

(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2013-251902
(P2013-251902A)

(43) 公開日 平成25年12月12日(2013.12.12)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4J 11/00 (2006.01)	HO4J 11/00 Z	5K047
HO4L 7/00 (2006.01)	HO4L 7/00 F	

審査請求 未請求 請求項の数 10 O L 外国語出願 (全 57 頁)

(21) 出願番号 特願2013-114918 (P2013-114918)
 (22) 出願日 平成25年5月31日 (2013.5.31)
 (31) 優先権主張番号 12170264.1
 (32) 優先日 平成24年5月31日 (2012.5.31)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(71) 出願人 503163527
 ミツビシ・エレクトリック・アールアンド
 ディー・センター・ヨーロッパ・ビーヴィ
 MITSUBISHI ELECTRIC
 R&D CENTRE EUROPE
 B. V.
 オランダ国、1119 エヌエス・スヒブ
 ホール・レーイク、カプロニラーン 46
 Capronilaan 46, 111
 9 NS Schiphol Rijk,
 The Netherlands

(74) 代理人 100110423
 弁理士 曾我 道治
 (74) 代理人 100111648
 弁理士 梶並 順

最終頁に続く

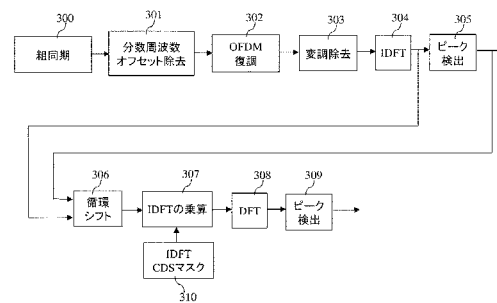
(54) 【発明の名称】 受信機を同期させるデバイス及び方法並びにコンピュータープログラム

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 OFDM方式によって変調された受信プリアンブルシンボルに受信機を同期させる。

【解決手段】 第1の時間オフセット及び分数周波数オフセットの推定を行う粗同期を実行し(300)、プリアンブルシンボルから分数周波数オフセットを除去し(301)、分数周波数オフセットが除去されたプリアンブルシンボルに対し、OFDM復調を実行し(302)、復調されたプリアンブルシンボルのサブキャリアから、FSK変調の効果を除去し(303)、変調の効果が除去された復調されたプリアンブルシンボルに対し、プリアンブルシンボルがマッピングされるサブキャリア上の位相が、サブキャリアによって搬送されたプリアンブル系列のバイナリ情報値に従って変更される、IDFTを実行し(304)、その出力から第2の時間オフセットを求め(305)、第2の時間オフセットを用いて、次に受信されるOFDMシンボルの時間オフセットを補償する(306)。

【選択図】 図3 a



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

直交周波数分割多重方式によって変調された受信プリアンブルシンボルに受信機を同期させるデバイスであって、

前記デバイスは、

第 1 の時間オフセット及び分数周波数オフセットの推定値を与える粗同期を実行する手段と、

前記プリアンブルシンボルから前記分数周波数オフセットを除去する手段と、

前記時間オフセットの第 1 の推定値によって位置が特定されたシンボル周期において、前記分数周波数オフセットが除去された前記プリアンブルシンボルに対し直交周波数分割多重復調を実行する手段と、

10

前記復調されたプリアンブルシンボルのサブキャリアから、位相シフトキーイング変調の効果を除去する手段と、

変調の効果が除去された前記復調されたプリアンブルシンボルに対し逆離散フーリエ変換を実行する手段であって、少なくとも、プリアンブルシンボルがマッピングされるサブキャリア上の位相が、前記サブキャリアによって搬送されたプリアンブル系列のバイナリ情報値に従って変更される、逆離散フーリエ変換を実行する手段と、

前記逆離散フーリエ変換の出力から第 2 の時間オフセットを求める手段と、

前記第 2 の時間オフセットを用いて、次に受信される直交分割多重シンボルのための前記時間オフセットの効果を補償する手段と、

20

を備えることを特徴とする、デバイス。

【請求項 2】

前記時間オフセットの前記効果は、

前記第 2 の時間オフセットを用いて、次に受信される直交分割多重シンボルに対する前記直交周波数分割多重復調を時間シフトすることによって、又は、

周波数領域において、前記直交周波数分割多重復調の出力を、前記第 2 の時間オフセットに起因する複素指数関数項の共役と乗算することによって、

時間領域において補償されることを特徴とする、請求項 1 に記載のデバイス。

【請求項 3】

前記デバイスは、

30

前記プリアンブルシンボルがマッピングされる 0 以外のサブキャリアのインデックスにおいて 1 に等しいバイナリ値を含むアレの逆離散フーリエ変換に、前記逆離散フーリエ変換の時間シフトされた出力を乗算する手段と、

前記乗算する手段の出力に対し離散フーリエ変換を実行する手段と、

前記逆離散フーリエ変換の出力から整数キャリア周波数オフセットを求める手段と、

前記求められた整数キャリア周波数オフセットを用いて、次に受信される直交分割多重シンボルに対する前記キャリア周波数オフセットの効果を補償する手段と、

を更に備えることを特徴とする、請求項 1 又は 2 に記載のデバイス。

【請求項 4】

前記デバイスは、

40

第 2 の時間オフセット及び前記整数キャリア周波数オフセットの前記効果を補正することによって、直交周波数分割多重復調の出力を変更する手段と、

変更された直交周波数分割多重復調の出力を復調する手段と、

を更に備えることを特徴とする、請求項 3 に記載のデバイス。

【請求項 5】

前記プリアンブルシンボルは、

3 G P P / L T E 標準規格に適合するか、又は

I E E E 8 0 2 . 1 1 標準規格若しくは I E E E 8 0 2 . 1 6 標準規格に適合することを特徴とする、請求項 3 に記載のデバイス。

【請求項 6】

50

プリアンブルシンボルは、
デジタルビデオブロードキャスト・テレストリアル標準規格、
デジタルビデオブロードキャスト・第2世代テレストリアル標準規格、又は
統合サービスデジタルブロードキャスト・テレストリアル標準規格
に適合することを特徴とする、請求項4に記載のデバイス。

【請求項7】

少なくとも、プリアンブルシンボルがマッピングされるサブキャリア上の前記位相が、
前記サブキャリアによって搬送された前記プリアンブル系列の前記バイナリ情報値に従っ
て変更される前記変調は、2相位相シフトキーイング(BPSK)変調であるか、又は、
4相位相シフトキーイング(QPSK)変調を含む直交振幅変調(QAM)であることを
特徴とする、請求項1～6のいずれか一項に記載のデバイス。

10

【請求項8】

直交周波数分割多重方式によって変調された受信プリアンブルシンボルに受信機を同期
させる方法であって、

前記方法は、

第1の時間オフセット及び分数周波数オフセットの推定値を与える粗同期を実行する
ステップと、

前記プリアンブルシンボルから前記分数周波数オフセットを除去するステップと、

前記時間オフセットの第1の推定値を用いて、前記分数周波数オフセットが除去され
た前記プリアンブルシンボルに対し直交周波数分割多重復調を実行するステップと、

20

前記復調されたプリアンブルシンボルのサブキャリアから、位相シフトキーイング変
調の効果を除去するステップと、

変調の効果が除去された前記復調されたプリアンブルシンボルに対し逆離散フーリエ
変換を実行するステップであって、少なくとも、プリアンブルシンボルがマッピングされ
るサブキャリア上の位相が、前記サブキャリアによって搬送されたプリアンブル系列のバ
イナリ情報値に従って変更される、逆離散フーリエ変換を実行するステップと、

前記逆離散フーリエ変換の出力から第2の時間オフセットを求めるステップと、

前記第2の時間オフセットを用いて、次に受信される直交分割多重シンボルのための
前記時間オフセットの効果を補償するステップと、
を備えることを特徴とする方法。

30

【請求項9】

前記方法は、

連続したプリアンブルシンボルに関する、複数の求められた整数周波数キャリアオフ
セット、時間オフセット及び分数周波数キャリアを記憶するステップと、

記憶された測定値に基づいて、補正済み整数周波数キャリアオフセット、補正済み時
間オフセット及び補正済み分数周波数キャリアオフセットを得るために、前記記憶された
整数周波数キャリアオフセット、第2の時間オフセット及び分数周波数キャリアオフセッ
トの少なくとも一部をフィルタリングするステップと、
を更に含むことを特徴とする、請求項8に記載の方法。

【請求項10】

プログラム可能デバイス内に直接ロード可能とすることができるコンピュータープログ
ラムであって、前記コンピュータープログラムがプログラム可能デバイスにおいて実行さ
れると請求項8又は9に記載の方法の前記ステップを実施する命令又はコード部を含む、
コンピュータープログラム。

40

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、一般的に、直交周波数分割多重方式によって変調された受信プリアンブルシ
ンボルに受信機を同期させるための方法及びデバイスに関する。

【背景技術】

50

【 0 0 0 2 】

デジタル変調は、時間的に分散された伝搬チャネル(time dispersive propagation channels)上で送信されるときに、深刻な劣化を受ける場合がある。その際、受信機における信号は、送信信号のレプリカがいくつか遅延され分散された重ね合わせとして構成される。チャネル遅延スプレッドが送信信号のシンボル周期 T を超える場合には、受信機において、マルチパス伝搬に起因するシンボル間干渉 (ISI) を補償する手段が実装されなければならない。今日では、妥当な複雑さでマルチパス効果を補償可能とする直交周波数分割多重 (OFDM) 変調に頼るのが一般的である。

【 0 0 0 3 】

OFDMシンボル持続時間 T がチャネル遅延スプレッドを大きく超える場合には、チャネルの効果は、スカラー複素係数で補償可能な単純なフェージングに帰着される。OFDM変調をそのように広く使用されるようにしたのは、チャネル劣化に対する良好なロバスト性と、直交するサブキャリアを使用すること (すなわち、サブキャリア間隔がシンボルレートの逆数 ($1/T$) に等しいこと) に起因する良好なスペクトル効率とを併せ持つことである。チャネルが時間的にも変動しているとき、ドップラースプレッドが、サブキャリア間隔を任意に小さくするのを、それゆえ、シンボル周期をチャネル遅延スプレッドよりも有意に長くするのを妨げる。この制約を克服するために、持続時間 T を有するOFDMシンボルの有効部分の前に、受信機からISIを隠すことを意図したガード区間を追加するのが一般的である。そのような場合、サブキャリア間隔は $1/T$ に保持されるが、この時点で、全体のシンボル持続時間、すなわち総シンボル持続時間は $T_t = T + T_{GI}$ であるので、スペクトル効率の損失につながる。ただし、 T_{GI} はガード区間の持続時間である。送信信号は以下のように表すことができる。

【 数 1 】

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{M-1} x_k^{(n)} \Pi_{[0, T_t]}(t - kT_t) e^{2j\pi \frac{n}{T}(t - kT_t - T_{GI})}$$

ただし、 N はサブキャリア数であり、 M はブロック内のOFDMシンボル数であり、 $x_k^{(n)}$ はインデックス k を有するシンボル周期にわたってインデックス n を有するサブキャリアによって搬送される変調シンボルであり、 $\Pi_{[0, T_t]}(t)$ は以下のように定義される長方形の窓である。

【 数 2 】

$$\Pi_{[0, \Psi]}(t) = \begin{cases} 1 & t \in [0, \Psi] \text{ のとき} \\ 0 & \text{それ以外} \end{cases}$$

【 0 0 0 4 】

高速フーリエ変換 (FFT) によるOFDM変調及び復調に起因して、OFDM変調が、チャネル劣化にロバストであり、かつ実現するのが容易である場合には、OFDM変調は時間及び周波数同期誤差の影響も非常に受けやすい。最初に、シンボル周期 T 当たり N 個のサンプルを取り込むように、それゆえ、互いに $1/THz$ だけ離隔した直交サブキャリアを観測するようにサンプリングクロック周波数を同期させることが不可欠である。そうでない場合には、システムがISI及びキャリア間干渉 (ICI) を受ける。概ね同じようにして、受信機はキャリア周波数を捕捉して、ICIを回避し、サブキャリア直交性を保証しなければならない。また、時間領域において、受信機は、各シンボルの周期 T_t 全体にわたって、ISIが存在しない持続時間 T を有する有効部分の位置、すなわち、高速フーリエ変換 (FFT) 窓の最適な位置を特定することになる。もはやISIが存在しない場合、受信機は実際に、ガード区間内で開始する持続時間 T を有する任意の窓においてFFTを計算することができる。最適な位置、すなわち、シンボルの有効部分と、FFT窓の実際の位置との間の時間間隔は、これ以降、時間オフセットと呼ばれる。時間オフセットは、復調されたサブキャリア内に指数関数変調項 (位相領域における線形ランプ)

を導入する。

【 0 0 0 5 】

同じことが周波数領域においても当てはまり、周波数領域において、受信機は多くの場合に、（例えば、遅延 T による従来のスライディング自己相関法を用いて）、キャリア周波数オフセットモジュロ $1/T$ （これ以降、分数周波数 (fractional frequency) オフセットと呼ぶ）を推定することができる。したがって、受信機は、OFDM 多重内の変調されたサブキャリアの実際の位置（これ以降、整数キャリア周波数オフセットと呼ぶ）を更に検出するように求められる。これは多くの場合に、帯域のエッジにおいて空のサブキャリアを含む。FFT 多重上の変調されたサブキャリアの位置は、0 でないサブキャリアのインデックスを含むアレイに従って規定され、これ以降、キャリア分配系列 (CDS) と呼ばれる。

10

【 発明の概要 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 6 】

本発明の目的は、雑音及びドップラー効果に対してロバストであり、かつハードウェア及び/又はソフトウェアリソースの消費が少ない、直交周波数分割多重方式によって変調された受信プリアンブルシンボルに同期できるようにする方法及びデバイスを提供することである。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 7 】

そのために、本発明は、直交周波数分割多重方式によって変調された受信プリアンブルシンボルに受信機を同期させるデバイスであって、

20

前記デバイスは、

第 1 の時間オフセット及び分数周波数オフセットの推定値を与える粗同期を実行する手段と、

前記プリアンブルシンボルから前記分数周波数オフセットを除去する手段と、

前記時間オフセットの第 1 の推定値によって位置が特定されたシンボル周期において、前記分数周波数オフセットが除去された前記プリアンブルシンボルに対し直交周波数分割多重復調を実行する手段と、

前記復調されたプリアンブルシンボルのサブキャリアから、位相シフトキーイング変調の効果を除去する手段と、

30

変調の効果が除去された前記復調されたプリアンブルシンボルに対し逆離散フーリエ変換を実行する手段であって、少なくとも、プリアンブルシンボルがマッピングされるサブキャリア上の位相が、前記サブキャリアによって搬送されたプリアンブル系列のバイナリ情報値に従って変更される、逆離散フーリエ変換を実行する手段と、

前記逆離散フーリエ変換の出力から第 2 の時間オフセットを求める手段と、

前記第 2 の時間オフセットを用いて、次に受信される直交分割多重シンボルについて前記時間オフセットの効果を補償する手段と、

を備えることを特徴とするデバイスに関する。

【 0 0 0 8 】

また、本発明は、直交周波数分割多重方式によって変調された受信プリアンブルシンボルに受信機を同期させる方法であって、

40

前記方法は、

第 1 の時間オフセット及び分数周波数オフセットの推定値を与える粗同期を実行するステップと、

前記プリアンブルシンボルから前記分数周波数オフセットを除去するステップと、

前記時間オフセットの第 1 の推定値を用いて、前記分数周波数オフセットが除去された前記プリアンブルシンボルに対し直交周波数分割多重復調を実行するステップと、

前記復調されたプリアンブルシンボルのサブキャリアから、位相シフトキーイング変調の効果を除去するステップと、

50

変調の効果が除去された前記復調されたプリアンブルシンボルに対し逆離散フーリエ変換を実行するステップであって、少なくとも、プリアンブルシンボルがマッピングされるサブキャリア上の位相が、前記サブキャリアによって搬送されたプリアンブル系列のバイナリ情報値に従って変更される、逆離散フーリエ変換を実行するステップと、

