されたシンボルを復元するために、受信機 32 において、ダウンコンバートされ、信号処理される（後では、デジタルデータである）。これは、受信機出力で、 \hat{H} 、 \hat{V} で示される。

【 0 0 2 7 】

図 2 は、本発明の実施例による受信機 32 の要素を示したブロックダイアグラムである。図 2 の典型的実施例において、アンテナ 28 で受信された信号は、直交モード変換機 (OMT) 38 により、2 つの直交偏波成分に分離される。代わりの例では、システム 20 は、2 つの分離した受信アンテナ 28 を有し、1 つのアンテナが各直交成分を受信してもよい。2 つの直交成分は、RF 受信回路 40 と 41 にそれぞれ入力する。ここでは、信号をアナログ処理し、適切なベースバンドあるいは中間周波数 (IF) へのダウンコンバートを行う。受信信号のダウンコンバートは、受信回路 40 と 41 により受信された信号と各局部発振器 (LO) 42、43 をミキシングすることで行われる。代わりの例では、受信回路 40、41 は 1 つの共通局部発振器を使用することもできる。ダウンコンバートされた信号は、アナログ デジタル変換機 (ADC) 44、45 によりデジタル化される。

【 0 0 2 8 】

デジタル化された信号は、モデムフロントエンド (FE) 47 で処理される。フロントエンド 47 の詳細な機能は、本発明の説明において本質的ではなく、実施例に応じて変更することができる。幾つかの実施例では、フロントエンド 47 は、自動利得制御 (AGC)、サンプリングレート変換、タイミング回復といった機能を実行する回路を有する。モデムフロントエンドは、 x_H と x_V で表されるデジタル入力サンプルの 2 つのストリームを生成する。これは、受信信号に相当する。

【0029】

【表 2】

10

クロス偏波干渉キャンセラー (XPIC) 46 は、補正された出力サンプルのストリームを生成するため、サンプルストリーム x_H と x_V をフィルターにかけ、合成する。スライサーのような各復号器 48、49 は、 \hat{H} 、 \hat{V} で表されるシンボル推定の各系列を生成するため、出力サンプルの各ストリームを信号処理する。続いて、これらのシンボルは、送信データの推定を復元するために復調される。

【0030】

図 3 は、本発明の実施例による通信チャネル 26 とクロス偏波干渉キャンセラー (XPIC) 46 の詳細を図示したブロックダイアグラムである。送信アンテナ 24 と受信アンテナ 28 の間の通信チャネル 26 は、水平偏波チャネルと垂直偏波チャネルを持つ様にモデル化され、各々、信号がチャネル 26 を通じて伝搬する際の信号の伝達特性を定義している。通信チャネル 26 は、偏波成分間の結合あるいはクロス偏波干渉に加えて、各偏波成分内でフェージングと付加雑音の影響を受ける (以下の記述において、便宜上、説明に不必要なシステム 20 の要素は、省略される。例えば、図 3 において、RF 受信回路 40 と 41、ADC 44 と 45、フロントエンド 47 は示されない)。

20

【0031】

チャネル 26 は、 H_1, \dots, H_4 で示される 4 つのチャネル伝達関数 60 を用いてモデル化される。ここで、 H_1 は水平偏波成分の伝達関数を表し、 H_4 は垂直偏波成分の伝達関数を表す。伝達関数 H_2 は垂直成分への水平信号のクロス結合を示し、伝達関数 H_3 は水平成分への垂直信号の結合を示す。

30

【0032】

通常、通信チャネル 26 の一部分として、熱雑音も 2 つの偏波成分に付加される。一般的に、関数 H_1, \dots, H_4 で示される通信チャネルは、時変動、周波数選択性分散チャネルを有する。関数 H_2 と H_3 は、水平と垂直チャネル間のクロス偏波干渉を定義する。受信機 32、特に XPIC 46 は、この干渉を適応的に除去する。

【0033】

【表 3】

XPD で示されるクロス偏波干渉比は、 $XPD = 10 \log [\bar{P}_{des} / \bar{P}_{int}]$ 、で定義される。ここで、 \bar{P}_{des} は各受信機チャンネルにおける希望成分の平均電力を、 \bar{P}_{int} は干渉成分の平均電力を表す。XPD は、通常、ログスケールで示される。例えば、およそ 35 dB の高 XPD 値は、通常、受信機性能にほとんど影響を与えないような低干渉レベルに相当する。10 dB より小さい XPD 値は、しばしば、受信機性能の大きな劣化の原因となる。幾つかの例では、XPD は、水平と垂直チャンネルで異なる値をとる。言い換えれば、垂直チャンネルから水平チャンネルへのクロス偏波干渉は、水平チャンネルから垂直チャンネルへの干渉と異なる（高いか低い、のどちらか）ことになる。

