

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4721530号
(P4721530)

(45) 発行日 平成23年7月13日(2011.7.13)

(24) 登録日 平成23年4月15日(2011.4.15)

(51) Int.Cl. F I
HO4J 11/00 (2006.01) HO4J 11/00 Z

請求項の数 17 (全 14 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2001-40281 (P2001-40281) (22) 出願日 平成13年2月16日(2001.2.16) (65) 公開番号 特開2001-274765 (P2001-274765A) (43) 公開日 平成13年10月5日(2001.10.5) 審査請求日 平成20年2月18日(2008.2.18) (31) 優先権主張番号 09/505162 (32) 優先日 平成12年2月16日(2000.2.16) (33) 優先権主張国 米国 (US)</p>	<p>(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 イッシー レ ムーリノー, ル ジャンヌ ダルク, 1-5 1-5, rue Jeanne d' A rc, 92130 ISSY LES MOULINEAUX, France (74) 代理人 100077481 弁理士 谷 義一 (74) 代理人 100088915 弁理士 阿部 和夫</p>
--	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重化システムにおける局部発振器の周波数を補正する方法およびOFDM受信器

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

時間領域において直交周波数分割多重化(OFDM)受信機内で搬送波周波数オフセットを補正する方法であって、

基準シンボルを有するOFDM信号を受信するステップと、

前記OFDM信号と前記基準シンボルの格納されたコピーを相関させるステップと、

相関ピークのインデックスを出力するステップと、

前記相関ピークの前記インデックスから所定の距離において、OFDM信号をサンプリングして、基準サンプルを生成するステップと、

前記基準サンプルおよびローカルに生成された搬送波周波数の間の位相差を計算するステップと、

前記計算された位相差に応答して、搬送波周波数オフセットエラー信号を生成するステップと、

前記搬送波周波数エラー信号を使用して、前記ローカルに生成された搬送波周波数を調整して前記搬送波周波数オフセットエラーを補正するステップと、

前記ローカルに生成された搬送波周波数を使用して、前記受信されたOFDM信号を通過域からベースバンドへデロテートするステップと

を備えることを特徴とする方法。

【請求項2】

前記相関させるステップは、

10

20

前記格納された基準シンボルと前記OFDM信号との相関を表す相関サンプルのシーケンスを出力するステップと、

前記シーケンス内の各相関サンプルのパワーを決定するステップと、

前記シーケンスにおいて最大のパワー値を有する相関サンプルの位置を突き止めること
によって、前記相関ピークの前記インデックスを決定するステップと
を含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】

前記各相関サンプルのパワーを決定するステップは、各相関サンプルの二乗されたマグニチュードを計算するステップを含むことを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項4】

前記各相関サンプルのパワーを決定するステップは、各相関サンプルのマグニチュードを得るステップを含むことを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項5】

前記搬送波周波数オフセットエラーを生成するステップは、計算された位相差をループフィルタに通過させるステップを含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項6】

トレーニングシンボルを有するOFDM信号を受信するための直交周波数分割多重化(OFDM)受信機であって、

受信されたOFDM信号を複数のトレーニングシンボルサンプルを含む複数のデジタルサンプルに変換するアナログデジタル変換器(ADC)と、

デジタル信号を生成する発振器と、

前記発振器に結合され、前記デジタルOFDMサンプルを前記デジタル信号と混合し、前記デジタルOFDMサンプルを通過帯域からベースバンドにダウンコンバートするデモデータと、

前記ADCに結合され、前記ADCから出力された前記デジタルサンプルを前記トレーニングシンボルの格納されたコピーに相関させて、複数の相関サンプルを生成する相関器と、

前記相関器に結合され、前記複数の相関サンプルにおける相関ピークの検出にตอบสนองして相関ピークのインデックスを出力する相関ピーク検出器と、

前記ADCおよび前記相関ピーク検出器に結合され、前記相関ピーク検出器から前記相関ピークの前記インデックスを受信したことにตอบสนองして、所定の時間の間、前記ADCから出力される前記デジタルサンプルを選択的に遅延させるサンプルセクタと、

前記サンプルセクタおよび前記発振器に結合され、前記遅延されたデジタルサンプルから前記所定のトレーニングシンボルサンプルを取得し、前記所定のトレーニングシンボルサンプルと前記発振器の前記デジタル信号との間の位相差を計算し、前記発振器の前記周波数を調整するための制御信号を生成して前記計算された位相差を減少させる位相検出ユニットと

を備えたことを特徴とするOFDM受信機。

【請求項7】

前記所定の時間は、前記サンプルセクタによって選択的に設定され、前記位相検出ユニットが前記所定のトレーニングシンボルサンプルを取得することを特徴とする請求項6に記載のOFDM受信機。

【請求項8】

前記相関ピーク検出器は、各相関サンプルに関して相関パワーを計算し、前記複数の相関サンプルの中で最大のパワー値を検出することによって前記相関ピークを検出することを特徴とする請求項6に記載のOFDM受信機。

【請求項9】

前記相関パワーは、各相関の二乗されたマグニチュードであることを特徴とする請求項8に記載のOFDM受信機。

【請求項10】

10

20

30

40

50

前記相関パワーは、各相関のマグニチュードであることを特徴とする請求項 8 に記載の OFDM 受信機。

【請求項 11】

前記発振器が前記 OFDM 信号の搬送波周波数と同期化されている時に、前記所定のトレーニングシンボルサンプルは前記発振器によって生成されたデジタル信号と同相であることを特徴とする請求項 6 に記載の OFDM 受信機。