前記逆離散フーリエ変換の出力から第2の時間オフセットを求めるステップと、

前記第2の時間オフセットを用いて、次に受信される直交分割多重シンボルのための前記時間オフセットの効果を補償するステップと、
を備えることを特徴とする方法に関する。

【0009】

したがって、本発明によれば、受信機の時間的同期を精緻化できるようになり、あまり複雑にすることなく、全体的な復調性能を改善することにつながる。

10

【0010】

特定の特徴によれば、前記時間オフセットの前記効果は、

前記第2の時間オフセットを用いて、次に受信される直交分割多重シンボルについての前記直交周波数分割多重復調の入力を時間シフトすることによって、又は、

周波数領域において前記直交周波数分割多重復調の出力を前記第2の時間オフセットに起因する複素指数関数項の共役と乗算することによって、
時間領域において補償される。

【0011】

特定の特徴によれば、前記デバイスは、

20

前記プリアンブルシンボルがマッピングされる0以外のサブキャリアのインデックスにおいて1に等しいバイナリ値を含むアレイの逆離散フーリエ変換に、前記逆離散フーリエ変換の時間シフトされた出力を乗算する手段と、

前記乗算する手段の出力に対し離散フーリエ変換を実行する手段と、

前記逆離散フーリエ変換の出力から整数キャリア周波数オフセットを求める手段と、

前記求められた整数キャリア周波数オフセットを用いて、次に受信される直交分割多重シンボルのための前記キャリア周波数オフセットの効果を補償する手段と、
を更に備える。

【0012】

したがって、本発明によれば、自動周波数制御アルゴリズムを駆動するために用いることができる整数周波数オフセットを推定できるようになり、及び/又は、情報ビットを搬送するサブキャリアの位置を正確に識別できるようになり、それにより改善された復調につながる。

30

【0013】

第2の離散フーリエ変換しか計算する必要がないので、あまり複雑にすることなく、復調を実装することができる。この特徴によって、本発明は、シングルキャリア周波数分割多重アクセス(SC-FDMA)技法(この技法は、DFT拡散直交周波数多重(DFT拡散OFDM)変調としても知られている)、又は、シングルキャリア直交周波数分割多重(SC-OFDM)変調(この変調は、逆離散フーリエ変換変調IDFTに加えて、DFTプリコーディングを示唆する)に、特に適したものとなる。

40

【0014】

特定の特徴によれば、前記デバイスは、

第2の時間オフセット及び前記整数キャリア周波数オフセットの前記効果を補正することによって、直交周波数分割多重復調の出力を変更する手段と、

変更された直交周波数分割多重復調の出力を復調する手段と、
を更に備える。

【0015】

したがって、提案される方法は、プリアンブルシンボル自体が、復調されるべき情報を搬送し、プリアンブルシンボルにおける等化によって復調を実行するためにチャンネル上の事前情報を利用できない状況について関連性のある解決策と思われる。

50

【 0 0 1 6 】

特定の特徴によれば、前記プリアンブルシンボルは、3 G P P / L T E 標準規格に適合するか、又は I E E E 8 0 2 . 1 1 標準規格若しくは I E E E 8 0 2 . 1 6 標準規格に適合する。

【 0 0 1 7 】

したがって、本発明は、数多くの異なるシステムの同期及び全体的な復調性能を改善するために適用することができるので、多用途に使用することができ、A S I C 内にハードウェアで実装するための有望な候補である。

【 0 0 1 8 】

特定の特徴によれば、前記プリアンブルシンボルは、デジタルビデオブロードキャスト・テレストリアル標準規格、デジタルビデオブロードキャスト・第2世代テレストリアル標準規格、又は統合サービスデジタルブロードキャスト・テレストリアル標準規格に適合する。

10

【 0 0 1 9 】

したがって、本発明は、性能は改善されるが、あまり複雑にすることなく、プリアンブルシンボル上で実行されるシグナリングビットを入手する手段を提供する（後続の直交周波数分割多重シンボルを復調できるように受信機をパラメータ化するのに重要である）。

【 0 0 2 0 】

特定の特徴によれば、少なくとも、プリアンブルシンボルがマッピングされるサブキャリア上の位相が、前記サブキャリアによって搬送された前記プリアンブル系列の前記パイナリ情報値に従って変更される前記変調は、2 相位相シフトキーイング (B P S K) 変調、であるか、又は、4 相位相シフトキーイング (Q P S K) 変調を含む直交振幅変調 (Q A M) である。

20

【 0 0 2 1 】

したがって、提案される解決策は、B P S K 変調に従って変調されるプリアンブルに限定されるのではなく、直交変調（典型的には Q P S K であるが、シグナリングを搬送するのに十分なロバスト性がない場合があるものの Q A M 方式も）を用いて変調されたプリアンブルにも適用することができる。

【 0 0 2 2 】

特定の特徴によれば、前記デバイスは更に、

30

連続したプリアンブルシンボルに関する複数の求められた整数周波数キャリアオフセット、時間オフセット及び分数周波数キャリアを記憶し、

記憶された測定値に基づいて、補正済み整数周波数キャリアオフセット、補正済み時間オフセット及び補正済み分数周波数キャリアオフセットを得るために、前記記憶された整数周波数キャリアオフセット、第2の時間オフセット及び分数周波数キャリアオフセットの少なくとも一部をフィルタリングする。

【 0 0 2 3 】

したがって、本発明の性能は、フィルタリングを通して雑音劣化を除去することによって、更に改善することができる。

【 0 0 2 4 】

更に別の態様によれば、本発明は、プログラム可能デバイス内に直接ロード可能とすることができるコンピュータープログラムであって、前記コンピュータープログラムがプログラム可能デバイスにおいて実行されると、本発明による方法のステップを実施する命令又はコード部を含む、コンピュータープログラムに関する。

40

【 0 0 2 5 】

コンピュータープログラムに関する特徴及び利点は、本発明による方法及び装置に関連して上述したものと同一であるので、ここでは繰り返さないことにする。

【 0 0 2 6 】

本発明の特徴は、一例の実施形態の以下の説明を読むことによってより明らかになるであろう。この説明は、添付図面に関して作成されたものである。

50

【図面の簡単な説明】

【0027】

【図1】本発明が実現される通信システムを表す図である。

【図2】受信機のアーキテクチャを表す図である。

【図3a】本発明による、OFDMプリアンブルシンボルを同期させるための受信機の無線インターフェースの構成要素のブロック図である。

【図3b】本発明の特定の実現モードによる、OFDMプリアンブルシンボルを同期させるための受信機の無線インターフェースの構成要素のブロック図である。

【図4】OFDMプリアンブルシンボルに同期するために受信機によって実行されるアルゴリズムの一例を開示する図である。

【図5】復調される必要があるデータを搬送するOFDMプリアンブルシンボルを同期させ、復調するための受信機の無線インターフェースの構成要素のブロック図である。

【図6】復調される必要があるデータを搬送するプリアンブルシンボルを同期させ、復調するために受信機によって実行されるアルゴリズムの一例を開示する図である。

【発明を実施するための形態】

【0028】

図1は、本発明が実装される通信ネットワークを表す。

【0029】

本発明は、OFDM変調方式が用いられる任意の通信ネットワークにおいて適用可能である。

【0030】

通信ネットワークは、例えば、少なくとも1つの発信元Src tが、少なくとも1つの受信機Recが位置するエリア内に、信号を転送又はブロードキャストする通信ネットワークである。

【0031】

発信元Src tは、例えば、DVB（デジタルビデオブロードキャスト）標準規格に適合する信号をブロードキャストする地上局又は衛星である。

【0032】

通信ネットワークは、例えば、3GPP/LTE標準規格に適合するセルラー通信ネットワークであり、基地局が移動端末に信号を転送するか、又は少なくとも2つの移動端末に信号をブロードキャストする。

【0033】

受信機Recは、ビデオ信号のようなデータがブロードキャストされる移動端末であってもよい。又は、受信機Recは、携帯電話のようなりモート通信デバイスと通信する移動端末であってもよく、移動端末から信号を受信するサーバ、基地局、若しくはホーム基地局と通信する移動端末であってもよい。

【0034】

簡単にするために、図1には1つの発信元Src tのみが示されるが、ネットワークはそれよりも多くの数の発信元Src tを含むことができる。

【0035】

簡単にするために、図1には1つの受信機Recのみが示されるが、それよりも多くの数の受信機Recに信号を転送又はブロードキャストすることができる。

【0036】

受信機Recによって受信される信号は、OFDMシンボルである。OFDMシンボルは、例えば、第3世代パートナーシップ長期発展型（3GPP/LTE）標準規格に適合するか、又はIEEE802.11標準規格若しくはIEEE802.16標準規格に適合するか、又はデジタルビデオブロードキャスト・テレストリアル（DVB-T）、デジタルビデオブロードキャスト・第2世代テレストリアル（DBV-T2）、若しくは統合サービスデジタルブロードキャスト・テレストリアル（ISDB-T）のようなデジタルブロードキャスト標準規格に適合する。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 7 】

本発明によれば、受信機 R e c は、

直交周波数分割多重方式によって変調された受信プリアンブルシンボルに受信機を同期させるデバイス

を備え、この受信機を同期させるデバイスは、

第 1 の時間オフセット及び分数周波数オフセットの推定値を与える粗同期を実行する手段と、

プリアンブルシンボルから分数周波数オフセットを除去する手段と、

時間オフセットの第 1 の推定値を用いて、分数周波数オフセットが除去されたプリアンブルシンボルに対し直交周波数分割多重復調を実行する手段と、

復調されたプリアンブルシンボルのサブキャリアから、位相シフトキーイング変調の効果を除去する手段と、

変調の効果が除去された復調されたプリアンブルシンボルに対し逆離散フーリエ変換を実行する手段であって、少なくとも、プリアンブルシンボルがマッピングされるサブキャリア上の位相が、サブキャリアによって搬送されたプリアンブル系列のバイナリ情報値に従って変更される、実行する手段と、

逆離散フーリエ変換の出力から第 2 の時間オフセットを求める手段と、

第 2 の時間オフセットを用いて、次に受信される直交分割多重シンボルに対する時間オフセットの効果を補償する手段と、

を備える。

【 0 0 3 8 】

特定の特徴によれば、受信プリアンブルシンボルに受信機を同期させるデバイスは、

プリアンブルシンボルがマッピングされる 0 以外のサブキャリアのインデックスにおいて 1 に等しいバイナリ値を含むアレの逆離散フーリエ変換に、逆離散フーリエ変換の時間シフトされた出力を乗算する手段と、

乗算する手段の出力に対し離散フーリエ変換を実行する手段と、

逆離散フーリエ変換の出力から整数キャリア周波数オフセットを求める手段と、

求められた整数キャリア周波数オフセットを用いて、次に受信される直交分割多重シンボルに対するキャリア周波数オフセットの効果を補償する手段と、

を更に備える。ここで、本発明は、例えば、OFDMシンボルが少なくとも 1 つのガード区間を有する実施例において開示されることに留意されたい。本発明は、ガード区間を有しない OFDMシンボルにも適用可能である。

【 0 0 3 9 】

図 2 は、本発明が実施される受信機のアーキテクチャを表す図である。

【 0 0 4 0 】

受信機 R e c は、例えば、バス 2 0 1 によって互いに接続された構成要素と、図 4 又は図 6 に開示するようなプログラムによって制御されるプロセッサ 2 0 0 とに基づくアーキテクチャを有する。

【 0 0 4 1 】

ここで、受信機 R e c は、専用集積回路に基づくアーキテクチャを有することができることに留意しなければならない。

【 0 0 4 2 】

バス 2 0 1 は、プロセッサ 2 0 0 を、読み出し専用メモリ R O M 2 0 2、ランダムアクセスメモリ R A M 2 0 3、及び無線インターフェース 2 0 5 にリンクする。

【 0 0 4 3 】

メモリ 2 0 3 は、変数を収容するように意図されたレジスタと、図 4 又は図 6 に開示するようなアルゴリズムに関連したプログラムの命令とを含む。

【 0 0 4 4 】

プロセッサ 2 0 0 は無線インターフェース 2 0 5 の動作を制御する。

【 0 0 4 5 】

10

20

30

40

50

読み出し専用メモリ 202 は、図 4 又は図 6 に開示するようなアルゴリズムに関連したプログラムの命令を含む。これらの命令は、受信機 Rec がアクティベートされると、ランダムアクセスメモリ 203 に転送される。

【0046】

無線インターフェース 205 は、発信元 Src t によって転送又はブロードキャストされた無線信号を受信する手段を備える。

【0047】

無線インターフェース 205 は、発信元 Src t によって転送又はブロードキャストされた無線信号を受信するために用いられる少なくとも 1 つのアンテナ Ant に接続される。

10

【0048】

無線インターフェース 205 は、図 3 a 若しくは図 3 b 又は図 5 に開示されるような構成要素を備える。

【0049】

図 3 a は、本発明による、OFDM プリアンブルシンボルを同期させるための受信機の無線インターフェースの構成要素のブロック図を開示する。

【0050】

ここでは、OFDM プリアンブルシンボルは、後続のシンボルを復調するために必要とされるシグナリングデータを搬送せず、それゆえ、その特定の目的のために復調される必要はないと仮定する。無線インターフェース 205 は、デジタルシグナルプロセッサ (DSP)、フィールドプログラマブルゲートアレイ (FPGA)、特定用途向け集積回路 (ASIC) 内に実装される場合がある。受信機 Rec の無線インターフェース 205 は粗同期モジュール 300 を含み、粗同期モジュール 300 は時間領域及び周波数領域において粗同期を実行する。粗同期モジュール 300 は、第 1 の時間オフセットと呼ばれる時間オフセットおよび分数周波数オフセットの推定値を与える。

20

【0051】

同期は一般的には、受信機 Rec において既知である基準シンボル又はパイロットシンボルと呼ばれる専用 OFDM シンボルを用いて達成される。これらのシンボルは、一般的に、無線チャネル上で情報を搬送する物理的エンティティの先頭において送信されるので、プリアンブルシンボルと呼ばれる場合もある。物理的エンティティは、フレーム、又はサブフレーム、又はスロットと呼ばれる場合もある。プリアンブルは多くの場合に、少なくとも 1 つの基準シンボルの繰返しとして構成され、この基準シンボルは、送信信号を一意に識別し、自己相関 (複数の場合もある) によってプリアンブルの位置を迅速かつロバスタに特定できるようにする。例えば、プリアンブルは、持続時間 $T_A = T / 2$ を有する同じパターンを 2 回繰り返したものとして構成される。

30

【0052】

粗同期モジュール 300 はスライディング自己相関を実行する。自己相関窓がプリアンブル上にかかる (fall on) とき、自己相関は、他の場所において生成された雑音を超えて検出可能なピークを生成する。

【0053】

ここで次のことに留意されたい。自己相関はプリアンブルシンボルにおいて実行することができる。又は、自己相関は、例えば、サイクリックプレフィックスのようなガード区間の少なくとも一部、及びプリアンブルシンボルの後続の有効部分を含む、任意の繰返し部分において実行することができる。

40

【0054】

シンボルの有効部分は、FFT 窓が理想的に適用されるべき部分である。シンボルの有効部分は、そのシンボルの全ての関連情報を搬送する。

【0055】

自己相関関数は粗い時間的同期を可能にし、この粗い時間的同期は、第 1 の時間オフセットを与え、自己相関遅延に対する周波数キャリアオフセットの分数部の推定値を更に与

50

える。

【 0 0 5 6 】

例えば、上記のように、2つの等しい部分において構成されるプリアンブルの送信を仮定しよう。受信信号は以下の式によって与えられる。

【 数 3 】

$$x(t) = \bar{x}(t)e^{2j\pi\Delta f t + j\phi_0}$$

ただし、

【 数 4 】

$$\bar{x}(t)$$

10

は送信信号であり、 f はキャリア周波数オフセットであり、 ϕ_0 は位相オフセットである。プリアンブル上に位置決めされるとき、パターン持続時間 T_A に対して与えられる自己相関は以下の式によって与えられる。

【 数 5 】

$$\Gamma_x(\tau)\Big|_{\tau=T_A} = \int_0^{T_A} x(t)x^*(t-T_A)dt \\ e^{-2j\pi\Delta f T_A} \int_0^{T_A} |p(t)|^2 dt$$