10

【 0 0 3 4 】

XPIC 4 6 は、2 つの偏波成分を処理するため、2 つのデジタル処理チャンネル（以下、「水平及び垂直処理チャンネル」と記す）を有する。図 3 は、シンボル H を復号する水平チャンネルのみを示す。各デジタル処理チャンネルは、2 つのパイプラインを有し、各々、フィードフォワード等化器（FFE）を有する。図 3 で示される水平処理チャンネルは、 x_H サンプルストリームを処理する主パイプラインと x_V サンプルストリームを処理する補助パイプラインを有する。垂直処理チャンネルは、同様の構成で、 x_H と x_V を用いて、シンボル V を復号する。サンプルストリーム x_H に存在するクロス偏波干渉を除去するために、XPIC 4 6 は、FFE 6 4 と 6 6 のような各フィルター（FFE1、FFE2 で示される）を用いて、サンプルストリーム x_H と x_V をフィルターにかける。幾つかの実施例では、周知のように、等化器は、複数タップ、時間領域有限インパルス応答（FIR）デジタルフィルターを用いて構成される。代わりに、フィルターは、他に適したデジタルフィルター方法を用いて構成することもできる。例えば、無限インパルス応答（IIR）や周波数領域フィルター方法である。FFE1 と FFE2 の各々は、等化器の伝達関数を定義する複数の係数を有する。

20

30

【 0 0 3 5 】

制御モジュール 6 7 は、FFE1 と FFE2 の係数を適応的に変更する。これにより、2 つの等化器の伝達関数が変更される。一般的に、モジュール 6 7 は、垂直偏波成分から水平偏波成分への干渉（チャンネル 2 6 内の関数 H_3 で示される）を補償する最適な係数値を決定する。

【 0 0 3 6 】

制御モジュール 6 7 は、FFE2 の出力に設けられた位相回転器を制御することにより、補助パイプライン出力の位相を調整する。幾つかの実施例では、位相回転器は、位相同期回路（PLL）6 8 を有し、スレーブ PLL として示される。スレーブ PLL 6 8 の出力は、ミキサ 7 1 を用いて、FFE2 の出力と混合され、補助パイプラインの位相を回転させる。位相調整された信号は、加算器 6 9 を用いて、主パイプラインの出力と合成される。

40

【 0 0 3 7 】

以下に続く説明は、主に位相シフトの適用における、位相同期回路の使用、あるいは補助パイプライン出力の位相回転を記述しているが、所望の位相回転値は、代わりに周知の適切な位相推定方法を用いて、推定することもできる。例えば、パイロット基準、あるいはパッチ基準方法である。これらの代替の実施例では、制御モジュール 6 7 は、所望位相回転を計算し、位相回転器（ミキサ 7 1 を有する）を制御し、補助パイプライン出力の回転に適用する。

【 0 0 3 8 】

【表 4】

水平チャンネル内の残留クロス偏波干渉を最小とするために、スレーブPLL 68で導き出された位相回転は、主と補助のパイプラインの出力が適切な位相オフセットをもって合成されることを確実にする。この位相オフセットは、例えば、位相雑音や通信チャンネル26の伝搬特性の変動により、変化する。受信回路40と41が異なる局部発振器42と43を使用する実施例において、スレーブPLL 68で導き出された位相回転は、2つのL0間の周波数オフセットを補償するために使用することもできる。幾つかの実施例では、合成された出力信号は、マスターPLL 70とミキサ73で示される、その他の位相回転器により位相回転される。位相回転された合成出力信号は、復号器48に送られ、送信シンボルの推定 \hat{H} が求められる。その他の実施例では、マスターPLL 70とミキサ73は、加算器69の前に置かれる。これらの実施例では、主パイプラインの出力は、マスターPLL 70により、まず位相回転された後、補助パイプライン加算器69の出力と合成される。

10

【0039】

20

等化器64, 66とPLL 68, 70を有するXPIC 46の要素は、通常は、ASIC (application-specific integrated circuit) のような集積回路内のデジタルハードウェア回路として実装される。特に、図3に乗算器として示される位相調整動作は、関連するサンプルストリーム上でのデジタル算術演算として実装される。制御モジュール67は、ハードウェアに、適切なマイクロプロセッサ上で動作するソフトウェアに、あるいはハードウェアとソフトウェア機能の合成として実装できる。

【0040】

XPIC 46内で適用できるであろうXPIC回路の動作と適応性の更なる側面は、先に述べた米国公開特許第10/881,601号に記述される。デジタル復調回路やその他処理要素は、本発明の理解に本質的ではないので、簡潔性のため、図では省略してある。受信機32で要求されるその他の要素は、システム20で用いられる特定の変調方式や通信プロトコルに応じて、技術的に明確になるであろう。

30

【0041】

先に述べたように、図3は、クロス偏差干渉を減じた水平偏差信号を復号する1つのデジタル信号処理チャンネルのみを示す。通常、XPIC 46は、図3で示される構成と構造上同様となるもう1つの垂直信号処理チャンネルを含む。ここでは、同様にサンプルストリーム x_H と x_V を受信し、垂直偏波信号を復号する。垂直信号処理チャンネル(図示されていない)の主と補助パイプラインでは、FFE4で示される等化器はFFE1と同等であり、FFE3で示される等化器はFFE2と同等である。幾つかの実施例では、単一の制御モジュール67が、4つのパイプライン全てを制御する。その他の例では、FFE1とFFE2は1つの制御モジュール67で制御され、もう1つの制御モジュールがFFE3とFFE4を制御する。