【請求項 12】

直交周波数分割多重化 (OFDM) 受信機の局部発振器搬送波周波数を、OFDM 送信機によって生成された搬送波周波数と同期化する装置において、

搬送波周波数で送信された OFDM 信号を受信する手段と、

前記 OFDM 信号から、基準ポイントを抽出する手段と、

前記基準ポイントから所定の距離において、前記 OFDM 信号をサンプリングする手段と、

前記サンプルと前記局部発振器搬送波周波数との間の位相差を計算する手段と、

前記計算された位相差に応答して、搬送波周波数オフセットエラー信号を生成する手段と、

前記搬送波周波数エラー信号を使用して、前記局部発振器搬送波周波数を調整して前記搬送波周波数オフセットエラーを補正する手段と、

前記局部発振器搬送波周波数を使用して、前記受信された OFDM 信号を通過域からベースバンドヘドロテートする手段と

を備えたことを特徴とする装置。

【請求項 13】

前記装置は、無線 LAN 内で動作する受信機に組み込まれていることを特徴とする請求項 12 に記載の装置。

【請求項 14】

前記抽出する手段は、

前記 OFDM 信号を基準シンボルの格納されたコピーと相関させ、複数の相関サンプルを生成する手段と、

前記複数の相関サンプル内で相関ピークの位置を検出する手段と、

前記相関ピークの前記位置を基準ポイントとして設定する手段と

を含むことを特徴とする請求項 12 に記載の装置。

【請求項 15】

前記検出する手段は、

前記複数の相関サンプル内で各相関サンプルの前記パワーを決定する手段と、

前記シーケンスの中で最大のパワー値を有する相関サンプルの位置を突き止めることによって前記相関ピークの位置を決定する手段と

を含むことを特徴とする請求項 14 に記載の装置。

【請求項 16】

各相関サンプルのパワーを決定する前記手段は、各相関サンプルの二乗されたマグニチュードを計算する手段と、各相関サンプルのマグニチュードを求める手段との少なくとも一つを含むことを特徴とする請求項 15 に記載の装置。

【請求項 17】

前記所定の距離は、前記 OFDM 信号内の少なくとも一つの基準シンボルがサンプルされ、前記発振器が前記搬送波周波数と同期化されている時に、前記基準シンボルサンプルが前記発振器周波数と同相であるように、設定されることを特徴とする請求項 12 に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、直交周波数分割多重化 (OFDM : Orthogonal Frequency Division Multiple

10

20

30

40

50

xing) システムにおける局部発振器の周波数を補正する方法および OFDM 受信器に関するものである。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

直交周波数分割多重化 (OFDM) は、チャンネル上でデータを効率的に送信するための強固な技法である。この技法は、チャンネル帯域幅内で複数の副搬送波周波数 (副搬送波) を使用してデータを送信する。これらの副搬送波は、副搬送波周波数スペクトルを分離し隔離することによって搬送波間干渉 (ICI: Inter-Carrier Interference) を避けるために、チャンネル帯域幅の大きな部分を浪費する周波数分割多重化 (FDM: Frequency Division Multiplexing) などの従来の送信手法に比べて、帯域幅効率を最適化するように構成されている。対照的に、OFDM 副搬送波の周波数スペクトルは OFDM チャンネル帯域幅内で大幅に重なり合っているが、OFDM はそれにもかかわらず、各副搬送波上に変調されている情報の分離と再生を可能にする。

【 0 0 0 3 】

OFDM 信号によるチャンネルを介したデータの送信は、従来の送信技法に比べていくつかの利点を提供する。1 つの利点は、マルチパス遅延スプレッド (multipath delay spread) への許容度 (tolerance) である。この許容度は、チャンネルインパルス応答の典型的な時間の長さと比較した場合、比較的長いシンボル間隔 (symbol interval) T_s があるためである。これらの長いシンボル間隔はシンボル間干渉 (ISI) を防ぐ。別の利点は周波数選択性フェージングへの許容度である。OFDM 信号内に冗長性を含むことにより、フェージング副搬送波へ符号化されたデータは、他の副搬送波から再生されたデータから再構成することができる。さらに別の利点は効率的なスペクトル使用である。OFDM 副搬送波は、互いの間に使用されない周波数間隔を残す必要なく、非常に近接した場所に置くことができるので、OFDM は効率的にチャンネルを埋めることができる。さらなる利点は、副チャンネル等化 (sub-channel equalization) が単純化されることである。OFDM は (単一搬送波送信システムと同じように) チャンネル等化を時間領域から周波数領域へシフトし、周波数領域では一列の簡単なワンタップイコライザ (one-tap equalizer) が、各副チャンネルの位相および振幅の歪みに関して個別に調節できる。さらに別の利点は、優れた干渉特性である。OFDM スペクトルを補正して干渉信号のパワーの分布を補償することも可能である。また、チャンネル帯域幅エッジ (channel bandwidth edges) 近くで OFDM 副搬送波の使用を避けることによって、帯域外の干渉を削減することも可能である。