20

【 0 0 5 7 】

周波数オフセットは、受信信号内のプリアンブルの位置を示す自己相関ピークの引数を見ることによって推定される。

【 0 0 5 8 】

プリアンブル持続時間に対するキャリア周波数オフセットは、整数部及び分数部として表すことができる。

【 数 6 】

$$\Delta f = m \frac{1}{T_A} + \varepsilon \frac{1}{T_A}, \text{ ただし } m \in \mathbb{Z} \text{ かつ } \varepsilon \in [-0.5, +0.5[$$

30

【 0 0 5 9 】

その際、以下の式が成り立つ。

【 数 7 】

$$e^{2j\pi\Delta f T_A} = e^{2j\pi(m+\varepsilon)} = e^{2j\pi\varepsilon}$$

【 0 0 6 0 】

ここで、自己相関によって分数周波数オフセットを推定できるようになるが、整数オフセットを推定することはできず、整数オフセットは別に推定されなければならないことに留意されたい。

【 0 0 6 1 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は分数周波数オフセット除去 3 0 1 を含み、分数周波数オフセット除去 3 0 1 は、受信プリアンブルシンボルから、粗同期モジュール 3 0 0 によって求められた分数周波数オフセットを除去する。

40

【 0 0 6 2 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は OFDM 復調モジュール 3 0 2 を含み、OFDM 復調モジュール 3 0 2 は、分数周波数オフセットが除去されたプリアンブルシンボルの OFDM 復調を実行する。OFDM 復調は、通常 FFT アルゴリズムを用いて実施される離散フーリエ変換 (D F T) によって実行される。復調されたプリアンブルシンボルは、不適切な時間同期から生じる指数関数変調の影響を受ける。導出を簡単にするために、チャネル劣化はないものと仮定する。D F T 後に、チャネル劣化が生じない場合に

50

は、復調されたプリアンブルシンボルは以下のように表すことができる。

【数 8】

$$y_n = a_n e^{-2j\pi n \frac{\tau}{T}}, n = 0, \dots, N-1$$

ただし、 a_n は、ランク n を有するサブキャリアによって搬送されるシンボルであり、2 相位相シフトキーイング (BPSK) アルファベットから取り込まれるか、又は非変調サブキャリアの場合には 0 に等しい。例えば、BPSK シンボルは以下のように定義される。

【数 9】

$$a_n = \pm 1 \times e^{j\alpha}$$

ただし、 α は任意の位相オフセットである。

【0063】

受信機 Rec の無線インターフェース 205 は変調除去モジュール 303 を含み、変調除去モジュール 303 は、復調されたシンボルを 2 乗することによって BPSK 変調を打ち消す。

【数 10】

$$z_n = y_n \times y_n = y_n^2, n = 0, \dots, N-1$$

【0064】

それゆえ、以下の式が成り立つ。

【数 11】

$$\begin{aligned} z_n &= a_n e^{+2j\pi n \frac{\tau}{T}} \times a_n e^{-2j\pi n \frac{\tau}{T}} \\ &= \pm 1 \times \pm 1 \times e^{2j\alpha} \times e^{-2j\pi n 2 \frac{\tau}{T}} \\ &= e^{2j\alpha} \times e^{-2j\pi n 2 \frac{\tau}{T}} = e^{2j\alpha} \times e^{-2j\pi \frac{n}{N} 2 \frac{\tau}{T_s}} \end{aligned}$$

ただし、 $T_s = T / N$ はサンプリング周波数である。上記の式によって示されるように、BPSK 変調は打ち消されており、周波数 $2 / T$ を有する複素指数関数が残される。

【0065】

ここで、本発明は、変調を除去するために、復調されたサブキャリアを 4 乗することによって、4 相位相シフトキーイング (QPSK) 又は直交振幅変調 (QAM) アルファベットにも適用可能であることに留意することができる。

【0066】

受信機 Rec の無線インターフェース 205 は逆離散フーリエ変換 (IDFT) モジュール 304 を含み、逆離散フーリエ変換モジュール 304 は複素指数関数の N -IDFT を行う。

【0067】

ピーク検出を容易にするために、IDFT の分解能を改善するために、 N -IDFT の代わりに、 P -IDFT (ただし、 $P > N$) 及びゼロパディングを用いることもできることに留意されたい。

【0068】

受信機 Rec の無線インターフェース 205 はピーク検出モジュール 305 を含み、ピーク検出モジュール 305 は、IDFT モジュールの出力において時間オフセット を推

10

20

30

40

50

定し、それは時間的に分散されたチャネルについての第 1 の有意なピーク又は最も高いピークに対応する。

【0069】

指数関数変調は、時間オフセットの検出に影響しない未知の位相オフセットによって重み付けられることに言及することができる。より一般的には、その観測結果は、発信元 *S r c t* の局部発振器と受信機 *R e c* の局部発振器との間の不整合から生じる別の未知の位相オフセットからも影響を受けることになる。

【0070】

P - I D F T が実行される場合には、ここで、変調されていても、されていなくても、全てのサブキャリアにそのアルゴリズムが適用される。十分なサブキャリアが変調されている限り、フーリエ変換は、「穴」を有する正弦曲線から遅延を取り出すことができる（すなわち、0 に等しいサブキャリアによるものである）。

10

【0071】

例えば、*N - I D F T* の第 1 の有意なピーク又は最も高いピークを用いて、整数遅延 *k* を推定することができる。ただし、以下の式が成り立つ。

【数 1 2】

$$\tau = kT_s + \beta T_s, \text{ ただし } k \in \mathbb{Z} \text{ かつ } \beta \in [-0.5, +0.5[$$

【0072】

受信機 *R e c* の無線インターフェース 205 は循環シフトモジュール 306 を含み、循環シフトモジュール 306 は、プリアンプルにおける時間オフセットを除去するために、*I D F T* モジュール 304 の出力に対し、整数遅延 *k* に対応する循環シフトを実行する。

20

【0073】

ここで、この段階において、時間オフセット及び分数キャリアオフセットの両方が推定され、除去されることに留意されたい。

【0074】

時間オフセットに起因する変調項が上記の系列 z_n から除去されるとき、結果として生じる系列は、復調されたサブキャリアの位置において 1 に等しく、他の場所では 0 に等しい信号であり、共通の位相成分及び相加性雑音が全てのサブキャリア位置に影響する。位相成分及び雑音成分を無視すると、この信号は整数キャリアオフセットだけシフトされた変調されたサブキャリアの位置を表す「マスク」と等価である。本明細書において、この信号は、プリアンプルシンボルの *C D S* マスクとして記述される。

30

【0075】

受信機 *R e c* の無線インターフェース 205 は *I D F T* 乗算モジュール 307 を含み、*I D F T* 乗算モジュール 307 は、循環シフトモジュールの出力に、*I D F T C D S* マスクモジュール 310 によって与えられる *C D S* マスクの *I D F T* を乗算する。

【0076】

C D S マスクは、0 以外のサブキャリアのインデックスにおいて 1 に等しく、0 のサブキャリアのインデックスにおいてヌル値に等しいバイナリ値を含むアレイである。

40

【0077】

受信機 *R e c* の無線インターフェース 205 は *D F T* 計算モジュール 308 を含む。*I D F T* 乗算モジュール 307 及び *D F T* 計算モジュール 308 は、以下のように表すことができる相互相関を実行する。

【数 1 3】

$$DFT\left(IDFT(x) \times IDFT(y^*)\right) = \sum_{l=0}^{N-1} x_n \cdot (y_N)_{n+l}$$

ただし、以下の式が成り立つ。

50

【数 1 4】

$$(y_N)_n = \sum_p y_{b-pN}$$

【0078】

相互相関は周波数領域において達成され、第 1 の項 x_n は、時間オフセットに起因する位相ランプ (phase ramp) が循環シフトモジュール 306 によって除去された系列 z_n であり、第 2 の項 y_n は CDS マスクである。CDS マスクの I D F T は、有利には、予め計算し、メモリ 203 に記憶することができる。本発明は、I D F T が I D F T モジュール 304 によって既に行われていることを有利に利用する。その際、循環シフトされた系列 z_n に対して I D F T を計算する必要はない。

10

【0079】

この I D F T は、時間オフセット を推定するのに用いられた I D F T モジュール 304 の出力に対し、循環シフトモジュール 306 によって単に遅延シフトを適用することによって得ることができる。これは計算効率の良いアルゴリズムをもたらし、D F T モジュール 308 によって実行される最後の D F T しに計算する必要がない。

【0080】

受信機 R e c の無線インターフェース 205 はピーク検出モジュール 309 を含み、ピーク検出モジュール 309 は、最も高いピークを検出するアルゴリズムによって、整数周波数キャリアオフセットを取り出す。

20

【0081】

ここで、遅延及び整数キャリア周波数オフセットの両方を推定するために必要とされる D F T 及びピーク検出演算は、同じハードウェア及び / 又はソフトウェア手段を用いて実行できることに留意することができる。

【0082】

図 3 b は、本発明の特定の實現モードによる、O F D M プリアンブルシンボルを同期させるための受信機の無線インターフェースの構成要素のブロック図を開示する。

【0083】

ここでは、O F D M プリアンブルシンボルは、後続のシンボルを復調するために必要とされるシグナリングデータを搬送せず、それゆえ、その特定の目的のために復調される必要はないと仮定する。

30

【0084】

無線インターフェース 205 は、デジタルシグナルプロセッサ、フィールドプログラマブルゲートアレイ、特定用途向け集積回路内に実装することができる。

【0085】

受信機 R e c の無線インターフェース 205 は粗同期モジュール 350 を含み、粗同期モジュール 350 は図 3 a の粗同期モジュール 300 と同一である。

【0086】

受信機 R e c の無線インターフェース 205 は分数周波数オフセット除去 351 を含み、分数周波数オフセット除去 351 は、受信プリアンブルシンボルから、粗同期モジュール 350 によって求められた分数周波数オフセットを除去する。

40

【0087】

受信機 R e c の無線インターフェース 205 は O F D M 復調モジュール 352 を含み、O F D M 復調モジュール 352 は、O F D M 復調モジュール 302 によって実行されるのと同じようにして、分数周波数オフセットが除去されたプリアンブルシンボルの O F D M 復調を実行する。

【0088】

受信機 R e c の無線インターフェース 205 は変調除去モジュール 353 を含み、変調除去モジュール 353 は、変調除去モジュール 303 によって実行されるのと同じようにして、B P S K 変調、Q P S K 変調又は Q A M 変調を打ち消す。

50

【 0 0 8 9 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は逆離散フーリエ変換 (I D F T) モジュール 3 5 4 を含み、逆離散フーリエ変換モジュール 3 5 4 は、逆離散フーリエ変換モジュール 3 0 4 によって実行されるのと同じようにして、複素指数関数の $N - I D F T$ を行う。

【 0 0 9 0 】

ピーク検出を容易にするために、 $I D F T$ の分解能を改善するために、 $N - I D F T$ の代わりに、 $P - I D F T$ (ただし、 $P > N$) 及びゼロパディングを用いることもできることに留意されたい。

【 0 0 9 1 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 はピーク検出モジュール 3 0 5 を含み、ピーク検出モジュール 3 0 5 は $I D F T$ モジュール 3 5 4 の出力において少なくとも第 1 の時間オフセット t_1 及び第 2 の時間オフセット t_2 (ただし $t_1 < t_2$) を推定し、それらは前記少なくとも 2 つの第 1 の最も有意なピークに対応する。

【 0 0 9 2 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は循環シフトモジュール 3 5 6 を含み、循環シフトモジュール 3 5 6 は、プリアンブルシンボルにおける時間オフセット t_1 を除去するために、 $I D F T$ モジュール 3 5 4 の出力に対し、整数遅延 k_1 に対応する循環シフトを実行する。

【 0 0 9 3 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は循環シフトモジュール 3 5 7 を含み、循環シフトモジュール 3 5 7 は、プリアンブルシンボルにおける時間オフセット t_2 を除去するために、 $I D F T$ モジュール 3 5 4 の出力に対し、整数遅延 k_2 に対応する循環シフトを実行する。

【 0 0 9 4 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は乗算器 3 5 8 を含み、乗算器 3 5 8 は、循環シフトモジュール 3 5 6 の出力に、時間オフセット t_1 に対応するピークの複素振幅の共役を乗算する。

【 0 0 9 5 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は乗算器 3 5 9 を含み、乗算器 3 5 9 は、循環シフトモジュール 3 5 5 の出力に、時間オフセット t_2 に対応するピークの複素振幅の共役を乗算する。

【 0 0 9 6 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は加算モジュール 3 6 0 を含み、加算モジュール 3 6 0 は乗算器 3 5 8 及び 3 5 9 の出力を加算する。

【 0 0 9 7 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は $I D F T$ 乗算モジュール 3 6 1 を含み、 $I D F T$ 乗算モジュール 3 6 1 は、加算モジュール 3 6 0 の出力に、 $I D F T$ C D S マスクモジュール 3 6 2 によって与えられる C D S マスクの $I D F T$ を乗算する。

【 0 0 9 8 】

C D S マスクは、0 以外のサブキャリアのインデックスにおいて 1 に等しく、0 のサブキャリアのインデックスにおいてヌル値に等しいバイナリ値を含むアレイである。

【 0 0 9 9 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は $D F T$ 計算モジュール 3 6 3 を含む。 $I D F T$ 乗算モジュール 3 6 1 及び $D F T$ 計算モジュール 3 6 3 は、以下のように表すことができる相互相関を実行する。

10

20

30

40

【数 15】

$$DFT\left(IDFT(x) \times IDFT(y^*)\right) = \sum_{l=0}^{N-1} x_n \cdot (y_N)_{n+l}$$

ただし、以下の式が成り立つ。

【数 16】

$$(y_N)_n = \sum_p y_{b-pN}$$

10

【0100】

CDSマスクのIDFTは、有利には、予め計算し、メモリ203に記憶することができる。本発明は、IDFTがIDFTモジュール354によって既に実行されていることを有利に利用する。その際、循環シフトされた系列 z_n に対してIDFTを計算する必要はない。

【0101】

受信機Recの無線インターフェース205はピーク検出モジュール364を含み、ピーク検出モジュール364は、ピーク検出アルゴリズムによって、整数周波数キャリアオフセットを取り出す。

20

【0102】

ここで、遅延及び整数キャリア周波数オフセットの両方を推定するために必要とされるDFT演算及びピーク検出演算は、同じハードウェア及び/又はソフトウェア手段を用いて実行できることに留意することができる。

【0103】

図4は、OFDMプリアンブルシンボルに関して同期させるために受信機によって実行されるアルゴリズムの一例を開示する。

【0104】

ここでは、OFDMプリアンブルシンボルは、後続のシンボルを復調するために必要とされるシグナリングデータを搬送せず、それゆえ、その特定の目的のためには復調される必要がないと仮定する。

30

【0105】

本アルゴリズムはプリアンブルシンボルが受信される度に実行される。

【0106】

本アルゴリズムは、図2には示されないDSPの受信機Recのプロセッサ200によって実行することができる。

【0107】

ステップS400において、プロセッサ200は、時間領域及び周波数領域において粗同期を実行する無線インターフェース205に、粗同期を実行するように指令する。粗同期は、第1の時間オフセット及び分数周波数オフセットの推定値を与える。

【0108】

その同期は、粗同期モジュール300によって実行されるのと同じようにして実行される。

40

【0109】

次のステップS401において、プロセッサ200は、受信プリアンブルから、粗同期ステップS400によって求められた分数周波数オフセットを除去するように、無線インターフェース205に指令する。

【0110】

次のステップS402において、プロセッサ200は、時間領域における位置が第1の時間オフセットによって特定され、分数周波数オフセットが除去されたプリアンブルのOFDM復調を実行するように、無線インターフェース205に指令する。OFDM復調は

50

、離散フーリエ変換 (D F T) (たとえば F F T アルゴリズムを用いて実装されたもの) によって、 O F D M 復調モジュール 3 0 2 によって実行されるのと同じようにして実行される。