40

【0042】

周知のように、PLLは閉じた制御ループを有し、その利得とバンド幅設定により、PLLの性能が決定される。例えば、広いバンド幅は、急激な位相変動と高速な安定時間を可能とするが、時として高レベルの残留位相雑音を生じる。一方、狭いバンド幅は、より円滑であるが、動的性能は鈍くなる。

【0043】

過酷な位相雑音の場合、ループの利得とバンド幅は、しばしば、ループの安定性に直接的に影響してくる。これは、同期外れ平均時間(MTLL: mean time to loose lock)として測定される。通常、任意の位相雑音と信号対ノイズ比において、MTLLを最大化する特定

50

の最適PLLループ設定が存在する。PLL設計におけるそのような周知のトレードオフは、例えば、次に記述されている。

"Phase Locked Loops: Design, Simulation, And Applications," McGraw Hill, Fifth edition, June 2003、

【0044】

幾つかの実施例では、モジュール67は、ループバンド幅やループ利得などのスレーブPLL68の構成パラメータを設定し、受信機32の性能を改善させる。幾つかの実施例では、モジュール67は、クロス偏波干渉レベルあるいはXPDの推定値に対し、スレーブPLL68の所望PLLパラメータ値を決定する。この詳細は、以下に述べる。

【0045】

適切なスレーブPLLパラメータを決めるために、制御モジュール67は、XPIC46内の等化器FFE1,...,FFE4の既知の係数値を基に、現XPD値を推定する。以下の記述は、推定XPD値を計算するための方法を示す。あるいは、その他適切な推定方法を用いることもできる。

【0046】

XPD推定方法

図3の表記に従い、XPDは以下で記述できる。

【数1】

$$[14] \quad XPD = 10 \log \frac{R_{yy}[0]}{R_{zz}[0]},$$

ここで、 $y = H * H_1$ 、 $z = V * H_3$ である。即ち、信号 y は所望の水平偏差信号であり、シンボル H と(時間領域)チャネル伝達関数 H_1 の畳み込みにより生成される。信号 z は、水平チャンネルに結合されるシンボル V の干渉成分である。それ故に、 z は、シンボル V とチャネル伝達関数 H_3 の畳み込みにより生成される。 $R_{yy}[0]$ は、信号 y の自己相関関数を表し、オフセット0において評価され、信号 y の平均電力と同一となる。同様に、 $R_{zz}[0]$ は、干渉信号 z の平均電力と同一となる。

【0047】

チャネル伝達関数 H_1 と H_3 に関して、2つの自己相関関数 $R_{yy}[m]$ と $R_{zz}[m]$ を表記すべきである。離散時間モデルを用いると、 H_1 と H_3 は、各々、係数 $H_1[m]$ と $H_3[m]$ を持つ2つのFIRフィルターとして示される。以下のように記述できる。

【数2】

$$[22] \quad R_{yy}[m] = \sum_k H_1[-k] R_{yH}[m-k]$$

【数3】

$$[33] \quad R_{yH}[n] = \sum_l H_1[l] R_{HH}[n-l],$$

ここで、 $R_{yH}[n]$ は、信号 y と H の間の相互相関関数を示す。式[2]と[3]から、以下が得られる。

【数 4】

$$\begin{aligned}
 R_{YY}[0] &= \sum_k H_1[-k] R_{YH}[-k] = \\
 [44] \quad &\sum_k H_1[-k] \sum_l H_1[l] R_{HH}[-k-l]
 \end{aligned}$$

$m = k + 1$ とすると、

【数 5】

$$[55] \quad R_{YY}[0] = \sum_l \sum_m H_1[1-m] H_1[l] R_{HH}[-m].$$

シンボルHは非相関であると仮定すると、 $R_{HH}[m] = 0$

【数 6 a】

$$\forall m \neq 0.$$

となる。ゆえに、以下となる。

【数 6】

$$[66] \quad R_{YY}[0] = R_{HH}[0] \sum_l H_1[l]^2.$$

【0048】

これにより、 $R_{YY}[0]$ が H_1 の係数に関して表記される。同様に導出すると、 $R_{ZZ}[0]$ を H_3 の係数に関して表記できる。

【数 7】

$$[77] \quad R_{ZZ}[0] = R_{VV}[0] \sum_l H_3[l]^2$$

【0049】

式[6]と[7]を組み合わせ、1つの表記とし、 H_1 と H_3 の係数の関数として、XPDを与える。

【数 8】

$$\begin{aligned}
 \text{XPD} &= 10 \log \frac{R_{YY}(0)}{R_{ZZ}(0)} = 10 \log \frac{R_{HH}[0] \sum_1 H_1[l]^2}{R_{VV}[0] \sum_1 H_3[l]^2} \\
 [88] \quad &= 10 \log \frac{\sum_1 H_1[l]^2}{\sum_1 H_3[l]^2}
 \end{aligned}$$