【 0 0 0 4 】

【発明が解決しようとする課題】

OFDM はこれらの利点を示すが、OFDM の従来の実施態様はいくつかの問題と実際上の制限も示している。1 つの問題は、OFDM 同期化の主な態様である搬送波周波数オフセットを決定し補正する問題である。理想的には受信搬送波周波数 f_{c_r} は、送信搬送波周波数 f_{c_t} と正確に一致すべきである。しかしこの条件が満たされないと、ミスマッチによって、受信された OFDM 信号内の搬送波周波数オフセット、デルタ f_c がゼロでなくなる。OFDM 信号は、OFDM 副搬送波間の直交性のロスを引き起こすこのような搬送波周波数オフセットに非常に弱く、搬送波間干渉 (ICI) および受信機における再生されたデータのビットエラーレート (BER) の深刻な増加を引き起こす。

【 0 0 0 5 】

よって、本発明の目的は、この問題の修正策を提供することにある。

【 0 0 0 6 】

【課題を解決するための手段】

OFDM 受信機はトレーニングシーケンスの所定のサンプルまたは基準シンボルと局部発振器の間の位相差を計算し、局部発振器の周波数を調整して計算された位相差を減少させることによって、搬送波周波数オフセットを補正する。

【 0 0 0 7 】

上記目的を達成するために、請求項 1 に係る発明は、時間領域において直交周波数分割

10

20

30

40

50

多重化（OFDM）受信機内で搬送波周波数オフセットを補正する方法であって、
 基準シンボルを有するOFDM信号を受信するステップと、
 前記OFDM信号と前記基準シンボルの格納されたコピーを相関させるステップと、
 相関ピークのインデックスを出力するステップと、
 前記相関ピークの前記インデックスから所定の距離において、OFDM信号をサンプリングして、基準サンプルを生成するステップと、
 前記基準サンプルおよびローカルに生成された搬送波周波数の間の位相差を計算するステップと、
 前記計算された位相差に応答して、搬送波周波数オフセットエラー信号を生成するステップと、
 前記搬送波周波数エラー信号を使用して、前記ローカルに生成された搬送波周波数を調整して前記搬送波周波数オフセットエラーを補正するステップと、
 前記ローカルに生成された搬送波周波数を使用して、前記受信されたOFDM信号を通過域からベースバンドへデロテートするステップと
 を備えることを特徴とする方法である。
 請求項2に係る発明は、前記相関させるステップが、
 前記格納された基準シンボルと前記OFDM信号との相関を表す相関サンプルのシーケンスを出力するステップと、
 前記シーケンス内の各相関サンプルのパワーを決定するステップと、
 前記シーケンスにおいて最大のパワー値を有する相関サンプルの位置を突き止めること
 によって、前記相関ピークの前記インデックスを決定するステップと
 を含むことを特徴とする請求項1に記載の方法である。
 請求項3に係る発明は、前記各相関サンプルのパワーを決定するステップは、各相関サンプルの二乗されたマグニチュードを計算するステップを含むことを特徴とする請求項2に記載の方法である。
 請求項4に係る発明は、前記各相関サンプルのパワーを決定するステップは、各相関サンプルのマグニチュードを得るステップを含むことを特徴とする請求項2に記載の方法である。
 請求項5に係る発明は、前記搬送波周波数オフセットエラーを生成するステップは、計算された位相差をループフィルタに通過させるステップを含むことを特徴とする請求項1
 に記載の方法である。
 請求項6に係る発明は、トレーニングシンボルを有するOFDM信号を受信するための直交周波数分割多重化（OFDM）受信機であって、
 受信されたOFDM信号を複数のトレーニングシンボルサンプルを含む複数のデジタルサンプルに変換するアナログデジタル変換器（ADC）と、
 デジタル信号を生成する発振器と、
 前記発振器に結合され、前記デジタルOFDMサンプルを前記デジタル信号と混合し、
 前記デジタルOFDMサンプルを通過帯域からベースバンドにダウンコンバートするデロテータと、
 前記ADCに結合され、前記ADCから出力された前記デジタルサンプルを前記トレーニングシンボルの格納されたコピーに相関させて、複数の相関サンプルを生成する相関器と、
 前記相関器に結合され、前記複数の相関サンプルにおける相関ピークの検出に応答して相関ピークのインデックスを出力する相関ピーク検出器と、
 前記ADCおよび前記相関ピーク検出器に結合され、前記相関ピーク検出器から前記相関ピークの前記インデックスを受信したことに応答して、所定の時間の間、前記ADCから出力される前記デジタルサンプルを選択的に遅延させるサンプルセクタと、
 前記サンプルセクタおよび前記発振器に結合され、前記遅延されたデジタルサンプルから前記所定のトレーニングシンボルサンプルを取得し、前記所定のトレーニングシンボルサンプルと前記発振器の前記デジタル信号との間の位相差を計算し、前記発振器の前記

10

20

30

40

50

周波数を調整するための制御信号を生成して前記計算された位相差を減少させる位相検出ユニットと

を備えたことを特徴とするOFDM受信機である。

請求項7に係る発明は、前記所定の時間は、前記サンプルセレクタによって選択的に設定され、前記位相検出ユニットが前記所定のトレーニングシンボルサンプルを取得することを特徴とする請求項6に記載のOFDM受信機である。