【 0 1 1 1 】

次のステップ S 4 0 3 において、プロセッサ 2 0 0 は、変調除去モジュール 3 0 3 によって実行されるのと同じようにして、復調されたシンボルを 2 乗することによって B P S K 変調を打ち消すように無線インターフェース 2 0 5 に指令する。

【 0 1 1 2 】

次のステップ S 4 0 4 において、プロセッサ 2 0 0 は、 I D F T モジュール 3 0 4 によって実行されるのと同じようにして、複素指数関数の N - I D F T 又は P - I D F T を行うように無線インターフェース 2 0 5 に指令する。

10

【 0 1 1 3 】

次のステップ S 4 0 5 において、プロセッサ 2 0 0 は、ピーク検出モジュール 3 0 5 によって実行されるのと同じようにして、 I D F T の出力において時間オフセット を表す第 1 のピークを検出するように、無線インターフェース 2 0 5 に指令する。 I D F T の出力におけるこのピークは、時間的に分散されたチャネルについての第 1 の有意なピーク又は最も高いピークに対応する。

【 0 1 1 4 】

次のステップ S 4 0 6 において、プロセッサ 2 0 0 は、循環シフトモジュール 3 0 6 によって実行されるのと同じようにして、プリアンプル上の時間オフセット を補償するために、ステップ S 4 0 4 によって実行された I D F T の出力において循環シフトを実行するように、無線インターフェース 2 0 5 に指令する。

20

【 0 1 1 5 】

次のステップ 4 0 7 において、プロセッサ 2 0 0 は、乗算モジュール 3 0 7 によって実行されるのと同じようにして、ステップ S 4 0 6 の循環シフトの出力を C D S マスクの I D F T と乗算するように無線インターフェース 2 0 5 に指令する。

【 0 1 1 6 】

次のステップ S 4 0 8 において、プロセッサ 2 0 0 は、乗算ステップ S 4 0 7 の出力に対し D F T を実行するように無線インターフェース 2 0 5 に指令する。 I D F T 乗算ステップ及び D F T 計算ステップは、以下のように表すことができる相互相関を実行する。

30

【 数 1 7 】

$$DFT \left(IDFT(x) \times IDFT(y^*) \right) = \sum_{l=0}^{N-1} x_n \cdot (y_N)_{n+l}$$

ただし、以下の式が成り立つ。

【 数 1 8 】

$$(y_N)_n = \sum_P y_{b-pN}$$

40

【 0 1 1 7 】

相互相関は周波数領域において達成され、第 1 の項 x_n は、時間オフセットに起因する位相ランプが循環シフトステップ S 4 0 6 によって除去された系列 z_n であり、第 2 の項 y_n は C D S マスクである。 C D S マスクの I D F T は、有利には、予め計算し、メモリ 2 0 3 に記憶することができる。本発明は、 I D F T が I D F T ステップ S 4 0 4 によって既に実行されていることを有利に利用する。その際、循環シフトされた系列 z_n に対して I D F T を計算する必要はない。

【 0 1 1 8 】

この I D F T は、時間オフセット を推定するのに用いられた I D F T ステップ S 4 0 4 の出力に対し、循環シフトステップ S 4 0 6 によって単に遅延シフトを適用することに

50

よって得ることができる。これは計算効率の良いアルゴリズムをもたらし、DFTステップS408によって実行される最後のDFTしか計算する必要がない。

【0119】

次のステップS409において、プロセッサ200は、ピーク検出モジュール309によって実行されるのと同じようにして、ピーク検出アルゴリズムによって整数周波数キャリアオフセットを取り出すように無線インターフェース205に指令する。

【0120】

本発明の特定の実現モードによれば、本アルゴリズムは更なるステップS410及びS411を含む。

【0121】

ステップS410において、プロセッサ200は、連続したプリアンブルシンボルについて、整数周波数キャリアオフセット、時間オフセット及び分数周波数キャリアオフセットをRAMメモリ203に記憶する。

【0122】

次のステップS411において、プロセッサ200は、記憶された測定値に基づいて、補正済み整数周波数キャリアオフセット、補正済み時間オフセット及び補正済み分数周波数キャリアオフセットを得るために、記憶された整数周波数キャリアオフセット、時間オフセット及び分数周波数キャリアオフセットの少なくとも一部をフィルタリングする。

【0123】

補正済み整数周波数キャリアオフセット、補正済み時間オフセット及び補正済み分数周波数キャリアオフセットは、少なくとも1つの測定値と、所与の数の過去の測定値の重み付けされたバージョンとに基づいており、所与の数は、例えば、チャンネル変動による。

【0124】

図5は、復調される必要があるデータを搬送するOFDMプリアンブルシンボルを同期させ、復調するための受信機の無線インターフェースの構成要素のブロック図を開示する。

【0125】

OFDMシンボルは、後続のシンボルを復調するために受信機をパラメータ化する(parameterize)ために重要な(それゆえ、復調される必要がある)データを搬送する。例えば、OFDMシンボル、又はOFDMのようなシンボルは、2011年10月に発行された標準規格ETSI EN 302 755 v1.3.1「Digital Video Broadcasting (DVB); Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2)」に適合する。

【0126】

DVB-T2信号は基本的には、250msの最大持続時間を有するフレームにおいて送信される。各T2フレームは1つのP1プリアンブルシンボルと、それに続く1つ又は複数のP2プリアンブルシンボルと、それに続く構成可能な数のデータシンボルとを含む。

【0127】

プリアンブルシンボルP1は4つの主な目的を有する。すなわち、T2信号の迅速な認識及び識別、プリアンブルの残りの部分を復号するために必要とされる情報のシグナリング、並びに周波数及び時間的同期である。

【0128】

プリアンブルシンボルP1は1024ポイントOFDMシンボルであり、2つの半分の「ガード区間的(guard interval-like)」部分が追加されている。8MHzシステムでは、シンボル全体は224µs継続し、シンボルのうちの有効シンボル「A」の持続時間に加えて、542サンプルの「C」及び482サンプルの「B」と表される2つの変更されたガード区間的部分を含む。

【0129】

1024ポイントOFDMシンボルの853個の有効サブキャリアのうち、384個の

10

20

30

40

50

みが使用され、残りは 0 に設定されたままである。使用されるサブキャリアは、公称の 7 . 6 1 M H z 信号帯域幅の中央からの概ね 6 . 8 3 M H z 帯域を占有する。

【 0 1 3 0 】

アクティブサブキャリアは以下のように分配される。1 0 2 4 ポイント O F D M シンボルの 8 5 3 個のキャリアのうち、中央からの 7 6 6 個のサブキャリアが検討される。これらの 7 6 6 個のキャリアから、3 8 4 サブキャリアのみが基準シンボルを搬送する。他のサブキャリアは 0 に設定される。アクティブサブキャリアの位置、すなわち、キャリア分配系列(carrier distribution sequence) (C D S) は、3 つの相補的な系列の連結に従って定義される。

【 0 1 3 1 】

アクティブサブキャリアは、ある変調パターンを用いて差動 2 相位相シフトキーイング変調される。変調パターンは 2 つのシグナリングフィールド S 1 及び S 2 を符号化する。各シグナリングフィールドではそれぞれ、最大で 8 個までの値及び 1 6 個までの値をシグナリングすることができる。

【 0 1 3 2 】

フィールド S 1 を符号化するためのパターンは、長さ 8 の 8 個の相補的な系列からなる 8 個の直交集合に基づいており、すなわち、各 S 1 系列 C S S _{S 1} の全長は 6 4 であり、一方、フィールド S 2 を符号化するための系列は、長さ 1 6 の 1 6 個の相補的な系列からなる 1 6 個の直交集合に基づいており、すなわち、各 S 2 系列 C S S _{S 2} の全長は 2 5 6 である。変調系列は、2 つの C S S _{S 1} 及び C S S _{S 2} パターンを連結することによって得られる。C S S _{S 1} 系列は C S S _{S 2} 系列の両側に付けられる。その後、3 8 4 サンプル長の系列は D B P S K を用いて変調され、スクランブルされる。結果として生成されるサンプルは、C D S に従って、1 0 2 4 個の利用可能なサブキャリア位置のアクティブ位置にマッピングされる。最終的には、それらのサンプルが O F D M 変調されて、時間領域において P 1 シンボルの有効部分 A が生成される。

【 0 1 3 3 】

プリアンブルシンボル P 1 のロバスト性を改善するために、プリアンブルシンボルの有効部分の両側に 2 つのガード区間が定義される。通常の O F D M シンボルのような巡回による連続の代わりに、シンボルの周波数シフトバージョンが用いられる。したがって、プリアンブルシンボルの最初のガード区間を P _{1 C} で表し、プリアンブルシンボルの主要部分を P _{1 A} で表し、プリアンブルシンボルの最後のガード区間を P _{1 B} で表すとき、P _{1 C} は、P _{1 A} の先頭の 5 4 2 サンプルの周波数シフトバージョンを搬送し、一方、P _{1 B} は P _{1 A} の末尾のサンプルの周波数シフトバージョンを搬送する。P _{1 C} 及び P _{1 B} に適用される周波数シフト f _{S H} は、1 サブキャリア間隔 (1 / 1 0 2 4 T) に等しい。P 1 信号の有効部分 A の時間領域ベースバンド波形を p _{1 A} (t) で表すとき、プリアンブルシンボル P 1 波形は以下のように生成される。

【 数 1 9 】

$$p_1(t) = \begin{cases} p_{1A}(t)e^{2j\pi\frac{t}{f_{SH}}} & 0 \leq t \leq 542T \\ p_{1A}(t-542T) & 542T \leq t \leq 1566T \\ p_{1A}(t-1024T)e^{2j\pi\frac{t}{f_{SH}}} & 1566T \leq t \leq 2048T \\ 0 & \text{それ以外} \end{cases}$$

【 0 1 3 4 】

プリアンブルシンボル P 1 は S 1 及び S 2 シグナリングフィールドを搬送するので、復調されなければならない。符号化された情報は、非コヒーレントに復調できるように、ロバストな D B P S K 変調に従って変調される。潜在的な同期時間オフセットに起因する位

10

20

30

40

50

相ランプは、周波数領域において対応する位相ランプが D B P S K シンボルの復調を不可能にしている場合があるので、重大である。

【 0 1 3 5 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は粗同期モジュール 5 0 0 を含む。

【 0 1 3 6 】

粗同期モジュール 5 0 0 は、例えば、受信信号と、2つの固定遅延 5 4 2 T 及び 1 5 6 6 T (周波数シフト $f_{S H}$ を事前に補償されたもの) を用いて自己相関をとる。5 4 2 T の遅延との自己相関窓が部分 A の先頭にかかるとき、自己相関はピークを生成し、1 5 6 6 T の遅延との自己相関窓が部分 A の先頭にかかるとき、自己相関はピークを生成する。

【 0 1 3 7 】

いずれのピークも、粗い時間的同期及び分数キャリアオフセットの推定を可能にする。

【 0 1 3 8 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は分数周波数オフセット除去 5 0 1 を含み、分数周波数オフセット除去 5 0 1 は、受信プリアンプルシンボルから、粗同期モジュール 5 0 1 によって求められた分数周波数オフセットを除去し、受信信号から、分数キャリアオフセットが除去された部分 A、B 及び C を抽出する。

【 0 1 3 9 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は O F D M 復調モジュール 5 0 2 を含み、O F D M 復調モジュール 5 0 2 は、分数周波数オフセットが除去された部分 A の O F D M 復調を実行する。O F D M 復調は、離散フーリエ変換 (D F T) によって実行される。復調されたシンボルは、不適切な時間的同期から生じる指数関数変調の影響を受ける。

【 0 1 4 0 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は変調除去モジュール 5 0 3 を含み、変調除去モジュール 5 0 3 は、周波数 $2 / T$ を有する複素指数関数を得るために、変調除去モジュール 3 0 3 によって実行されるのと同じようにして、復調されたシンボルを 2 乗することによって B P S K 変調を打ち消す。

【 0 1 4 1 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は逆離散フーリエ変換 (I D F T) モジュール 5 0 4 を含み、逆離散フーリエ変換 (I D F T) モジュール 5 0 4 は複素指数関数の $N - I D F T$ を行う。

【 0 1 4 2 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 はピーク検出モジュール 5 0 5 を含み、ピーク検出モジュール 5 0 5 は、I D F T モジュールの出力に対し、時間的に分散されたチャネルについての第 1 の有意なピーク又は最も高いピークに対応する時間オフセットを推定する。

【 0 1 4 3 】

指数関数変調は、時間オフセットの検出に影響しない未知の位相オフセットによって重み付けられることに言及することができる。より一般的には、その観測結果は、発信元 S r c t の局部発振器と受信機 R e c の局部発振器との間の不整合から生じる別の未知の位相オフセットからも影響を受けることになる。

【 0 1 4 4 】

例えば、 $N - I D F T$ の最大値を用いて、図 3 のピーク検出モジュール 3 0 5 について既に開示されている整数遅延 k を推定する。

【 0 1 4 5 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は循環シフトモジュール 5 0 6 を含み、循環シフトモジュール 5 0 6 は、プリアンプル上の時間オフセットを除去するために、I D F T モジュール 5 0 4 の出力に対し、整数遅延 k に対応する循環シフトを実行する。

【 0 1 4 6 】

ここで、この段階において、時間オフセット及び分数キャリアオフセットの両方が推定され、除去されることに留意されたい。

10

20

30

40

50

【 0 1 4 7 】

時間オフセットに起因する変調項が上記の系列 z_n から除去されるので、結果として生じる系列は、復調されたサブキャリアの位置において 1 に等しく、他の場所ではヌルに等しい信号であり、共通の位相成分及び相加性雑音が全てのサブキャリア位置に影響する。位相成分及び雑音成分を無視すると、この信号は整数キャリアオフセットだけシフトされた変調されたサブキャリアの位置を表す「マスク」に相当する。ここで、この信号は、プリアンプの CDS マスクとして記述される。CDS マスクは、0 以外のサブキャリアのインデックスにおいて 1 に等しく、0 のサブキャリアのインデックスにおいてヌル値に等しいバイナリ値を含むアレイである。

【 0 1 4 8 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は I D F T 乗算モジュール 5 0 7 を含み、I D F T 乗算モジュール 5 0 7 は、循環シフトモジュールの出力を、I D F T C D S マスクモジュール 5 1 0 によって与えられる C D S マスクの I D F T と乗算する。

【 0 1 4 9 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は D F T 計算モジュール 5 0 8 を含む。I D F T 乗算モジュール 5 0 7 及び D F T 計算モジュール 5 0 8 は、以下のように表すことができる相互相関を実行する。

【 数 2 0 】

$$DFT\left(IDFT(x) \times IDFT(y^*)\right) = \sum_{l=0}^{N-1} x_n \cdot (y_N)_{n+l}$$

ただし、以下の式が成り立つ。

【 数 2 1 】

$$(y_N)_n = \sum_p y_{b-pN}$$

【 0 1 5 0 】

相互相関は周波数領域において達成され、第 1 の項 x_n は、時間オフセットに起因する位相ランプが循環シフトモジュール 5 0 6 によって除去された系列 z_n であり、第 2 の項 y_n は C D S マスクである。C D S マスクの I D F T は、有利には、予め計算し、メモリ 2 0 3 に記憶することができる。本発明は、I D F T が I D F T モジュール 5 0 4 によって既に実行されていることを有利に利用する。その際、循環シフトされた系列 z_n に対して I D F T を計算する必要はない。

【 0 1 5 1 】

この I D F T は、時間オフセットを推定するのに用いられた I D F T モジュール 5 0 4 の出力に対し、循環シフトモジュール 5 0 6 によって単に遅延シフトを適用することによって得ることができる。これは計算効率の良いアルゴリズムをもたらし、D F T モジュール 5 0 8 によって実行される最後の D F T し計算する必要がない。

【 0 1 5 2 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 はピーク検出モジュール 5 0 9 を含み、ピーク検出モジュール 5 0 9 は、最も高いピークを検出するアルゴリズムによって、整数周波数キャリアオフセットを取り出す。

【 0 1 5 3 】

ここで、遅延及び整数キャリア周波数オフセットの両方を推定するために必要とされる D F T 演算及びピーク検出演算は、同じハードウェア及び / 又はソフトウェア手段を用いて実行できることに留意することができる。