ここで、最後の式において、送信信号HとVの平均電力は等しいと仮定する。

【0050】

チャネル伝達関数 $H_1[m]$ と $H_3[m]$ を等化器FFE1, ..., FFE4の係数に関して表記する。熱雑音の影響は、かなり小さいと仮定する（“zero-forcing”解とみなせる）。周波数領域の計算を用いると、以下となる。

【数 9】

$$[99] \quad \begin{pmatrix} X_H \\ X_V \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \tilde{H}_1 & \tilde{H}_3 \\ \tilde{H}_2 & \tilde{H}_4 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{H} \\ \tilde{V} \end{pmatrix}$$

【表 5】

ここで、 X_H と X_V は、XPIC46の入力におけるサンプルストリーム x_H と x_V の周波数領域表記である。 \tilde{H} と \tilde{V} は、シンボルHとVの周波数領域表記である。 $\tilde{H}_1, \dots, \tilde{H}_4$ は、チャネル伝達関数 H_1, \dots, H_4 の周波数領域表記である。同様に、以下のようになる。

【数 10】

$$\begin{aligned}
 [1010] \quad \begin{pmatrix} \tilde{H} \\ \tilde{V} \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} \tilde{H}_1 & \tilde{H}_3 \\ \tilde{H}_2 & \tilde{H}_4 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} X_H \\ X_V \end{pmatrix} \\
 &= \frac{1}{\tilde{H}_1\tilde{H}_4 - \tilde{H}_2\tilde{H}_3} \begin{pmatrix} \tilde{H}_4 & -\tilde{H}_3 \\ -\tilde{H}_2 & \tilde{H}_1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_H \\ X_V \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

【表 6】

\tilde{H} について解くと、

【数 1 1】

$$[1114] \quad \tilde{H} = \frac{\tilde{H}_4}{\tilde{H}_1\tilde{H}_4 - \tilde{H}_2\tilde{H}_3} X_H - \frac{\tilde{H}_3}{\tilde{H}_1\tilde{H}_4 - \tilde{H}_2\tilde{H}_3} X_V. \quad 10$$

【0 0 5 1】

【表 7】

FFE1 と FFE2 の周波数領域伝達関数 ($\tilde{FF\tilde{E}1}$ 、 $\tilde{FF\tilde{E}2}$ と表記) を以下とすると、

20

【数 1 2】

$$[1212] \quad \tilde{FF\tilde{E}1} = \frac{\tilde{H}_4}{\tilde{H}_1\tilde{H}_4 - \tilde{H}_2\tilde{H}_3}$$

【数 1 3】

$$[1313] \quad \tilde{FF\tilde{E}2} = \frac{-\tilde{H}_3}{\tilde{H}_1\tilde{H}_4 - \tilde{H}_2\tilde{H}_3}$$

30

【表 8】

受信機 3 2 は、クロス偏波干渉を完全除去した信号 \hat{H} を再現することがわかる。同様に、以下が得られる。

40

【数 1 4】

$$[1414] \quad \tilde{FF\tilde{E}3} = \frac{-\tilde{H}_2}{\tilde{H}_1\tilde{H}_4 - \tilde{H}_2\tilde{H}_3}$$

【数 1 5】

$$[1515] \text{ FF}\tilde{\text{E}}4 = \frac{\tilde{\text{H}}_1}{\tilde{\text{H}}_1\tilde{\text{H}}_4 - \tilde{\text{H}}_2\tilde{\text{H}}_3}.$$

【0 0 5 2】

【表 9】

10

式[12]－[15] (zero forcing 解) は、FF $\tilde{\text{E}}1$ 、FF $\tilde{\text{E}}2$ 、FF $\tilde{\text{E}}3$ 、FF $\tilde{\text{E}}4$ の関数として、 $\tilde{\text{H}}_1$ 、 $\tilde{\text{H}}_2$ 、 $\tilde{\text{H}}_3$ 、 $\tilde{\text{H}}_4$ を得るために、解くことができる。例えば、以下のように定義すると、

【数 1 6】

$$[1616] \text{ T} = \text{FF}\tilde{\text{E}}1 \cdot \text{FF}\tilde{\text{E}}4 - \text{FF}\tilde{\text{E}}2 \cdot \text{FF}\tilde{\text{E}}3$$

20

次が得られる。

【数 1 7】

$$[1717] \tilde{\text{H}}_1 = \frac{\text{FF}\tilde{\text{E}}4}{\text{T}}, \tilde{\text{H}}_3 = \frac{\text{FF}\tilde{\text{E}}2}{\text{T}}, \dots$$

【0 0 5 3】

式[8]に戻ると、よく知られたパーセバルの理論を用いることができ、以下となる。

【数 1 8】

30

$$[1818] \text{ XPD} = 10 \log \frac{\sum_1 \text{H}_1 [1]^2}{\sum_1 \text{H}_3 [1]^2} = 10 \log \frac{\sum_i |\tilde{\text{H}}_1 [\omega_i]|^2}{\sum_i |\tilde{\text{H}}_3 [\omega_i]|^2}.$$