請求項8に係る発明は、前記相関ピーク検出器は、各相関サンプルに関して相関パワーを計算し、前記複数の相関サンプルの中で最大のパワー値を検出することによって前記相関ピークを検出することを特徴とする請求項6に記載のOFDM受信機である。

請求項9に係る発明は、前記相関パワーは、各相関の二乗されたマグニチュードであることを特徴とする請求項8に記載のOFDM受信機である。

請求項10に係る発明は、前記相関パワーは、各相関のマグニチュードであることを特徴とする請求項8に記載のOFDM受信機である。

請求項11に係る発明は、前記発振器が前記OFDM信号の搬送波周波数と同期化されている時に、前記所定のトレーニングシンボルサンプルは前記発振器によって生成されたデジタル信号と同相であることを特徴とする請求項6に記載のOFDM受信機である。

請求項12に係る発明は、直交周波数分割多重化(OFDM)受信機の局部発振器搬送波周波数を、OFDM送信機によって生成された搬送波周波数と同期化する装置において

搬送波周波数で送信されたOFDM信号を受信する手段と、

前記OFDM信号から、基準ポイントを抽出する手段と、

前記基準ポイントから所定の距離において、前記OFDM信号をサンプリングする手段と、

前記サンプルと前記局部発振器搬送波周波数との間の位相差を計算する手段と、

前記計算された位相差に応答して、搬送波周波数オフセットエラー信号を生成する手段と、

前記搬送波周波数エラー信号を使用して、前記局部発振器搬送波周波数を調整して前記搬送波周波数オフセットエラーを補正する手段と、

前記局部発振器搬送波周波数を使用して、前記受信されたOFDM信号を通過域からベースバンドへデロテートする手段と

を備えたことを特徴とする装置である。

請求項13に係る発明は、前記装置が、無線LAN内で動作する受信機に組み込まれていることを特徴とする請求項12に記載の装置である。

請求項14に係る発明は、前記抽出する手段が、

前記OFDM信号を基準シンボルの格納されたコピーと相関させ、複数の相関サンプルを生成する手段と、

前記複数の相関サンプル内で相関ピークの位置を検出する手段と、

前記相関ピークの前記位置を基準ポイントとして設定する手段と

を含むことを特徴とする請求項12に記載の装置である。

請求項15に係る発明は、前記検出する手段は、

前記複数の相関サンプル内で各相関サンプルの前記パワーを決定する手段と、

前記シーケンスの中で最大のパワー値を有する相関サンプルの位置を突き止めることによって前記相関ピークの位置を決定する手段と

を含むことを特徴とする請求項14に記載の装置である。

請求項16に係る発明は、各相関サンプルのパワーを決定する前記手段が、各相関サンプルの二乗されたマグニチュードを計算する手段と、各相関サンプルのマグニチュードを求める手段との少なくとも1つを含むことを特徴とする請求項15に記載の装置である。

請求項17に係る発明は、前記所定の距離が、前記OFDM信号内の少なくとも1つの基準シンボルがサンプルされ、前記発振器が前記搬送波周波数と同期化されている時に、前記基準シンボルサンプルが前記発振器周波数と同相であるように、設定されることを特

10

20

30

40

50

徴とする請求項 1 2 に記載の装置である。

【 0 0 2 7 】

【発明の実施の形態】

本発明の特性と利点は、一実施の形態として与えられる次の説明からさらに明らかになるであろう。

【 0 0 2 8 】

図 1 を参照すると、典型的な OFDM 受信機 1 0 の第 1 の要素は RF 受信機 1 2 である。RF 受信機 1 2 には多くの変形例が存在し、当技術分野ではよく知られているが、典型的には RF 受信機 1 2 はアンテナ 1 4、低雑音増幅器 (LNA: low noise amplifier) 1 6、RF 帯域フィルタ 1 8、自動ゲイン制御 (AGC) 回路 2 0、RF ミキサ 2 2、RF 搬送波周波数局部発振器 2 4、および IF 帯域フィルタ 2 6 を含む。

10

【 0 0 2 9 】

RF 受信機 1 2 はアンテナ 1 4 を介して、RF OFDM 変調済み搬送波がチャネルを通過した後に RF OFDM 変調済み搬送波で結合する。次いで、これを RF 局部発振器 2 4 によって生成された周波数 f_{c_r} の受信機搬送波と混合することによって、RF 受信機 1 2 は RF OFDM 変調済み搬送波をダウンコンバートし、受信された IF OFDM 信号を得る。受信機搬送波と送信機搬送波の間の周波数の差は、搬送波周波数オフセット、デルタ f_c となる。

【 0 0 3 0 】

この受信された IF OFDM 信号はミキサ 2 8 およびミキサ 3 0 に結合され、それぞれ同相 IF 信号および 90° 位相 (直角位相) IF 信号と混合され、それぞれ同相 OFDM 信号および直角位相 OFDM 信号を生成する。ミキサ 2 8 に供給される同相 IF 信号は、IF 局部発振器 3 2 によって生成される。ミキサ 3 0 に供給される 90° 位相 IF 信号は、同相 IF 信号をミキサ 3 0 に提供する前に 90° 移相器 (phase shifter) 3 4 を介して通過させることによって、IF 局部発振器 3 2 の同相 IF 信号から導出される。