【 0 1 5 4 】

受信機 R e c の無線インターフェース 2 0 5 は時間オフセット及び整数キャリア周波数オフセット除去モジュール 5 1 1 を含み、時間オフセット及び整数キャリア周波数オ

10

20

30

40

50

フセット除去モジュール511は、OFDM復調モジュール502の出力から、ピーク検出モジュール505によって求められた時間オフセットと、ピーク検出モジュール505によって求められた整数キャリア周波数オフセットとを除去する。

【0155】

受信機Recの無線インターフェース205は復調モジュール512を含み、復調モジュール512は、S1及びS2シグナリングフィールドの内容を復号するために、時間オフセット及び整数キャリア周波数オフセット除去モジュール511の出力を復調する。

【0156】

図6は、復調される必要があるデータを搬送するOFDMプリアンブルシンボルを同期させ、復調するために受信機によって実行されるアルゴリズムの一例を開示する。

10

【0157】

OFDMシンボルは、後続のシンボルを復調するために受信機をパラメータ化するために重要な(それゆえ、復調される必要がある)データを搬送する。

【0158】

本アルゴリズムは、プリアンブルシンボルが受信される度に実行される。

【0159】

ステップS600において、プロセッサ200は、時間領域において粗同期を実行する無線インターフェース205に、粗同期を実行するように指令する。粗同期は、分数周波数オフセットを更に与える。

【0160】

その同期は、粗同期モジュール500によって実行されるのと同じようにして実行される。

20

【0161】

次のステップS601において、プロセッサ200は、受信プリアンブルシンボルから、粗同期ステップS600によって求められた分数周波数オフセットを除去するように、無線インターフェース205に指令する。

【0162】

次のステップS602において、プロセッサ200は、推定された時間オフセットによって与えられた時間領域内の位置において分数周波数オフセットが除去されたプリアンブルシンボルのOFDM復調を実行するように、無線インターフェース205に指令する。OFDM復調は、例えば、FFTアルゴリズムを用いて実施される離散フーリエ変換(DFT)によって、OFDM復調モジュール502によって実行されるのと同じようにして実行される。

30

【0163】

次のステップS603において、プロセッサ200は、変調除去モジュール503によって実行されるのと同じようにして、復調されたシンボルを2乗することによってBPSK変調を打ち消すように無線インターフェース205に指令する。

【0164】

次のステップS604において、プロセッサ200は、IDFTモジュール504によって実行されるのと同じようにして、複素指数関数のN-IDFTを行うように無線インターフェース205に指令する。

40

【0165】

次のステップS605において、プロセッサ200は、ピーク検出モジュール505によって実行されるのと同じようにして、IDFTの出力において時間オフセットを表すピークを検出するように、無線インターフェース205に指令する。IDFTの出力におけるピークは、時間的に分散されたチャネルについての第1の有意なピーク又は最も高いピークに対応する。

【0166】

次のステップS606において、プロセッサ200は、循環シフトモジュール506によって実行されるのと同じようにして、プリアンブル上の時間オフセットを除去するた

50

めに、ステップ S 6 0 4 によって実行された I D F T の出力に対し循環シフトを実行するように、無線インターフェース 2 0 5 に指令する。

【 0 1 6 7 】

次のステップ S 6 0 7 において、プロセッサ 2 0 0 は、乗算モジュール 3 0 7 によって実行されるのと同じようにして、ステップ S 6 0 6 の循環シフトの出力を C D S マスクの I D F T と乗算するように無線インターフェース 2 0 5 に指令する。

【 0 1 6 8 】

次のステップ S 6 0 8 において、プロセッサ 2 0 0 は、乗算ステップ S 6 0 7 の出力に対し D F T を実行するように無線インターフェース 2 0 5 に指令する。I D F T 乗算ステップ及び D F T 計算ステップは、以下のように表すことができる相互相関を実行する。

【 数 2 2 】

$$DFT\left(IDFT(x) \times IDFT(y^*)\right) = \sum_{l=0}^{N-1} x_n \cdot (y_N)_{n+l}$$

ただし、以下の式が成り立つ。

【 数 2 3 】

$$(y_N)_n = \sum_p y_{b-pN}$$

【 0 1 6 9 】

相互相関は周波数領域において達成され、第 1 の項 x_n は、時間オフセットに起因する位相ランプが循環シフトステップ S 6 0 6 によって除去された系列 z_n であり、第 2 の項 y_n は C D S マスクである。C D S マスクの I D F T は、有利には、予め計算し、メモリ 2 0 3 に記憶することができる。本発明は、I D F T が I D F T ステップ S 6 0 4 によって既に行われていることを有利に利用する。その際、循環シフトされた系列 z_n に対して I D F T を計算する必要はない。

【 0 1 7 0 】

この I D F T は、時間オフセット を推定するのに用いられた I D F T ステップ S 6 0 4 の出力に対し、循環シフトステップ S 6 0 6 によって単に遅延シフトを適用することによって得ることができる。これは計算効率の良いアルゴリズムをもたらし、D F T ステップ S 6 0 8 によって実行される最後の D F T しか計算する必要がない。

【 0 1 7 1 】

次のステップ S 6 0 9 において、プロセッサ 2 0 0 は、ピーク検出モジュール 3 0 9 によって実行されるのと同じようにして、ピーク検出アルゴリズムによって整数周波数キャリアオフセットを取り出すように無線インターフェース 2 0 5 に指令する。

【 0 1 7 2 】

その後、プロセッサ 2 0 0 はステップ S 6 1 2 に進むか、又は、本発明の特定の實現モードによれば、ステップ S 6 1 0 に進む。

【 0 1 7 3 】

ステップ S 6 1 0 において、プロセッサ 2 0 0 は、整数周波数キャリアオフセット、時間オフセット及び分数周波数キャリアオフセットを R A M メモリ 2 0 3 に記憶する。

【 0 1 7 4 】

次のステップ S 6 1 1 において、プロセッサ 2 0 0 は、記憶された測定値に基づいて、補正済み整数周波数キャリアオフセット、補正済み時間オフセット及び補正済み分数周波数キャリアオフセットを得るために、記憶された整数周波数キャリアオフセット、時間オフセット及び分数周波数キャリアオフセットの少なくとも一部をフィルタリングする。

【 0 1 7 5 】

補正済み整数周波数キャリアオフセット、補正済み時間オフセット及び補正済み分数周波数キャリアオフセットは、少なくとも 1 つの測定値と、所与の数の過去の測定値の重み

10

20

30

40

50

付けされたバージョンとに基づいており、この所与の数は、例えば、チャンネル変動に依存する。

【0176】

次のステップS612において、プロセッサ200は、OFDM復調モジュール502の出力から、ピーク検出モジュール505によって求められた時間オフセットと、ピーク検出モジュール505によって求められた整数キャリア周波数オフセットとを除去するように、無線インターフェース205に指令する。

【0177】

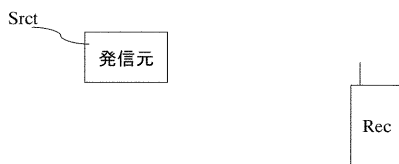
次のステップS613において、プロセッサ200は、S1及びS2シグナリングフィールドの内容を復号するために、時間オフセット及び整数キャリア周波数オフセット除去モジュール511の出力を復調するように、無線インターフェース205に指令する。

【0178】

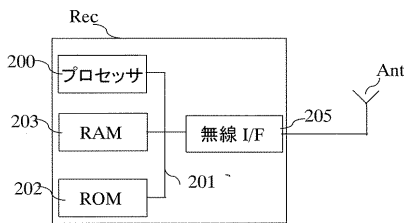
当然のことながら、本発明の範囲から逸脱することなく、上述した本発明の実施形態に対して多くの変更を行うことができる。

10

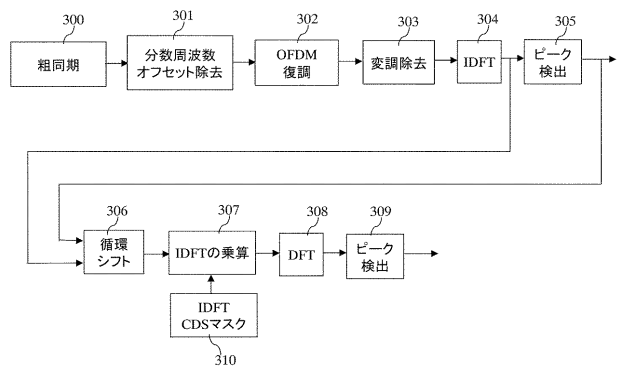
【図1】



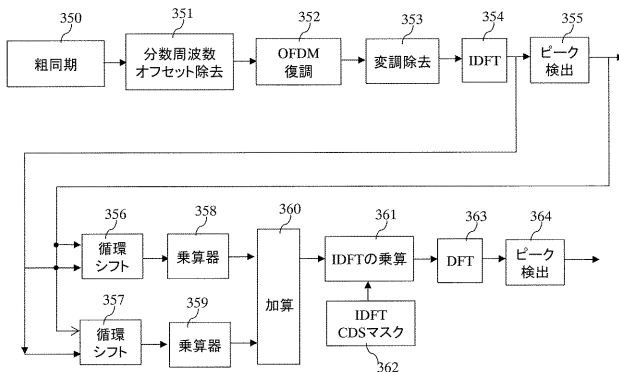
【図2】



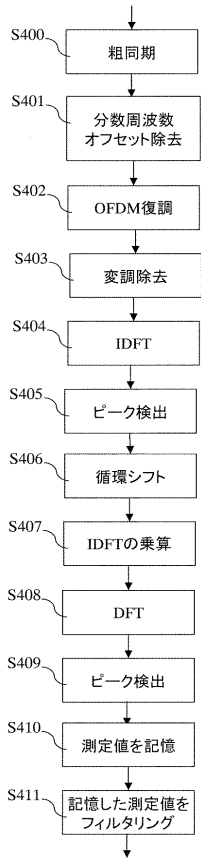
【図3a】



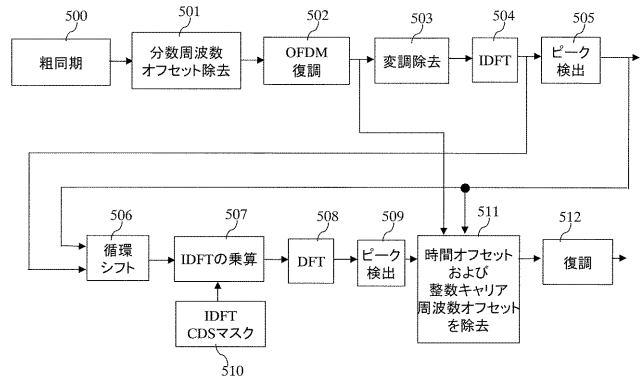
【図3b】



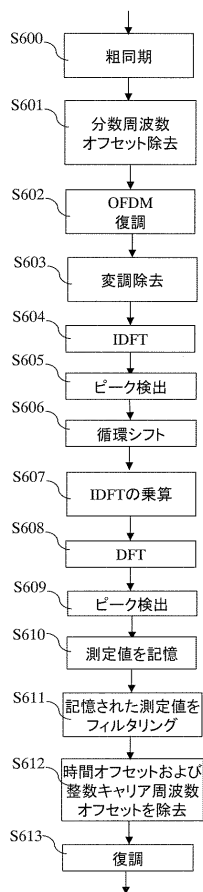
【 図 4 】



【 図 5 】



【 図 6 】



フロントページの続き

(74)代理人 100122437

弁理士 大宅 一宏

(74)代理人 100147566

弁理士 上田 俊一

(74)代理人 100161171

弁理士 吉田 潤一郎

(74)代理人 100161115

弁理士 飯野 智史

(74)代理人 100166235

弁理士 大井 一郎

(72)発明者 アルノー・ブティエ

フランス国、3 5 7 0 8 レンヌ・セデックス 7、セーエヌ 1 0 8 0 6、アレ・ドゥ・ポーリ

ュー 1、ケアオブ・ミツビシ・エレクトリック・アールアンドディー・センター・ヨーロッパ

Fターム(参考) 5K047 EE04 HH53 MM11 MM12

【 外国語明細書 】

Title of the Invention

Device and method for synchronizing a receiver and computer program

The present invention relates generally to a method and a device for synchronizing a receiver on received preamble symbol modulated by an orthogonal frequency division multiplexing scheme.

Digital modulations may suffer from severe degradations when transmitted over time dispersive propagation channels. The signal at the receiver is then built as the superposition of several delayed and scattered replica of the transmitted signal. If the channel delay spread exceeds the symbol period T of the transmitted signal, means to compensate for the inter-symbol interference (ISI) due to multipath propagation have to be implemented at the receiver. It is common nowadays to rely on the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) modulation that makes it possible to compensate for multipath effects with a reasonable complexity.

If the OFDM symbol duration T significantly exceeds the channel delay spread, the effect of the channel reduces to a simple fading that can be compensated for with a scalar complex coefficient. What makes the OFDM modulation so popular is that it combines a good robustness to channel degradation with a good spectral efficiency thanks to the use of orthogonal subcarriers, i.e. with a subcarrier spacing equal to the inverse of the symbol rate ($1/T$). When the channel is also varying in time, the Doppler spread prevents from making the subcarrier spacing arbitrarily small, thus making the symbol period significantly longer than the channel delay spread. To

overcome this limitation, it is common to add in front of the useful part of the OFDM symbol with duration T a guard interval which is meant to hide the ISI from the receiver. In such a case, the subcarrier spacing is kept to $1/T$ but the overall or total symbol duration is now $T_t = T + T_{GI}$, where T_{GI} is the duration of the guard interval, thus leading to a loss in spectral efficiency. The transmitted signal can be expressed as follows:

$$y(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{M-1} x_k^{(n)} \Pi_{[0, T_t]}(t - kT_t) e^{2j\pi \frac{n}{T}(t - kT_t - T_{GI})}$$

where N is the number of subcarriers, M the number of OFDM symbols in the block, $x_k^{(n)}$ the modulation symbol carried by the subcarrier with index n over the symbol period with index k and where $\Pi(t)$ is the rectangular window defined as:

$$\Pi_{[0, \Psi]}(t) = \begin{cases} 1 & \text{if } t \in [0, \Psi[\\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

If the OFDM modulation is both robust to channel degradations and implementation friendly thanks to OFDM modulation and demodulation by Fast Fourier Transform (FFT), it is also very sensitive to time and frequency synchronization errors. At first, it is critical to synchronize the sampling clock frequency so as to capture N samples per symbol period T and thus observe orthogonal subcarriers spaced $1/T$ Hz apart. Otherwise, the system suffers from ISI and Inter-Carrier Interference (ICI). Much in the same way, the receiver shall acquire the carrier frequency to avoid ICI and guarantee the subcarrier orthogonality. In the time domain, the receiver is also due to localize over each symbol overall period T_t the position of the useful part with duration T where there is no ISI, i.e. the optimal position of the Fast Fourier Transform (FFT) window. The receiver can actually compute the FFT on any window with duration T starting within the Guard Interval as long as there is no more ISI. The time interval between the optimal position, i.e. the useful part of the symbol, and the actual position of the FFT window is named hereinafter the time offset. The time offset introduces an exponential modulation term in the demodulated subcarriers (linear ramp in the phase domain).

The same applies in the frequency domain where the receiver is often able to estimate the carrier frequency offset modulo $1/T$ named hereinafter the fractional frequency offset, e.g. using the traditional sliding autocorrelation method with delay T . It is thus required to further detect the actual position of the modulated subcarriers within the OFDM multiplex named hereinafter the integer carrier frequency offset that

often contains null subcarriers on the band edges. The position of the modulated subcarriers over the FFT multiplex is defined according to an array containing the indices of the non-zero subcarriers and named hereinafter the Carrier Distribution Sequence (CDS).

The present invention aims at providing a method and a device which enable synchronizing on received preamble symbol modulated by an orthogonal frequency division multiplexing scheme which is robust to noise and Doppler effect and which consumes few hardware and/or software resource.