40

【表 1 0】

ここで、 $\sum_i |\tilde{\text{H}}_1 [\omega_i]|^2$ と $\sum_i |\tilde{\text{H}}_3 [\omega_i]|^2$ を $\tilde{\text{H}}_1$ と $\tilde{\text{H}}_3$ の離散周波数領域成分上で、各々合計する。これら周波数領域成分の値は、式[12]－[15]に対する解から得られるので、これらの値は、式[18]に代入され、等化器 FFE1, ..., FFE4 の係数の関数としての XPD の推定が得られる。

50

【 0 0 5 4 】

【表 1 1】

幾つかの実施例では、推定プロセスをより簡潔にするために、簡略化された仮定が使用される。例えば、幾つかの実際的なシナリオでは、チャンネル 2 6 は対称的とみなせる。即ち、 $H_1 = H_4$ 、 $H_2 = H_3$ 。このような場合、式 [12] - [15] は、 $FF\tilde{E}1$ と $FF\tilde{E}2$ のみを使用する 2 つの式に減らすことができる。

10

【 0 0 5 5 】

他の実施例において、zero forcing 仮定は楽観的なものとなるであろう。そのような場合、式 [12] - [15] は有効ではなく、熱雑音の影響を含める必要がある。

【 0 0 5 6 】

スレーブ PLL 動作モード

幾つかの実施例において、現 XPD 値など XPIC 回路の信号特性に応じて、スレーブ PLL 6 8 のパラメータを調整することが望ましい。通常、そのようなスレーブ PLL パラメータの最適化は、復号器 4 8 における平均二乗誤差 (MSE) 及び / 又はビットエラー率 (BER) を改善する。XPD に基づく PLL パラメータの最適化は、PLL の同期外れ平均時間 (MTLL) も増加させることになる。

20

【 0 0 5 7 】

一般的には、受信機 3 2 は、2 つのタイプの雑音の存在下で動作する：熱白色雑音と位相雑音である。熱雑音が優勢の場合、通常、比較的長い時間間隔上で平均をとることが望ましい。このような平均化は、狭いループバンド幅を持つことに相当する。一方、位相雑音が優勢の場合、大抵は、位相誤差を検査し、追跡することが望ましい。このような追従は、広いループバンド幅を持つことに相当する。このため、一般的には、2 つのタイプの雑音間でトレードオフが存在する。あるレベルの位相雑音と熱雑音において、MTLL を最大化し、及び / 又は BER と MSE を最小化する最適な PLL バンド幅が存在する。ループ利得に関しても同様のトレードオフが存在する。

【 0 0 5 8 】

幾つかの実施例において、制御モジュール 6 7 は、推定された XPD に応じ、構成パラメータの幾つかの既定セット (制御セットとも呼ばれる) の 1 つを PLL 6 8 に書き込む。図 4 A と 4 B の例では、3 つのパラメータセット、PLL_L、PLL_M、PLL_H で示される、が定義されている。PLL_L パラメータセットが書き込まれたとき、スレーブ PLL 6 8 は、比較的低いループ利得で動作する。PLL_H セットは、比較的高いループ利得を有し、PLL_M セットは中間的な値となる。幾つかの実施例では、制御モジュール 6 7 は、先に述べた推定方法を用いて、 $FFE1, \dots, FFE4$ 等化器係数に基づく XPD の現在値を推定する。推定された XPD 値は、どのパラメータセットをスレーブ PLL に書き込むべきかを決定するために使用される。

30

【 0 0 5 9 】

図 4 A は、本発明の実施例による、スレーブ PLL 6 8 の動作モードを設定するために、 $f(XPD)$ で示される典型的なメトリック関数を図示したダイアグラムである。図 4 A の例では、図の水平軸で示され、 $f(XPD)$ により表される値の範囲は、3 つの領域に分割されている。ここでは、各領域は 3 つの既定パラメータセットの 1 つに相当する。制御モジュール 6 7 は、 $f(XPD)$ と、 TH_L と TH_H で示される 2 つのしきい値を比較し、スレーブ PLL 6 8 に書き込むべき適切なパラメータセットを決定する。幾つかの実施例では、各しきい値近傍で、 $f(XPD)$ で示されるヒステリシス間隔が用いられる。これは、 $f(XPD)$ の値がしきい値の 1 つに近いとき、余分なパラメータ切り替えを避けるためである。

40

【 0 0 6 0 】

典型的な実施例において、 $XPD = 0$ dB に対し、スレーブ PLL 6 8 の利得がマスター PLL 7 0 の利得と等しくなるよう、しきい値とパラメータセットが設定される。この点から、ス

50

スレーブPLL 68の利得は、XPD値が6 dBは変化する度に、2倍となるべきである。例えば、XPD = 12 dBのとき、スレーブPLL 68の利得がマスターPLL 70の利得より4倍高くなるよう、TH_Hが設定される。代わりに、しきい値とパラメータ値のその他の適切な設定を使うこともできる。

【0061】

図4Bは、本発明の実施例によるスレーブPLL 68の動作モード間の遷移を図示した状態ダイアグラムである。図4Bの状態ダイアグラムにおいて、スレーブPLL 68の動作は、3つの状態、80、82、84、に関して、記述されている。3つの状態は、各々、パラメータセットPLL_L、PLL_M、PLL_Hに対応する。状態遷移は、各矢印に付随する遷移の対応条件とともに、矢印で表される。