20

【 0 0 3 1 】

同相 OFDM 信号および直角位相 OFDM 信号は次いで、それぞれアナログデジタル変換器 (ADC) 3 6 および 3 8 を通過し、ここでこれらの信号はクロック回路 4 0 によって決定されたサンプリングレート $f_{c_k_r}$ でデジタル化される。ADC 3 6 および 3 8 はそれぞれ、同相 (in-phase) 離散時間 (discrete-time) OFDM 信号および直交 (quadrature) 位相離散時間 OFDM 信号を形成するデジタルサンプルを生成する。受信機のサンプリングレートと送信機のサンプリングレートの間の差は、サンプリングレートオフセット、デルタ $f_{c_k} = f_{c_k_r} - f_{c_k_t}$ である。

30

【 0 0 3 2 】

ADC 3 6 および 3 8 からの濾波されていない同相離散時間 OFDM 信号および直交位相離散時間 OFDM 信号は次いでそれぞれ、デジタル低域フィルタ 4 2 および 4 4 を通過する。低域デジタルフィルタ 4 2 および 4 4 の出力はそれぞれ、受信された OFDM 信号の同相サンプルおよび直交位相サンプルに濾波される。このようにして、受信された OFDM 信号は同相 (q_i) サンプルおよび直交位相 (p_i) サンプルに変換され、これらはそれぞれ、複素数値の OFDM 信号、 $r_i = q_i + j p_i$ の実数値の成分 (real-valued component) および虚数値の成分 (imaginary-valued component) を表す。受信された OFDM 信号のこれらの同相サンプルおよび直交位相サンプル (実数値のサンプルおよび虚数値のサンプル) は、次いで DSP 4 6 に送達される。受信機 1 0 の従来の実施態様の一部では、アナログデジタル変換は IF 混合プロセスの前に行われることに注意されたい。このような実施態様においては、混合プロセスはデジタルミキサ (複素) およびデジタル周波数シンセサイザ (単数) の使用を含む。また、受信機 1 0 の多くの従来の実施態様においては、デジタルアナログ変換は濾波の後に実行されることにも注意されたい。

40

【 0 0 3 3 】

DSP 4 6 は、受信された OFDM 信号の同相サンプルおよび直交位相サンプルに関して種々の動作を実行する。これらの動作は、a) 受信機 1 0 を受信された OFDM 信号内

50

でシンボルおよびデータフレームのタイミングに同期化すること、b) 循環接頭部(cyclic prefixes)を受信されたOFDM信号から除去すること、c) 各OFDMシンボル間隔の間に副搬送波を変調するために使用された周波数領域副シンボルのシーケンスを再生するために、受信されたOFDM信号の離散フーリエ変換(DFT)または好ましくは高速フーリエ変換(FFT)を計算すること、d) 副搬送波に関して任意の要求されるチャネル等化を実行すること、および、e) FFT計算によって、OFDM信号の副搬送波を復調することにより、OFDM信号の各シンボルから周波数領域副シンボル、 y_k のシーケンスを計算することを含む可能性がある。DSP 46は次いでこれらの副シンボルのシーケンスを復号器48に送達する。

【0034】

復号器(decoder)48はDSP46から送達された周波数領域副シンボルのシーケンスから、送信されたデータビットを再生する。この再生は周波数領域副シンボルを復号することによって実行されてデータビットのストリームを得、このデータビットのストリームは理想的にはOFDM送信機に供給されたデータビットのストリームと一致すべきである。この復号プロセスはたとえばソフトなビタビ復号および/またはリードソロモン復号を含み、ブロックおよび/または畳込み符号化(convolutionally encoded)された副シンボル(sub-symbols)からデータを再生する場合がある。

【0035】

デジタルテレビジョンまたはワイヤレスローカルエリアネットワーク(WLAN)を具現化するためのシステムなどの典型的なOFDMデータ送信システムにおいては、データはデータフレームとして知られるシンボルのグループでOFDM信号で送信される。この概念は図2に示され、ここではデータフレーム50はM個の連続シンボル52a, 52b, ..., 52Mを含み、これらのシンボルのそれぞれは保護間隔 T_g およびOFDMシンボル間隔 T_s を含む。したがって、各シンボルは合計の長さ $T_g + T_s$ 秒を有する。用途によって、デジタルTVの放送などではデータフレームを連続的に送信することもできるし、または、WLANの実施態様などではデータフレームをバーストでランダムな時間に送信することもできる。

【0036】

次の図3は、本実施の形態を示す。本実施の形態は図1のOFDM受信機の要素とは別個であるように示されているが、本実施の形態は図4に示され以下に説明されるようにOFDM受信機の要素と統合できることも当業者であれば容易に考案できるであろう。しかし、本発明を明確に簡単に参照して理解を促進するために、本発明は別個の局部発振器周波数補正ループとして示される。

【0037】

本実施の形態は、参照により本明細書に組み込まれた、提案されたETSI-BRAN HIPERLAN/2(ヨーロッパ)ワイヤレスLAN基準およびIEEE 802.11a(アメリカ)ワイヤレスLAN基準に準拠する受信器内で動作する。しかし、当業者の技量の範囲で本発明の教示を他のOFDMシステム内で具現化することも可能である。