To that end, the present invention concerns a device for synchronizing a receiver on received preamble symbol modulated by an orthogonal frequency division multiplexing scheme, characterized in that the device comprises:

- means for executing a coarse synchronization which provides an estimate of a first time offset and fractional frequency offset,
- means for removing the fractional frequency offset from the preamble symbol,
- means for performing on the symbol period localized by the first estimate of the time offset, an orthogonal frequency division multiplexing demodulation on the preamble symbol on which the fractional frequency offset is removed,
- means for removing from the subcarriers of the demodulated preamble symbol the effect of a phase shift keying modulation,
- means for performing an inverse discrete Fourier transform on the demodulated preamble symbol on which effect of a modulation wherein at least the phase on subcarriers on which preamble symbol is mapped is modified according to the binary information value of the preamble sequence carried by the subcarrier,
- means for determining a second time offset from the output of the inverse discrete Fourier transform,
- means for compensating the effect of the time offset for next received orthogonal division multiplexing symbol using the second time offset.

The present invention also concerns a method for synchronizing a receiver on received preamble symbol modulated by an orthogonal frequency division multiplexing scheme, characterized in that the method comprises the steps of:

- executing a coarse synchronization which provides an estimate of a first time offset and fractional frequency offset,
- removing the fractional frequency offset from the preamble symbol,

- performing, using the first estimate of the time offset, an orthogonal frequency division multiplexing demodulation on the preamble symbol on which the fractional frequency offset is removed,

- removing from the subcarriers of the demodulated preamble symbol the effect of a phase shift keying modulation,

- performing an inverse discrete Fourier transform on the demodulated preamble symbol on which effect of a modulation wherein at least the phase on subcarriers on which preamble symbol is mapped is modified according to the binary information value of the preamble sequence carried by the subcarrier,

- determining a second time offset from the output of the inverse discrete Fourier transform,

- compensating the effect of the time offset for next received orthogonal division multiplexing symbol using the second time offset.

Thus, the present invention enables refining the time synchronisation of the receiver leading to the improvement of the overall demodulation performance with a low complexity.

According to a particular feature, the effect of the time offset is compensated in the time domain by time shifting the input of the orthogonal frequency division multiplexing demodulation for next received orthogonal division multiplexing symbol using the second time offset or by multiplying the output of the orthogonal frequency division multiplexing demodulation with the conjugate of a complex exponential term due to the second time offset in the frequency domain.

According to a particular feature, the device further comprises:

- means for multiplying an inverse discrete Fourier transform of an array containing binary values equal to one at the indices of the non-zero subcarriers on which the preamble symbol is mapped by the time shifted output of the inverse discrete Fourier transform,

- means for performing a discrete Fourier transform on the output of the multiplying means,

- means for determining an integer carrier frequency offset from the output of the inverse discrete Fourier transform,

- means for compensating the effect of the carrier frequency offset for next received orthogonal division multiplexing symbol using the determined integer carrier frequency offset.

Thus, the present invention allows an estimation of the integer frequency offset that can be used to drive an automatic frequency control algorithm and/or enables to identify accurately the positions of the subcarriers carrying information bits leading to an improved demodulation.

As only a second discrete Fourier transform needs to be computed, the demodulation may be implemented with low complexity. This feature makes the present invention particularly suitable for the single carrier – frequency division multiplexing access (SC-FDMA) technique also known as the DFT-spread orthogonal frequency multiplexing (DFT-spread OFDM) modulation or also the single carrier – orthogonal frequency division multiplexing (SC-OFDM) modulation that implies a DFT precoding in addition to an inverse discrete Fourier transform modulation IDFT.

According to a particular feature, the device further comprises:

- means for modifying the output of the orthogonal frequency division multiplexing demodulation by correcting the effect of the second time offset and the integer carrier frequency offset,
- means for demodulating the output of the modified orthogonal frequency division multiplexing demodulation.

Thus, the proposed invention appears as a relevant solution for the situations where the preamble symbol itself carries information that needs to be demodulated where no *a priori* information on the channel is available to perform the demodulation by equalization on the preamble symbol.

According to a particular feature, the preamble symbol is compatible with 3GPP/LTE standard, or compatible with IEEE802.11 or IEEE802.16 standard.

Thus, the present invention can be applied to improve the synchronisation and overall demodulation performance of many different systems making it versatile and a good candidate for hardware implementation in ASIC.

According to a particular feature, the preamble symbol is compatible with Digital Video Broadcasting - Terrestrial standard or Digital Video Broadcasting-Second Generation Terrestrial standard or Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial standard.

Thus, the present invention provides a means to acquire with improved performance and low complexity the signalling bits carried out in the preamble symbols that are critical to parameterize the receiver so as to demodulate the following orthogonal frequency division multiplexing symbols.

According to a particular feature, the modulation wherein at least the phase on subcarriers on which preamble symbol is mapped is modified according to the binary information value of the preamble sequence carried by the subcarrier is a Binary Phase Shift keying (BPSK) modulation or a Quadrature Amplitude Modulation (QAM) including the Quaternary Phase Shift keying (QPSK) modulation.

Thus, the proposed solution does not restrict to preambles modulated according to the BPSK modulation but can also be applied to preambles modulated with a quadrature modulation, typically the QPSK but also QAM schemes even if they are not robust enough to carry signalling.

According to a particular feature, the device further:

- memorizes plural determined integer frequency carrier offsets, time offsets and fractional frequency carriers on consecutive preamble symbols.

- filters at least a part of the memorized integer frequency carrier offsets, second time offsets and fractional frequency carrier offsets in order to obtain a corrected integer frequency carrier offset, a corrected time offset and a corrected fractional frequency carrier offset based stored measurements.

Thus, the performance of the present invention can be further improved by removing noise degradation through filtering.

According to still another aspect, the present invention concerns computer programs which can be directly loadable into a programmable device, comprising instructions or portions of code for implementing the steps of the methods according to the invention, when said computer programs are executed on a programmable device.

Since the features and advantages relating to the computer programs are the same as those set out above related to the methods and apparatuses according to the invention, they will not be repeated here.

The characteristics of the invention will emerge more clearly from a reading of the following description of an example of embodiment, the said description being produced with reference to the accompanying drawings, among which:

Fig. 1 represents a telecommunication network in which the present invention is implemented;

Fig. 2 is a diagram representing the architecture of a receiver;

Fig. 3a discloses a block diagram of components of a wireless interface of the receiver for synchronizing a OFDM preamble symbols according to the present invention;

Fig. 3b discloses a block diagram of components of a wireless interface of the receiver for synchronizing the OFDM preamble symbols according to a particular mode of realization of the present invention;

Fig. 4 discloses an example of an algorithm executed by the receiver for synchronizing on OFDM preamble symbols;

Fig. 5 discloses a block diagram of components of a wireless interface of the receiver for synchronizing and demodulating OFDM preamble symbols which carry data that need to be demodulated;

Fig. 6 discloses an example of an algorithm executed by the receiver for synchronizing and demodulating preamble symbols which carry data that need to be demodulated.

Fig. 1 represents a telecommunication network in which the present invention is implemented.

The present invention is applicable in any telecommunication network wherein OFDM modulation scheme is used.

The telecommunication network is for example a telecommunication network in which at least one source Srct transfers or broadcasts signals within an area in which at least one receiver Rec is located.

The source Srct is for example a terrestrial station or a satellite which broadcast signals complying with DVB (Digital Video Broadcast) standards.

The telecommunication network is for example a cellular telecommunication network complying with the 3GPP/LTE standards, in which a base station transfers signals to a mobile terminal or broadcasts signals to at least two mobile terminals.

The receiver Rec may be a mobile terminal to which data like video signals are broadcasted or a mobile terminal which is in communication with a remote telecommunication device like a mobile phone or with a server or a base station or a home base station which receives signals from the mobile terminal.

Only one source Srct is shown in the Fig. 1 for the sake of simplicity, but the network may comprise a more important number of sources Srct.

Only one receiver Rec is shown in the Fig. 1 for the sake of simplicity, but signals may be transferred or broadcasted to a more important number of receivers Rec.

The signals received by the receiver Rec are OFDM symbols for example compatible with Third Generation Partnership Long Term Evolution (3GPP/LTE) standard, or compatible with IEEE802.11 or IEEE802.16 standard or compatible with digital broadcasting standards like Digital Video Broadcasting- Terrestrial (DVB-T), Digital Video Broadcasting- Second Generation Terrestrial (DVB-T2), or Integrated Services Digital Broadcasting- Terrestrial (ISDB-T).

According to the invention, the receiver Rec comprises:

- a device for synchronizing a receiver on received preamble symbol modulated by an orthogonal frequency division multiplexing scheme, wherein the device for synchronizing the receiver comprises:

- means for executing a coarse synchronization which provides an estimate of a first time offset and fractional frequency offset,

- means for removing the fractional frequency offset from the preamble symbol,

- means for performing, using the first estimate of the time offset, an orthogonal frequency division multiplexing demodulation on the preamble symbol on which the fractional frequency offset is removed,

- means for removing from the subcarriers of the demodulated preamble symbol effect of a phase shift keying modulation,

- means for performing an inverse discrete Fourier transform on the demodulated preamble symbol on which effect of a modulation wherein at least the phase on subcarriers on which preamble symbol is mapped is modified according to the binary information value of the preamble sequence carried by the subcarrier,

- means for determining a second time offset from the output of the inverse discrete Fourier transform,

- means for compensating the effect of the time offset for next received orthogonal division multiplexing symbol using the second time offset.

According to a particular feature, the device for synchronizing the receiver on received preamble symbol further comprises:

- means for multiplying an inverse discrete Fourier transform of an array containing binary values equal to one at the indices of the non-zero subcarriers on

which the preamble symbol is mapped by the time-shifted output of the inverse discrete Fourier transform,

- means for performing a discrete Fourier transform on the output of the multiplying means,

- means for determining an integer carrier frequency offset from the output of the inverse discrete Fourier transform.

- means for compensating the effect of the carrier frequency offset for next received orthogonal division multiplexing symbol using the determined integer carrier frequency offset. It has to be noted here that the present invention will be disclosed in examples wherein OFDM symbols have at least one guard interval. The present invention is also applicable on OFDM symbols having no guard interval.

Fig. 2 is a diagram representing the architecture of a receiver in which the present invention is implemented.

The receiver Rec has, for example, an architecture based on components connected together by a bus 201 and a processor 200 controlled by the program as disclosed in Fig. 4 or 6.

It has to be noted here that the receiver Rec may have an architecture based on dedicated integrated circuits.

The bus 201 links the processor 200 to a read only memory ROM 202, a random access memory RAM 203 and a wireless interface 205.

The memory 203 contains registers intended to receive variables and the instructions of the program related to the algorithm as disclosed in Fig. 4 or 6.

The processor 200 controls the operation of the wireless interface 205.

The read only memory 202 contains instructions of the program related to the algorithm as disclosed in Fig. 4 or 6, which are transferred, when the receiver Rec is activated, to the random access memory 203.

The wireless interface 205 comprises means for receiving radio signals transferred or broadcasted by the source Srct.

The wireless interface 205 is connected to at least one antenna Ant used for receiving radio signals transferred or broadcasted by the source Srct.

The wireless interface 205 comprises components as disclosed in Fig. 3a or 3b or 5.

Fig. 3a discloses a block diagram of components of the wireless interface of the receiver for synchronizing OFDM preamble symbols according to the present invention.

It is assumed here that the OFDM preamble symbol does not carry signalling data that are required to demodulate the following symbols and then do not need to be demodulated in that particular purpose. The wireless interface 205 may be implemented within a Digital Signal Processor (DSP), a Field-Programmable Gate Array (FPGA), an Application-Specific Integrated circuit (ASIC). The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a coarse synchronization module 300 which performs a coarse synchronization in the time and frequency domains. The coarse synchronization module 300 provides an estimate of a time offset, named first time offset and a fractional frequency offset.

Synchronization is generally achieved using dedicated OFDM symbols called reference or pilot symbols known at the receiver Rec. These symbols are sometimes called preamble symbols as they are generally transmitted at the beginning of the physical entity that carries the information on the radio channel. The physical entity is sometime named a frame, or a sub-frame, or a slot. The preamble is often built as the repetition of at least one reference symbol that uniquely identifies the transmitted signal and allows for a fast and robust localization of the preamble by means of autocorrelation(s). For example, the preamble is built as the repetition of twice the same pattern with duration $T_A=T/2$.

The coarse synchronization module 300 performs a sliding autocorrelation. When the autocorrelation window falls on the preamble, then the autocorrelation produces a peak that can be detected above the noise generated elsewhere.

It has to be noted here that the autocorrelation may be performed on the preamble symbols or on any repetition involving at least a part of a guard interval like for example a cyclic prefix and the following useful part of the preamble symbol.

A useful part of a symbol is the part on which the FFT window should ideally be applied. The useful part of the symbol carries all relevant information of the symbol.

The autocorrelation function enables a coarse time synchronization which provides a first time offset and further provides an estimate of the fractional part of the frequency carrier offset with respect to the autocorrelation delay.

For example, let's assume the transmission of a preamble built in two equal parts as described above. The received signal is given by:

$$x(t) = \bar{x}(t)e^{2j\pi\Delta f t + j\phi_0}$$

where $\bar{x}(t)$ is the transmitted signal, Δf the carrier frequency offset and ϕ_0 a phase offset. When positioned onto the preamble, the autocorrelation given to the pattern duration T_A is given by:

$$\Gamma_x(\tau)\Big|_{\tau=T_A} = \int_0^{T_A} x(t)x^*(t-T_A)dt \\ e^{-2j\pi\Delta f T_A} \int_0^{T_A} |p(t)|^2 dt$$

The frequency offset is estimated by looking at the argument of the autocorrelation peak that indicates the position of the preamble in the received signal.

The carrier frequency offset with respect to the preamble duration can be expressed as an integer and fractional parts:

$$\Delta f = m \frac{1}{T_A} + \varepsilon \frac{1}{T_A}, \text{ where } m \in \mathbb{Z} \text{ and } \varepsilon \in [-0.5, +0.5[$$

Then, we have:

$$e^{2j\pi\Delta f T_A} = e^{2j\pi(m+\varepsilon)} = e^{2j\pi\varepsilon}$$

It has to be noted here that the autocorrelation enables the estimation of the fractional frequency offset but not the integer offset that must be estimated differently.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a fractional frequency offset removal 301 which removes from the received preamble symbol the fractional frequency offset determined by the coarse synchronization module 300.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises an OFDM demodulation module 302 which performs an OFDM demodulation of the preamble symbol on which fractional frequency offset is removed. The OFDM demodulation is performed by means of a Discrete Fourier Transform (DFT) usually implemented using a FFT algorithm. The demodulated preamble symbol is affected by an exponential modulation resulting from the improper time synchronization. To simplify the derivations, no channel degradations are assumed. After DFT, if no channel degradations occur, the demodulated preamble symbol can be expressed as:

$$y_n = a_n e^{-2j\pi n \frac{\tau}{T}}, n = 0, \dots, N-1$$

where a_n is the symbol carried out by the subcarrier with rank n , either taken from a Binary Phase Shift keying (BPSK) alphabet or equal to zero for the non modulated subcarriers. For example, BPSK symbols defined as:

$$a_n = \pm 1 \times e^{j\alpha}$$

where α is an arbitrary a phase offset.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a modulation removal module 303 which cancels out the BPSK modulation by multiplying the demodulated symbol by itself:

$$z_n = y_n \times y_n = y_n^2, \quad n = 0, \dots, N-1$$

Thus we have:

$$\begin{aligned} z_n &= a_n e^{+2j\pi n \frac{\tau}{T}} \times a_n e^{-2j\pi n \frac{\tau}{T}} \\ &= \pm 1 \times \pm 1 \times e^{2j\alpha} \times e^{-2j\pi n \frac{\tau}{T}} \\ &= e^{2j\alpha} \times e^{-2j\pi n \frac{\tau}{T}} = e^{2j\alpha} \times e^{-2j\pi \frac{n}{N} 2 \frac{\tau}{T_s}} \end{aligned}$$

where $T_s = T/N$ is the sampling frequency. As shown by the above formula, the BPSK modulation has been withdrawn and it remains a complex exponential with frequency $2\tau/T$.