10

【0062】

例えば、スレーブPLLがPLL_L状態80にあるとき（即ち、PLL_Lパラメータセットが書き込まれている）、制御モジュール67は、周期的に $f(XPD)$ を調査する。もし、 $f(XPD) > TH_H$ なら、モジュール67は、PLL_HパラメータセットをスレーブPLL 68に書き込む。それにより、PLL_H状態84に移動する。一方、 $TH_L + \Delta < f(XPD) < TH_H$ なら、モジュール67は、PLL_MパラメータセットをスレーブPLL 68に書き込む。それにより、PLL_M状態82に移動する。それではなければ、PLLはPLL_L状態80に残る。

【0063】

状態ダイアグラムは、ヒステリシス間隔の使用も示している。例えば、 $f(XPD)$ の値が TH_L に近い状況を想定する。PLL_L状態80からPLL_M状態82に移動するためには、 $f(XPD)$ は $TH_L + \Delta$ より大きい必要がある。反対の方向、PLL_MからPLL_L、に移行するためには、 $f(XPD)$ は TH_L より小さくしなければならない。

20

【0064】

送信機22と受信機32の間の全ての捕捉プロセスが終了した後、図4Bは、受信機32が定常状態動作にあるときの状態と状態遷移を示す。幾つかの実施例では、受信機が送信機信号を初期捕捉した後、制御モジュール67は現XPD値を調査する。この推定に基づき、モジュール67は、状態PLL_L、PLL_M、あるいはPLL_Hから定常状態動作を始めるかどうかを決定する。

【0065】

図4Aと4Bの典型的な例では、3つのセットの構成パラメータと2つのしきい値を示した。代替りとして、任意数のスレーブPLL状態、パラメータ、及び/又はパラメータセットを定義することもできる。推定XPD値を基に所望スレーブPLL構成パラメータを決定するために、その他の適切な制御方法を使用することもできる。更なる代替りとして、あらかじめ決められたパラメータセットを用いることなく、モジュール67は、推定XPD値を基に構成パラメータの値を適応的に計算することもできる。

30

【0066】

スレーブPLL同期の保持

図5は、本発明の実施例によるスレーブPLL 68を制御するための方法を図示したフローチャートである。上で示したように、スレーブPLL 68で導出された位相回転は、位相雑音、チャンネル26の伝搬特性、受信回路40と41の局部発振器間の周波数オフセットに依存する。通常動作時、クロス偏波干渉レベルが低い場合（即ち、XPDが高い）、復号器48の性能に対するクロス偏波補正信号（即ち、FFE2の出力）の影響は、多くの場合、識別できない。この場合、スレーブPLL 68は固定されないであろうが、受信機32の性能に影響しない。

40

【0067】

XPDが劣化した場合、復号器48の性能における補正信号（FFE2の出力）の影響は、急激に重要となる。この劣化は、しばしば、非常に急激に生じる。もしスレーブPLL 68が同期外れとなった場合、FFE2の出力は、誤った位相で、FFE1の出力と合成される。受信機は、PLL 68の周波数と位相が補正されるまで、劣化した条件下で動作を続行することになる。この状態からの回復は、広範な時間区間で、大きなBER低下を引き起こし、受信機

50

での追従が外れることもある。図5の方法により、XPDが低下した際、スレーブPLL 68は、正確な位相と周波数設定で同期し、クロス偏波干渉を除去するための準備ができるようになる。

【0068】

全ての捕捉プロセスが終了した後、この方法は、定常状態動作にある復号器48で始まる。制御モジュール67は、XPDFLAGで示されるフラグを定義し、初期化ステップ90において、0にセットする。XPDFLAG = 0は、現在、スレーブPLL周波数更新を実行することが望ましいことを示す。XPDFLAGの使用は、以下で説明する。

【0069】

モジュール67は、XPD推定ステップ92において、XPDの値を推定する。幾つかの実施例では、制御モジュール67は、先に述べた推定方法を用いて、FFE1, ..., FFE4等化器係数に基づくXPDを推定する。代わりに、XPDを推定するためのその他の適切な方法を使うこともできる。モジュール67は、しきい値照合ステップ94において、推定XPD値と既定のXPDしきい値を比較する。通常、しきい値は中間的な値となるように選定され、ここでは、復号器48の性能に対するクロス偏波干渉の影響が識別でき、かつ重大でない。例えば、128QAM変調を用いる場合、この目的に対しては、~25 dB程度のXPDしきい値は適当な値と考えられる。

【0070】

推定XPD値がしきい値より大きい場合、ステップ90に戻り、XPDの監視を続ける。一方、もし推定XPD値がしきい値以下に低下した場合、モジュール67は、更新確認ステップ96において、PLL周波数更新の実行が望ましいかどうかを確認する。もし、更新が望ましくない場合(XPDFLAG = 1)、ステップ92に戻り、XPDの監視を続ける。他方、その下のステップ98 - 106において、制御モジュール67は、スレーブPLL 68の周波数設定の既定範囲にわたり、最良に動作する周波数設定に対する探索を行う。