【0038】

上記のワイヤレスLAN基準は、トレーニングシーケンスを使用してOFDM送信を検出することを提案している。簡単に言えば、トレーニングシーケンス(たとえば、トレーニングシーケンスAまたはB)は、所定の数(たとえば12パイロット副搬送波)のパイロット副搬送波またはビン(bins)の上を送信される、(知られた振幅および位相を有する)一連の短いOFDMトレーニングシンボルを含む。すべての他の副搬送波(たとえば52副搬送波)は、トレーニングシーケンスが送信されている間はゼロのままである。次に、上記のLAN基準におけるトレーニングシーケンスの使用が論じられるが、別法のトレーニングシーケンスおよびシンボルの使用も、首記の請求項によって定義される本発明の範囲内と考えられる。例としてのトレーニングシーケンスの周波数領域および時間領域の表示は図5および図6に示されている。

【0039】

10

20

30

40

50

図3を参照すると、発振器周波数補正ネットワークまたはシステム60が示されている。システム60はソフトウェア、ハードウェア、またはそのなんらかの組み合わせで具体化できることに注意されたい。システム60は、サンプル選択ループ62および位相同期ループ64を介して、サンプリングされたOFDM信号を受信するデロテータ(derotator)あるいは複素乗算器(complex multiplier)66を含む。上記に論じられたように、サンプリングされたOFDM信号は、それぞれ、複素数値のOFDM信号、 $r_i = q_i + j p_i$ の実数値の成分と虚数値の成分を示す同相(q_i)サンプルおよび直交位相(p_i)サンプルを含む。理想的には、デロテータ66はサンプリングされたまたはデジタル化されたOFDM信号と、数値制御局部発振器80によって生成されたローカル信号(すなわち搬送波信号)を乗算して、デジタル化されたOFDM信号をベースバンドにおとす。しかし、デロテータ出力は正確にはベースバンドでない場合もある。この矛盾の1つの理由は、局部発振器80の周波数が送信機発振器周波数に一致しない場合があることである。このように、送信機発振器周波数に関して、局部発振器周波数オフセット(すなわち搬送波周波数オフセット)がある場合がある。本発明は、サンプル選択ループ62および位相同期ループ64の動作を介した局部発振器周波数オフセットを補償することに関する。

【0040】

サンプル選択ループ62は、相関器モジュール(correlator module)68、ピーク検出器モジュール(peak detector module)70、サンプルセクタモジュール(sample selector module)72を含む。さらに具体的には、相関器モジュール68はサンプリングされたOFDM信号のソースおよびピーク検出器モジュール70の入力に結合されている。ピーク検出器モジュール70の出力はサンプルセクタモジュール72の入力に結合され、サンプルセクタモジュール72はサンプリングされたOFDM信号のソースとデロテータ66の入力および位相同期ループ64の入力に結合されている。

【0041】

位相同期ループ64は位相検波器モジュール74、ループフィルタ76、および数値制御局部発振器80を含む。具体的には、位相検波器モジュール74はサンプルセクタモジュール72の出力、および数値制御局部発振器80の出力、ループフィルタモジュール76の入力に結合されている。ループフィルタモジュール76は数値制御局部発振器80の入力に結合されており、数値制御局部発振器80はデロテータ66の入力に結合され、位相検波器74の入力にフィードバックされている。

【0042】

本実施の形態の動作において、サンプル選択ループ62は受信されたOFDM信号内でトレーニングシンボルの位置を抽出し、OFDM信号を遅延させて位相同期ループ64がトレーニングシンボル内の所定の位置で位置づけられたサンプルの位相を分析できるようにする。具体的には、相関器モジュール68は受信されたデジタル化されたOFDM信号を、ローカルメモリ内に格納された、知られたトレーニングシーケンス(たとえば上記のワイヤレスLAN基準のトレーニングシーケンスB)の時間領域サンプルと相関させる。格納されたトレーニングシーケンスがデジタル化された信号内に含まれるトレーニングシーケンスと一致している時に、最大の相関が発生することになる。相関出力のパワーのピークを使用して、受信された信号が格納された後続シーケンスと一致する時を決定することができる。

【0043】

ピーク検出器モジュール70は、相関器モジュール68から受信された相関シーケンスで、相関シーケンスのパワーのピークを探す。入力(すなわち、格納されたトレーニングシーケンスおよびデジタル化された信号)が複素数なので、相関器モジュール68の出力は複素信号(complex signal)である。ピーク検出器モジュール70は、特定のOFDM受信機的设计にしたがって2つの方法のうちの1つで、相関された信号の各サンプルのパワーまたはマグニチュードを計算することができる。第1の方法では、ピーク検出器モジュール70は、相関された信号の各複素数サンプルの二乗されたマグニチュード(すなわち、パワー)を計算して、相関された信号のパワーを示す実数を生成する。第2の方法では

、ピーク検出器モジュール70は、相関された信号の各複素数サンプルの(二乗されたマグニチュードではなく)マグニチュードを求める場合がある。その後、ピーク検出器モジュール70は相関パワーシーケンスを探して、最大のパワー値またはマグニチュード値を有するサンプルを識別する。最大値が識別されると、ピーク検出器モジュール70はピーク位置のインデックスをサンプルセクタモジュール72に出力する。インデックスはシステム60によって、基準ポイントとして使用される。局部発振器周波数オフセットがない場合は、トレーニングシーケンスの中で所定のサンプルは局部発振器80と同じ位相を有することが知られている。しかし、周波数オフセットが存在する時、サンプルは局部発振器80によって生成された信号の位相に関して位相オフセットを有することになる。位相オフセットはシステム60の位相同期ループ64によって使用され、周波数エラー信号を生成し、局部発振器周波数オフセットがゼロに収束するように局部発振器80の周波数を調整することができる。