It can be noted here that the present invention is also applicable to Quadrature Phase Shift Keying (QPSK) or Quadrature Amplitude Modulation (QAM) alphabets by rising the demodulated subcarriers at the power of four in order to remove the modulation.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises an Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) module 304 which takes the N -IDFT of the complex exponential.

It has to be noted here that in order to facilitate the peak detection, a P -IDFT with $P > N$ and zero padding may be used instead of the N -IDFT, in order to improve the resolution of the IDFT.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises peak detection module 305 which estimates the time offset τ on the output of the IDFT module which corresponds to the first significant peak for time dispersive channels or to the highest peak.

It can be noticed that the exponential modulation is weighted by an unknown phase offset that does not affect the detection of the time offset τ . More generally, the observation would also be affected by another unknown phase offset resulting from the mismatch between the source Srcr and receiver Rec local oscillators.

If a P -IDFT is performed, the algorithm is applied here to all subcarriers, whatever they are modulated or not. As long as enough subcarriers are modulated, the Fourier transform is able to retrieve the delay from a sinusoid with "holes", i.e. with sub-carriers equal to zero.

For example, the first significant peak or the highest peak of the N -IDFT is used to estimate of the integer delay k where:

$$\tau = kT_s + \beta T_s, \text{ where } k \in Z \text{ and } \beta \in [-0.5, +0.5[$$

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a circular shift module 306 which performs the circular shift on the output of the IDFT module 304 which corresponds to the integer delay k in order to remove the time offset τ on the preamble.

It has to be noted here that at this stage, both the time offset τ and the fractional carrier offset are estimated and removed.

The modulation term due to the time offset τ being removed from the above mentioned sequence z_n , the resulting sequence is a signal equal to one at the position of the demodulated subcarriers and null elsewhere, with a common phase component and additive noise affecting all the subcarriers positions. Ignoring the phase and noise components, this signal is equivalent to a “mask” describing the position of the modulated subcarriers shifted by the integer carrier offset. This signal is described here as the CDS mask of the preamble symbol.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a IDFT multiplication module 307 which multiplies the output of the circular shift module by the IDFT of the CDS mask provided by an IDFT CDS mask module 310.

The CDS mask is an array containing binary values equal to one at the indices of the non-zero subcarriers and null values at the indices of the zero subcarriers.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a DFT calculation module 308. IDFT multiplication module 307 and DFT calculation module 308 perform a cross-correlation that can be expressed as follows:

$$DFT\left(IDFT(x) \times IDFT(y^*)\right) = \sum_{l=0}^{N-1} x_n \cdot (y_N)_{n+l}$$

where:

$$(y_N)_n = \sum_p y_{b-pN}$$

The cross-correlation is achieved in the frequency domain where the first term x_n is the sequence z_n from which the phase ramp due to the time offset has been removed by the circular shift module 306, and the second term y_n is the CDS mask. The IDFT of the CDS mask may be advantageously pre-computed and stored in memory 203. The present invention takes advantageously profit that the IDFT has already been performed by the IDFT module 304. Then, it is not needed to compute the IDFT onto the circular shifted sequence z_n .

This IDFT can be obtained by simply applying, by the circular shift module 306, a delay shift onto the output of the IDFT module 304 that served to estimate the time offset τ . This leads to a computationally efficient algorithm where only the last DFT performed by the DFT module 308 needs to be computed.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a peak detection module 309 that retrieves the integer frequency carrier offset by an algorithm detecting the highest peak.

It can be noted here that the DFT and peak detection operations required for both the estimation of the delay and the integer carrier frequency offset can be performed using the same hardware and/or software means.

Fig. 3b discloses a block diagram of components of a wireless interface of the receiver for synchronizing OFDM preamble symbols according to a particular mode of realization of the present invention.

It is assumed here that the OFDM preamble symbol does not carry signalling data that are required to demodulate the following symbols and then do not need to be demodulated in that particular purpose.

The wireless interface 205 may be implemented within a Digital Signal Processor, a Field-Programmable Gate Array, an Application-Specific Integrated circuit.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a coarse synchronization module 350 which is identical to the coarse synchronization module 300 of Fig. 3a.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a fractional frequency offset removal 351 which removes from the received preamble symbol the fractional frequency offset determined by the coarse synchronization module 350.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises an OFDM demodulation module 352 which performs an OFDM demodulation of the preamble symbol on which fractional frequency offset is removed in a similar way as performed by the OFDM demodulation module 302.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a modulation removal module 353 which cancels out the BPSK or QPSK or QAM modulation in a similar way as the one performed by the modulation removal module 303.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises an Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) module 354 which takes the N -IDFT of the complex

exponential in as similar way as the one performed by the Inverse Discrete Fourier Transform module 304.

It has to be noted here that in order to facilitate the peak detection, a P -IDFT with $P > N$ and zero padding may be used instead of the N -IDFT, in order to improve the resolution of the IDFT.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises peak detections module 305 which estimates at least a first and a second time offsets τ_1 and τ_2 ($\tau_1 < \tau_2$) on the output of the IDFT module 354 which correspond to the at least two first most significant peaks.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a circular shift module 356 which performs the circular shift on the output of the IDFT module 354 which corresponds to the integer delay k_1 in order to remove the time offset τ_1 on the preamble symbol.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a circular shift module 357 which performs the circular shift on the output of the IDFT module 354 which corresponds to the integer delay k_2 in order to remove the time offset τ_2 on the preamble symbol.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a multiplier 358 which multiplies the output of the circular shift module 356 by the conjugate of the complex amplitude of the peak corresponding to the time offset τ_1 .

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a multiplier 359 which multiplies the output of the circular shift module 355 by the conjugate of the complex amplitude of the peak corresponding to the time offset τ_2 .

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a summation module 360 which sums the outputs of the multipliers 358 and 359.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises an IDFT multiplication module 361 which multiplies the output of the summation module 360 by the IDFT of the CDS mask provided by an IDFT CDS mask module 362.

The CDS mask is an array containing binary values equal to one at the indices of the non-zero subcarriers and null values at the indices of the zero subcarriers.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a DFT calculation module 363. IDFT multiplication module 361 and DFT calculation module 363 perform a cross-correlation that can be expressed as follows:

$$DFT\left(IDFT(x) \times IDFT(y^*)\right) = \sum_{l=0}^{N-1} x_n \cdot (y_N)_{n+l}$$

where:

$$(y_N)_n = \sum_P y_{b-pN}$$

The IDFT of the CDS mask may be advantageously pre-computed and stored in memory 203. The present invention takes advantageously profit that the IDFT has already been performed by the IDFT module 354. Then, it is not needed to compute the IDFT onto the circular shifted sequence z_n .

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a peak detection module 364 that retrieves the integer frequency carrier offset by a peak detection algorithm.

It can be noted here that the DFT and peak detection operations required for both the estimation of the delay and the integer carrier frequency offset can be performed using the same hardware and/or software means.

Fig. 4 discloses an example of an algorithm executed by the receiver for synchronizing on the OFDM preamble symbols.

It is assumed here that the OFDM preamble symbol does not carry signalling data that are required to demodulate the following symbols and then do not need to be demodulated in that particular purpose.

The present algorithm is executed each time a preamble symbol is received.

The present algorithm may be executed by the processor 200 of the receiver Rec of a DSP not shown in Fig. 2.

At step S400, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to perform a coarse synchronization which performs a coarse synchronization in the time and frequency domains. The coarse synchronization provides an estimate of a first time offset and a fractional frequency offset.

The synchronization is performed in a same way as the one performed by the coarse synchronization module 300.

At next step S401, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to remove, from the received preamble, the fractional frequency offset determined by the coarse synchronization step S400.

At next step S402, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to perform an OFDM demodulation of the preamble which position in the time domain is localized by the first time offset on which fractional frequency offset is removed. The OFDM demodulation is performed by means of a Discrete Fourier Transform (DFT) for example implemented using a FFT algorithm and in a same way as the one performed by the OFDM demodulation module 302.

At next step S403, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to cancel out the BPSK modulation by multiplying the demodulated symbols by themselves in a same way as the one performed by the modulation removal module 303.

At next step S404, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to take the N -IDFT or P -IDFT of the complex exponential in a same way as the one performed by the IDFT module 304.

At next step S405, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to detect the first peak at the output of the IDFT which is representative of the time offset τ in a same way as the one performed by the peak detection module 305. The peak at the output of the IDFT corresponds to the first significant peak for time dispersive channels or to the highest peak.

At next step S406, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to perform a circular shift on the output of the IDFT performed at step S404 in order to compensate for the time offset τ on the preamble in a same way as the one performed by the circular shift module 306.

At next step S407, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to multiply the output of the circular shift of step S406 to the IDFT of the CDS mask in a same way as the one performed by the multiplication module 307.

At next step S408, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to perform a DFT on the output of the multiplication step S407. IDFT multiplication step and DFT calculation step perform a cross-correlation that can be expressed as follows:

$$DFT\left(IDFT(x) \times IDFT(y^*)\right) = \sum_{l=0}^{N-1} x_n \cdot (y_N)_{n+l}$$

where:

$$(y_N)_n = \sum_p y_{b-pN}$$

The cross-correlation is achieved in the frequency domain where the first term x_n is the sequence z_n from which the phase ramp due to the time offset has been removed by the circular shift step S406, and the second term y_n is the CDS mask. The IDFT of the CDS mask may be advantageously pre-computed and stored in memory 203. The present invention takes advantageously profit that the IDFT has already been performed by the IDFT step S404. Then, it is not needed to compute the IDFT onto the circular shifted sequence z_n .

This IDFT can be obtained by simply applying, by the circular shift step S406, a delay shift onto the output of the IDFT step S404 that served to estimate the time offset τ . This leads to a computationally efficient algorithm where only the last DFT performed by the DFT step S408 needs to be computed.

At next step S409, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to retrieve the integer frequency carrier offset by a peak detection algorithm in a same way as the one performed by the peak detection module 309.

According to a particular mode of realization of the present invention, the present algorithm comprises further steps S410 and S411.

At step S410, the processor 200 memorizes the integer frequency carrier offset, the time offset and the fractional frequency carrier offset in the RAM memory 203 for consecutive preamble symbols.

At next step S411, the processor 200 filters at least a part of the memorized integer frequency carrier offsets, time offsets and fractional frequency carrier offsets in order to obtain a corrected integer frequency carrier offset, a corrected time offset and a corrected fractional frequency carrier offset based stored measurements.

The corrected integer frequency carrier offset, a corrected time offset and a corrected fractional frequency carrier offset are based on at least one measurement and a weighted version of a given number of past measurements, the given number being, for example, dependent of channel variations.

Fig. 5 discloses a block diagram of components of a wireless interface of the receiver for synchronizing and demodulating OFDM preamble symbols which carry data that need to be demodulated.

OFDM symbols carry data that are critical to parameterize the receiver so as to demodulate the following symbols and then need to be demodulated. For example, OFDM or OFDM like symbols are compliant with the standard ETSI EN 302 755 v1.3.1, "Digital Video Broadcasting (DVB); Frame Structure Channel Coding and Modulation for a Second Generation Digital Terrestrial Television Broadcasting System (DVB-T2)," issued on October 2011.

The DVB-T2 signal is basically transmitted in frames with a maximum duration of 250ms. Each T2-frame comprises one P1 preamble symbol, followed by one or more P2 preamble symbols, followed by a configurable number of data symbols.

The preamble symbol P1 has four main purposes, the fast recognition and identification of a T2 signal, the signaling of the information needed to decode the rest of the preamble and the frequency and timing synchronization.

Preamble symbol P1 is a 1024 points OFDM symbol with two half "guard interval-like" portions added. The total symbol lasts 224 μ s in 8 MHz system, comprising the duration of the useful symbol 'A' of the symbol plus two modified guard-interval like sections noted 'C' of 542 samples and 'B' of 482 samples.

Out of the 853 useful subcarriers of a 1024 points OFDM symbol, only 384 are used, leaving others set to zero. The used subcarriers occupy roughly 6.83 MHz band from the middle of the nominal 7.61 MHz signal bandwidth.

The active subcarriers are distributed as follows: out of the 853 carriers of the 1024 points OFDM symbol, the 766 subcarriers from the middle are considered. From these 766 carriers, only 384 subcarriers carry reference symbols; the others are set to zero. The position of the active subcarrier, i.e. the carrier distribution sequence (CDS), is defined according to the concatenation of three complementary sequences.

Active subcarriers are Differentially Binary Phase Shift Keying modulated with a modulation pattern. The modulation pattern encodes two signaling fields S1 and S2. Up to 8 values and 16 values can be signaled in each signaling field, respectively.

Patterns to encode the field S1 are based on 8 orthogonal sets of 8 complementary sequences of length 8 i.e. the total length of each S1 sequence CSS_{S1} is 64, while sequences to encode the field S2 are based of 16 orthogonal sets of 16 complementary sequences of length 16 i.e. total length of each S2 sequence CSS_{S2} is 256. The modulation sequence is obtained by concatenating the two CSS_{S1} and CSS_{S2} patterns. The CSS_{S1} sequence is attached at both sides of the CSS_{S2} sequence. The 384 sample long sequence is then modulated using DBPSK and scrambled. The resulting samples are mapped onto the active positions of the 1024 available subcarrier positions according to the CDS. The samples are finally OFDM modulated to produce the useful part A of the P1 symbol in the time domain.

In order to improve the robustness of the preamble symbol P1, two guard intervals are defined at both sides of the useful part of the preamble symbol. Instead of cyclic continuation like normal OFDM symbols, a frequency shift version of the symbol is used. Thus, denoting P_{1C} , the first guard interval of the preamble symbol, P_{1A} the main part of the preamble symbol and P_{1B} the last guard interval of the preamble symbol, P_{1C} carries the frequency shifted version of the first 542 samples of

P_{1A} , while P_{1B} conveys the frequency shifted version of the last samples of P_{1A} . The frequency shift f_{SH} applied to P_{1C} and P_{1B} is equal to one subcarrier spacing ($1/1024T$). Denoting the $p_{1A}(t)$ the time domain baseband waveform of the useful part A of the P1 signal, the preamble symbol P1 waveform is generated as follows:

$$p_1(t) = \begin{cases} p_{1A}(t)e^{2j\pi\frac{t}{f_{SH}}} & 0 \leq t \leq 542T \\ p_{1A}(t-542T) & 542T \leq t \leq 1566T \\ p_{1A}(t-1024T)e^{2j\pi\frac{t}{f_{SH}}} & 1566T \leq t \leq 2048T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

As the preamble symbol P1 carries the S1 and S2 signaling fields, it must be demodulated. The encoded information is modulated according to a robust DBPSK modulation so as to enable for a non-coherent demodulation. The phase ramp due to a potential synchronization time offset is critical as the corresponding phase ramp in the frequency domain may made impossible the demodulation of the DBPSK symbols.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a coarse synchronization module 500.

The coarse synchronization module 500 for example auto-correlates the received signal with two fixed delays, $542T$ and $1566T$ with an *a priori* compensation of the frequency shift f_{SH} . When the auto-correlation window with the delay of $542T$ falls on the beginning of part A, then the auto-correlation produces a peak and when the auto-correlation window with the delay of $1566T$ falls on the beginning of part A, then the auto-correlation produces a peak.

Both peaks enable the coarse time synchronization and the estimation of the fractional carrier offset.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a fractional frequency offset removal 501 which removes from the received preamble symbol the fractional frequency offset determined by the coarse synchronization module 501 and extracts from the received signal the parts A, B and C from which the fractional carrier offset is removed.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises an OFDM demodulation module 502 which performs an OFDM demodulation of the part A on which fractional frequency offset is removed. The OFDM demodulation is performed by means of a Discrete Fourier Transform (DFT). The demodulated symbols are affected by an exponential modulation resulting from the improper time synchronization.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a modulation removal module 503 which cancels out the BPSK modulation by multiplying the demodulated symbol by itself in a similar way as the one performed by the modulation removal module 303 in order to obtain a complex exponential with frequency $2\tau/T$.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises an Inverse Discrete Fourier Transform (IDFT) module 504 which takes the N -IDFT of the complex exponential.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises peak detection module 505 which estimates the time offset τ on the output of the IDFT module which corresponds to the first significant peak for time dispersive channels or to the highest peak.