【0071】

制御モジュール67は、探索初期化ステップ98において、通常、探索範囲の中心となる周波数に、スレーブPLL周波数を初期化する。モジュール67は、完了確認ステップ100において、全範囲が探索されたかどうかを確認する。探索が未だ完了していない場合、モジュール67は、周波数設定ステップ102において、範囲内の次周波数設定をスレーブPLLに書き込む。

【0072】

幾つかの実施例において、探索範囲は、前進/後進の方法で調査される。これらの実施例において、探索は探索範囲の中心で始まる。制御モジュールは、中心周波数の両サイドの探索範囲の中央から徐々に離れていく周波数設定を書き込む。代わりに、周波数設定ステップ102に適用するための、その他適切な探索方法を使うことができる。

【0073】

幾つかの実施例では、モジュール67は、各周波数設定の後、規定の時間間隔待つことにより、あるいはPLLが同期されたことを確認することにより、新たにプログラムされたスレーブPLLを安定させる。

【0074】

PLL周波数が次周波数設定において安定すると、モジュール67は、MSE測定ステップ104において、現PLL周波数設定に対応するMSE値を確認する。MSEは、復号器48において測定され、モジュール67に送られる。モジュール67は、最適MSE更新ステップ106において、現MSE値が、現在の探索区間でこれまで測定された最適(最も低い)MSE値かどうかを確認する。もし、現MSE値がこれまでの最適値であるなら、モジュール67は、対応するPLL周波数設定と共に、一時的にこの値を記録する。既定探索範囲上での探索を続行するために、完了確認ステップ100に戻る。

【0075】

全探索範囲が調査されると、最適周波数設定ステップ108において、制御モジュール67は、最良MSEを与えた周波数をスレーブPLL 68に書き込む。そして、モジュール67

は、フラグ設定ステップ 110 において、XPDFLAG = 1 をセットする。XPD の監視を続けるため、XPD 推定ステップ 92 に戻る。

【0076】

XPDFLAG メカニズムの主な目的は、不必要な PLL 周波数の更新を回避することである。例えば、もし更新が実行されており、XPD が XPD しきい値より小さいなら、更新の実行は不必要である。このような条件の下、FFE2 が有効な補正信号を出力できるほど、クロス偏波干渉が十分強いと仮定すると、スレーブ PLL 68 は正確な周波数に同期されたことを暗示する。この場合、推定 XPD がしきい値を交差するまで、ステップ 92 - 96 内でループする。

【0077】

上で述べた実施例は、直交偏波として送信された信号の受信と干渉抑制に関するものであるが、本発明の原理は、より一般的には、その他のタイプのマルチチャネルワイヤレス受信機で受信される信号の干渉抑制にも適用できるであろう。例えば、干渉制限 (interference-limited) 環境において、システムは、希望信号を受けるために、1 アンテナを用いるとする。ここには、干渉信号が入ってくる。第 2 のアンテナは、干渉信号の受信のために使用することができる。2 つの信号をデジタル信号処理チャンネルに供給することにより、復号器において、干渉信号を減少させることとなるであろう。さらに、ここで述べている受信機設計は、送信機が直交偏波をもって信号を送信していなくとも、偏波ダイバーシチ方法を用いることで、通信システムの信号対ノイズ比を改善させることにも有効である。

【0078】

上で述べた実施例が一例として引用されること、また、本発明が上で示し述べたものに限定されないことを強く希望する。さらに、本発明の範囲には、上で述べた様々な特徴の組み合わせ、あるいは部分的組み合わせも含み、同様に、上述を読んだ当業者が思い付き、かつ先行技術で開示されていない差異や変更をも含む。