10

【0044】

詳細を次に説明するように、サンプル選択モジュール72はピーク検出器モジュール70からピーク位置のインデックスを受信し、そのインデックスを使用して受信されたデジタル化されたOFDM信号を遅延させ、デジタル化された信号によって搬送されたトレーニングシーケンス内で所定のサンプルが位相同期ループ64の位相検波器モジュール74によって解析されることを可能にする。所定のサンプルは相関ピークから固定された距離または期間に位置し、局部発振器周波数オフセットから遠ざかって、局部発振器74と同じ位相を有することが知られている。所定のOFDMサンプルおよび局部発振器の位相は、特定のOFDM受信器の設計にしたがって選択される。サンプル選択モジュール72は、タップ遅延線およびFIFOバッファ構成または当業者によって知られている任意の同様な選択的遅延構成を含む場合がある。

20

【0045】

位相検波器モジュール(phase detector module)74は、サンプルセクタモジュール72によって出力されたデジタル化されたOFDM信号の通過を追跡し、いくつかのサンプルの通過後に所定のサンプルを分析する。たとえば、位相検波器モジュール74はサンプルセクタモジュール72から出力されたサンプルの数を数え、所定のカウンタに達した後に位相検波器モジュール74を起動してサンプルをキャプチャするカウンタを含む場合がある。起動と起動の間の時間はサンプルセクタ72によって知られ、位相検波器モジュール74がトレーニングシーケンスの所定のサンプルを取得するようにデジタル化OFDM信号を遅延させるために使用される。サンプルが選択されると、位相検波器モジュール74はサンプルの位相および、数値制御局部発振器80によって生成された信号の位相を計算する。その後、位相検波器モジュール74は、選択されたサンプルと局部発振器74によって生成された信号の間で位相の差を計算することによって位相オフセットエラーを生成する。位相オフセットエラーはフィルタ76に提供され、フィルタ76は局部発振器周波数エラーを生成する。局部発振器周波数エラーは局部発振器80に提供され、局部発振器周波数オフセット(すなわち、搬送波周波数オフセット)がゼロに収束し、デロテータ66から出力されたデロテートされた信号がベースバンドに近づくように、局部発振器80の周波数を調節する。位相オフセットエラーは、好ましくは、位相検波器モジュール74内でカウンタがリセットした後で、所定の起動値に向かってカウントするとき、位相同期ループ64によって一定に保たれる。

30

40

【0046】

デロテータ66はさらに(内部フィルタなどを介して)、受信された位相エラーオフセットを調節して、デジタル化された信号を通過域からベースバンドへさらに正確にデロテートすることも可能であることに注意されたい。

【0047】

図4に示すように、本実施の形態は通常のOFDM受信機と統合される。具体的には、システム60はLPF42および44の出力とDSP46の入力に結合されている。この構成で、システム60はLPF42および44からOFDMサンプルを受信し、任意の検

50

出された搬送波周波数オフセットを補正し、補正されたOFDMサンプルをDSP46に出力してさらに処理する。

【0048】

以上、好ましい実施の形態を参照しながら説明してきたが、本発明については、首記の請求項に定義された本発明の精神および範囲から離れることなく、実施の形態に種々の変更を行うことが可能であることは明らかである。

【図面の簡単な説明】

【図1】 通常のOFDM受信機を示すブロック構成図である。

【図2】 データフレームにおけるOFDMシンボルとこれらに対応する保護間隔（ガードインターバル）の典型的な構成を例示する図である。

【図3】 本発明の一実施の形態としての局部発振器周波数補正システムを示す構成図である。

【図4】 図1に示したOFDM受信機と統合した本実施の形態を示す構成図である。

【図5】 周波数領域内における、一例としてのトレーニングシーケンスを示す図である。

。

【図6】 図5に示したトレーニングシーケンスの時間領域表示を示す図である。

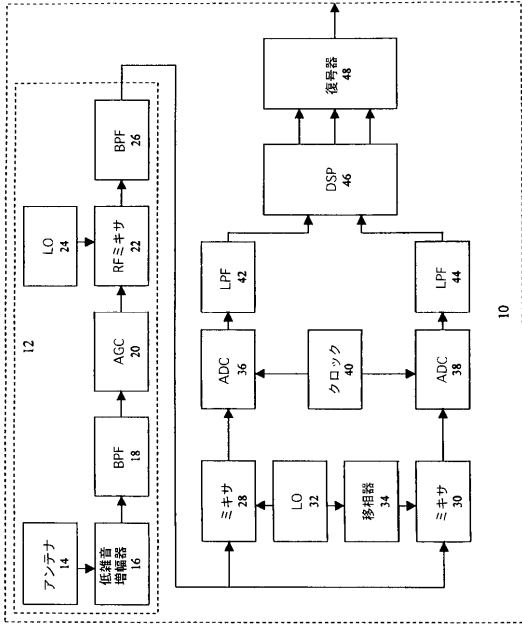
【符号の説明】

- 10 OFDM受信機
- 62 サンプル選択ループ
- 64 位相同期ループ
- 66 デロテータ
- 68 相関器モジュール
- 70 ピーク検出器モジュール
- 72 サンプルセクタモジュール
- 74 位相検波器モジュール
- 76 ループフィルタ
- 80 数値制御発振器