【図面の簡単な説明】

【0079】

【図 1】本発明の実施例による直交偏波チャンネル上でのワイヤレスデータ送信のためのシステムの概略図である。

【図 2】本発明の実施例による図 1 のシステムで用いられる受信機の概要を図示したブロックダイアグラムである。

【図 3】本発明の実施例による通信チャンネルとクロス偏波干渉キャンセラー (XPIC) の詳細を図示したブロックダイアグラムである。

【図 4 A】本発明の実施例による位相同期回路 (PLL) の動作モードを設定するためのメトリック関数を図示した図である。

【図 4 B】本発明の実施例による PLL 回路の動作モード間の遷移を図示した状態図である。

【図 5】本発明の実施例による PLL 回路を制御するための方法を図示したフローチャートである。

10

20

30

【 図 1 】

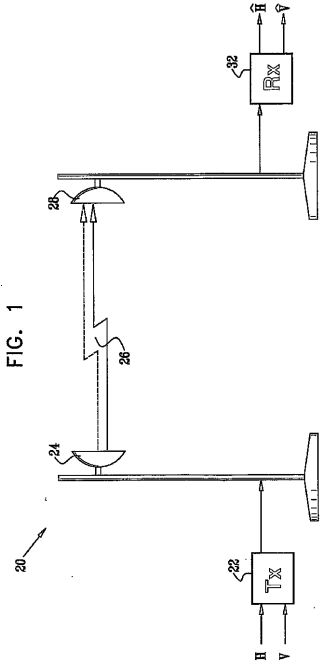


FIG. 1

【 図 2 】

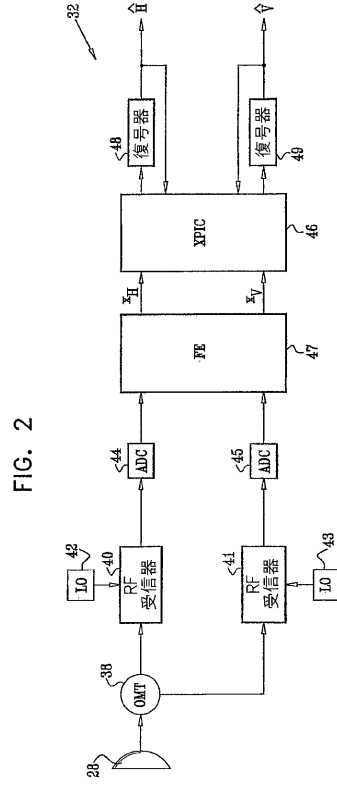


FIG. 2

【 図 3 】

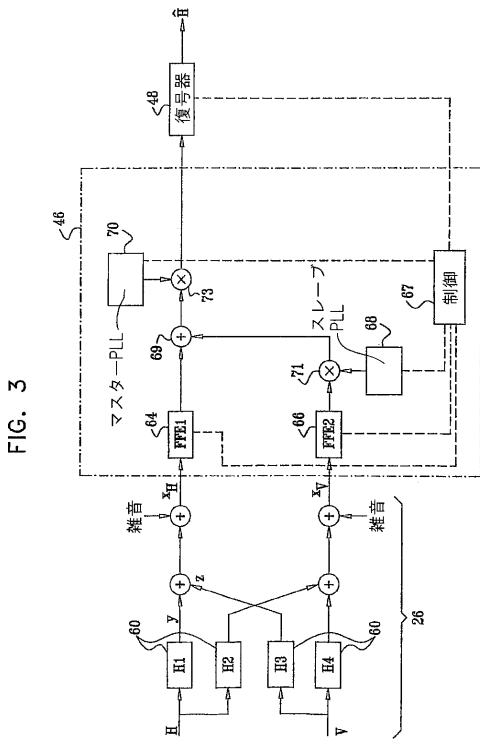


FIG. 3

【 図 4 A 】

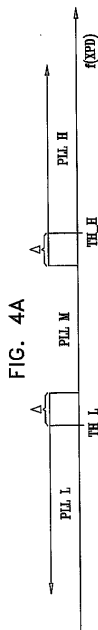
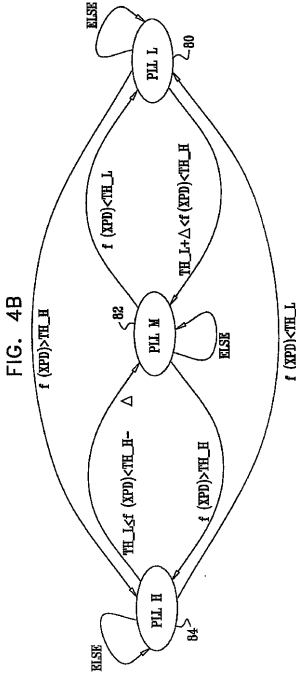
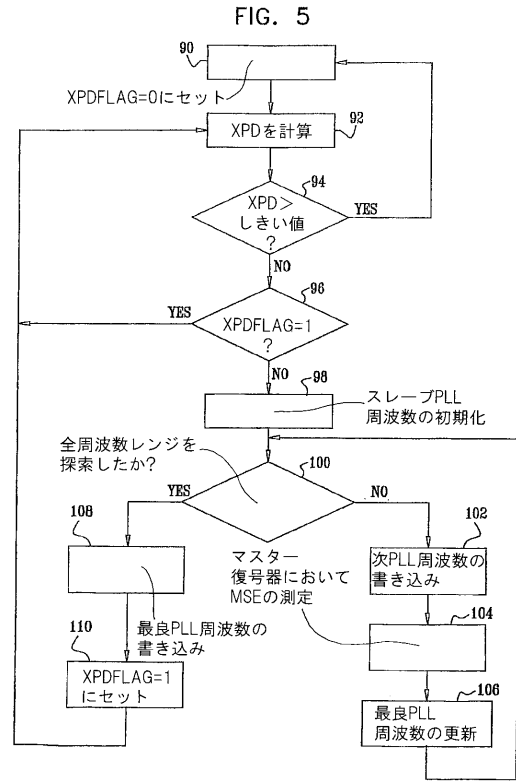


FIG. 4A

【 図 4 B 】



【 図 5 】



フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, 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, LV, LY, MA, MD, 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, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW

(72)発明者 タージェマン, アビ

イスラエル国, モディ イン 71700, シュムエル ハナビ ストリート 22/5

(72)発明者 アハロニー, アヒカム

イスラエル国, テル モンド 40600, ハヤスミン ストリート 53

(72)発明者 フリードマン, ジョナサン

イスラエル国, テル アビブ 69395, ラビナ ストリート 3

Fターム(参考) 5K022 DD03 DD19 DD32