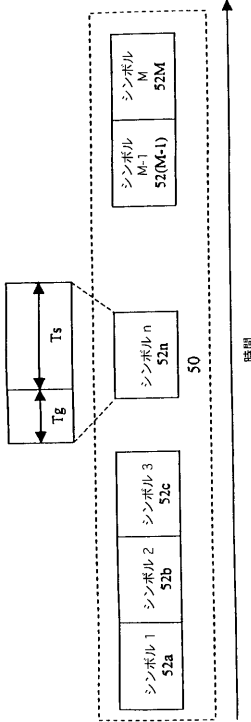
10

20

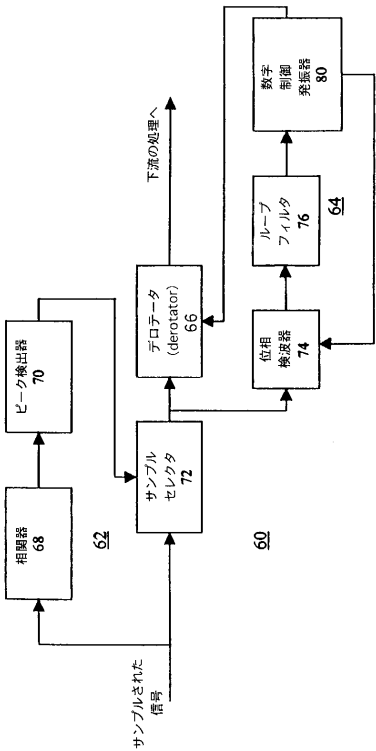
【図 1】



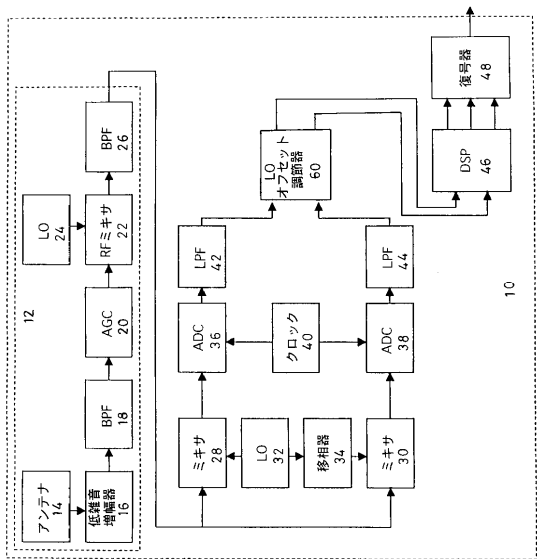
【図 2】



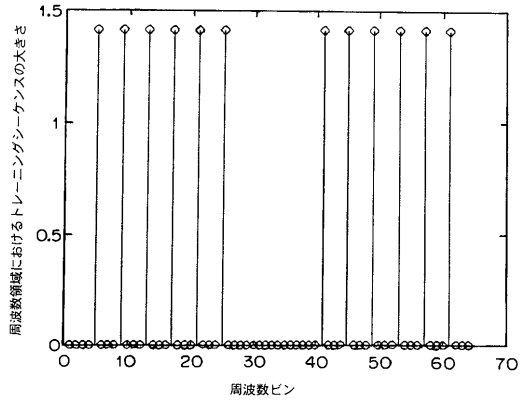
【図 3】



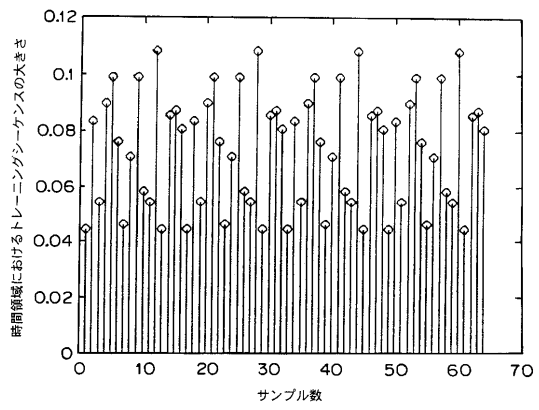
【図 4】



【 図 5 】



【 図 6 】



フロントページの続き

- (72)発明者 マキシム ビー . ベロツェルコフスキー
アメリカ合衆国 4 6 2 5 0 インディアナ州 インディアナポリス プライアント レーン 9
1 0 8 3 エイ
- (72)発明者 ルイス ロバート リットウィン ジュニア .
アメリカ合衆国 4 6 0 3 2 インディアナ州 カーメル パインビュー ドライブ 1 2 6 ナ
ンバー 8

審査官 橋 均憲

- (56)参考文献 特開平 0 8 - 2 6 5 2 9 2 (J P , A)
特開平 0 8 - 2 3 7 2 1 9 (J P , A)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H04J 11/00