It can be noticed that the exponential modulation is weighted by an unknown phase offset that does not affect the detection of the time offset τ . More generally, the observation would also be affected by another unknown phase offset resulting from the mismatch between the source Src and receiver Rec local oscillators.

For example, the maximum of the N -IDFT is used to estimate of the integer delay k already disclosed for the peak detection module 305 of Fig. 3.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a circular shift module 506 which performs the circular shift on the output of the IDFT module 504 which corresponds to the integer delay k in order to remove the time offset τ on the preamble.

It has to be noted here that at this stage, both the time offset τ and the fractional carrier offset have been estimated and removed.

The modulation term due to the time offset τ being removed from the above mentioned sequence z_n , the resulting sequence is a signal equal to one at the position of the demodulated subcarriers and null elsewhere, with a common phase component and additive noise affecting all the subcarriers positions. Ignoring the phase and noise components, this signal is equivalent to a “mask” describing the position of the modulated subcarriers shifted by the integer carrier offset. This signal is described here as the CDS mask of the preamble. The CDS mask is an array containing binary values equal to one at the indices of the non-zero subcarriers and null values at the indices of the zero subcarriers.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises an IDFT multiplication module 507 which multiplies the output of the circular shift module to the IDFT of the CDS mask provided by an IDFT CDS mask module 510.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a DFT calculation module 508. IDFT multiplication module 507 and DFT calculation module 508 perform a cross-correlation that can be expressed as follows:

$$DFT\left(IDFT(x) \times IDFT(y^*)\right) = \sum_{l=0}^{N-1} x_n \cdot (y_N)_{n+l}$$

where:

$$(y_N)_n = \sum_p y_{b-pN}$$

The cross-correlation is achieved in the frequency domain where the first term x_n is the sequence z_n from which the phase ramp due to the time offset has been removed by the circular shift module 506, and the second term y_n is the CDS mask. The IDFT of the CDS mask may be advantageously pre-computed and stored in memory 203. The present invention takes advantageously profit that the IDFT has already been performed by the IDFT module 504. Then, it is not needed to compute the IDFT onto the circular shifted sequence z_n .

This IDFT can be obtained by simply applying, by the circular shift module 506, a delay shift onto the output of the IDFT module 504 that served to estimate the time offset τ . This leads to a computationally efficient algorithm where only the last DFT performed by the DFT module 508 needs to be computed.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a peak detection module 509 that retrieves the integer frequency carrier offset by an algorithm detecting the highest peak.

It can be noted here that the DFT and peak detection operations required for both the estimation of the delay and the integer carrier frequency offset can be performed using the same hardware and/or software means.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a time offset τ and integer carrier frequency offset removal module 511 which removes from the output of the OFDM demodulation module 502 the time offset τ determined by the peak detection module 505 and the integer carrier frequency offset determined by the peak detection module 505.

The wireless interface 205 of the receiver Rec comprises a demodulation module 512 which demodulates the output of the time offset τ and integer carrier frequency offset removal module 511 in order to decode the content of the S1 and S2 signaling fields.

Fig. 6 discloses an example of an algorithm executed by the receiver for synchronizing and demodulating OFDM preamble symbols which carry data that need to be demodulated.

OFDM symbols carry data that are critical to parameterize the receiver so as to demodulate the following symbols and then need to be demodulated.

The present algorithm is executed each time a preamble symbol is received.

At step S600, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to perform a coarse synchronization which performs a coarse synchronization in the time domain. The coarse synchronization further provides a fractional frequency offset.

The synchronization is performed in a same way as the one performed by the coarse synchronization module 500.

At next step S601, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to remove, from the received preamble symbol, the fractional frequency offset determined by the coarse synchronization step S600.

At next step S602, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to perform an OFDM demodulation of the preamble symbol on which fractional frequency offset is removed at the position in the time domain given by the estimated time offset. The OFDM demodulation is performed by means of a Discrete Fourier Transform (DFT) for example implemented using a FFT algorithm and in a same way as the one performed by the OFDM demodulation module 502.

At next step S603, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to cancel out the BPSK modulation by multiplying the demodulated symbol by itself in a same way as the one performed by the modulation removal module 503.

At next step S604, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to take the N -IDFT of the complex exponential in a same way as the one performed by the IDFT module 504.

At next step S605, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to detect the peak at the output of the IDFT which is representative of the time offset τ in a same way as the one performed by the peak detection module 505. The peak at the output of the IDFT corresponds to the first significant peak for time dispersive channels or to the highest peak.

At next step S606, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to perform a circular shift on the output of the IDFT performed at step S604 in

order to remove the time offset τ on the preamble in a same way as the one performed by the circular shift module 506.

At next step S607, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to multiply the output of the circular shift of step S606 to the IDFT of the CDS mask in a same way as the one performed by the multiplication module 307.

At next step S608, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to perform a DFT on the output of the multiplication step S607. IDFT multiplication step and DFT calculation step perform a cross-correlation that can be expressed as follows:

$$DFT\left(IDFT(x) \times IDFT(y^*)\right) = \sum_{l=0}^{N-1} x_n \cdot (y_N)_{n+l}$$

where:

$$(y_N)_n = \sum_p y_{b-pN}$$

The cross-correlation is achieved in the frequency domain where the first term x_n is the sequence z_n from which the phase ramp due to the time offset has been removed by the circular shift step S606, and the second term y_n is the CDS mask. The IDFT of the CDS mask may be advantageously pre-computed and stored in memory 203. The present invention takes advantageously profit that the IDFT has already been performed by the IDFT step S604. Then, it is not needed to compute the IDFT onto the circular shifted sequence z_n .

This IDFT can be obtained by simply applying, by the circular shift step S606, a delay shift onto the output of the IDFT step S604 that served to estimate the time offset τ . This leads to a computationally efficient algorithm where only the last DFT performed by the DFT step S608 needs to be computed.

At next step S609, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to retrieve the integer frequency carrier offset by a peak detection algorithm in a same way as the one performed by the peak detection module 309.

After that, the processor 200 moves to step S612 or moves, according to a particular mode of realization of the present invention, to step S610.

At step S610, the processor 200 memorizes, the integer frequency carrier offset, the time offset and the fractional frequency carrier offset in the RAM memory 203.

At next step S611, the processor 200 filters at least a part of the memorized integer frequency carrier offsets, time offsets and fractional frequency carrier offsets in order to obtain a corrected integer frequency carrier offset, a corrected time offset and a corrected fractional frequency carrier offset based stored measurements.

The corrected integer frequency carrier offset, a corrected time offset and a corrected fractional frequency carrier offset are based on at least one measurement and a weighted version of a given number of past measurements, the given number being, for example, dependent of channel variations.

At next step S612, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to remove from the output of the OFDM demodulation module 502 the time offset τ determined by the peak detection module 505 and the integer carrier frequency offset determined by the peak detection module 505.

At next step S613, the processor 200 commands the wireless interface 205 in order to demodulate the output of the time offset τ and integer carrier frequency offset removal module 511 in order to decode the content of the S1 and S2 signaling fields.

Naturally, many modifications can be made to the embodiments of the invention described above without departing from the scope of the present invention.

1. Device for synchronizing a receiver on received preamble symbol modulated by an orthogonal frequency division multiplexing scheme, characterized in that the device comprises:

- means for executing a coarse synchronization which provides an estimate of a first time offset and fractional frequency offset,
- means for removing the fractional frequency offset from the preamble symbol,
- means for performing on the symbol period localized by the first estimate of the time offset, an orthogonal frequency division multiplexing demodulation on the preamble symbol on which the fractional frequency offset is removed,
- means for removing from the subcarriers of the demodulated preamble symbol the effect of a phase shift keying modulation,
- means for performing an inverse discrete Fourier transform on the demodulated preamble symbol on which effect of a modulation wherein at least the phase on subcarriers on which preamble symbol is mapped is modified according to the binary information value of the preamble sequence carried by the subcarrier,
- means for determining a second time offset from the output of the inverse discrete Fourier transform,
- means for compensating the effect of the time offset for next received orthogonal division multiplexing symbol using the second time offset.

2. Device according to claim 1, characterized in that, the effect of the time offset is compensated in the time domain by time shifting the orthogonal frequency division multiplexing demodulation for next received orthogonal division multiplexing symbol using the second time offset or by multiplying the output of the orthogonal frequency division multiplexing demodulation with the conjugate of a complex exponential term due to the second time offset in the frequency domain.

3. Device according to claim 1 or 2, characterized in that it further comprises:

- means for multiplying an inverse discrete Fourier transform of an array containing binary values equal to one at the indices of the non-zero subcarriers on which the preamble symbol is mapped by the time shifted output of the inverse discrete Fourier transform,

- means for performing a discrete Fourier transform on the output of the multiplying means,
- means for determining an integer carrier frequency offset from the output of the inverse discrete Fourier transform,
- means for compensating the effect of the carrier frequency offset for next received orthogonal division multiplexing symbol using the determined integer carrier frequency offset.

4. Device according to claim 3, characterized in that the device further comprises:

- means for modifying the output of the orthogonal frequency division multiplexing demodulation by correcting the effect of the second time offset and the integer carrier frequency offset,
- means for demodulating the output of the modified orthogonal frequency division multiplexing demodulation.

5. Device according to claim 3, characterized in that the preamble symbol is compatible with 3GPP/LTE standard, or compatible with IEEE802.11 or IEEE802.16 standard.

6. Device according to claim 4, characterized in that the preamble symbol is compatible with Digital Video Broadcasting- Terrestrial standard or Digital Video Broadcasting- Second Generation Terrestrial standard or Integrated Services Digital Broadcasting- Terrestrial standard.

7. Device according to any of the claims 1 to 6, characterized in that the modulation wherein at least the phase on subcarriers on which preamble symbol is mapped is modified according to the binary information value of the preamble sequence carried by the subcarrier is a Binary Phase Shift keying (BPSK) modulation or a Quadrature Amplitude Modulation (QAM) including the Quaternary Phase Shift keying (QPSK) modulation.

8. Method for synchronizing a receiver on received preamble symbol modulated by an orthogonal frequency division multiplexing scheme, characterized in that the method comprises the steps of:

- executing a coarse synchronization which provides an estimate of a first time offset and fractional frequency offset,
- removing the fractional frequency offset from the preamble symbol,
- performing, using the first estimate of the time offset, an orthogonal frequency division multiplexing demodulation on the preamble symbol on which the fractional frequency offset is removed,
- removing from the subcarriers of the demodulated preamble symbol the effect of a phase shift keying modulation,
- performing an inverse discrete Fourier transform on the demodulated preamble symbol on which effect of a modulation wherein at least the phase on subcarriers on which preamble symbol is mapped is modified according to the binary information value of the preamble sequence carried by the subcarrier,
- determining a second time offset from the output of the inverse discrete Fourier transform,
- compensating the effect of the time offset for next received orthogonal division multiplexing symbol using the second time offset.

9. Method according to claim 8, characterized in that the method comprises further steps of:

- memorizing plural determined integer frequency carrier offsets, time offsets and fractional frequency carriers on consecutive preamble symbols.
- filtering at least a part of the memorized integer frequency carrier offsets, second time offsets and fractional frequency carrier offsets in order to obtain a corrected integer frequency carrier offset, a corrected time offset and a corrected fractional frequency carrier offset based stored measurements.

10. Computer program which can be directly loadable into a programmable device, comprising instructions or portions of code for implementing the steps of the method according to claim 9 or 10 when said computer program is executed on a programmable device.

ABSTRACT

The present invention concerns a device for synchronizing a receiver on received preamble symbol modulated by an orthogonal frequency division multiplexing scheme. The device comprises:

- means for executing a coarse synchronization which provides an estimate of a first time offset and fractional frequency offset,
- means for removing the fractional frequency offset from the preamble symbol,
- means for performing an OFDM demodulation on the preamble symbol on which the fractional frequency offset is removed,
- means for removing from the subcarriers of the demodulated preamble symbol the effect of a phase shift keying modulation,
- means for performing an IDFT on the demodulated preamble symbol on which effect of a modulation wherein at least the phase on subcarriers on which preamble symbol is mapped is modified according to the binary information value of the preamble sequence carried by the subcarrier,
- means for determining a second time offset from the output of the inverse discrete Fourier transform,
- means for compensating the effect of the time offset for next received orthogonal division multiplexing symbol using the second time offset.

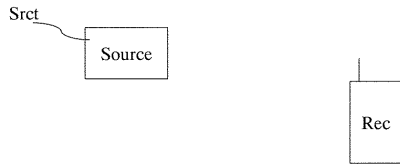


Fig. 1

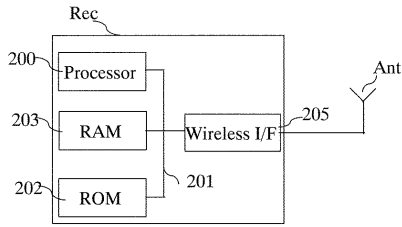


Fig. 2

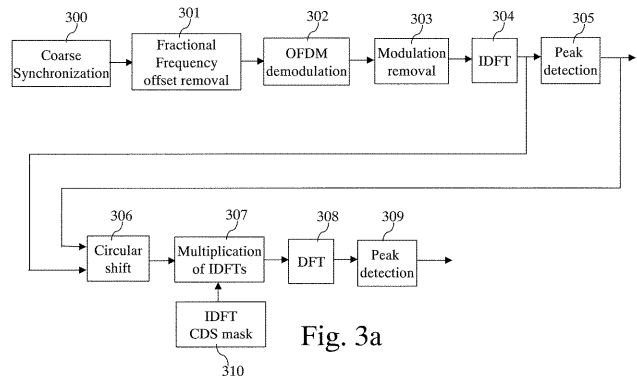


Fig. 3a

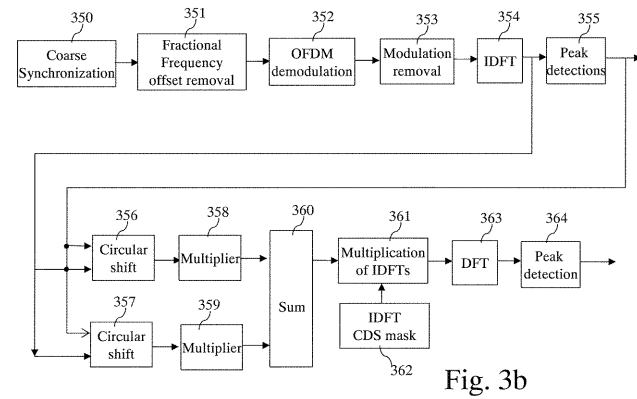


Fig. 3b

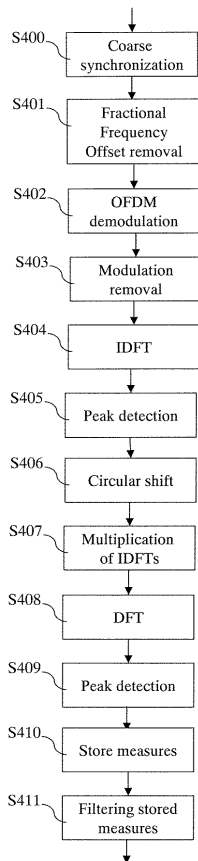


Fig. 4

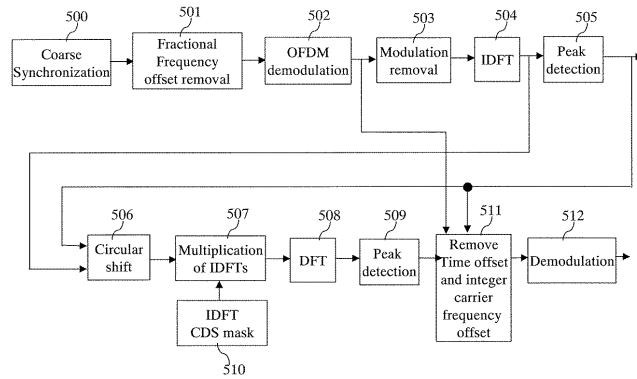


Fig. 5

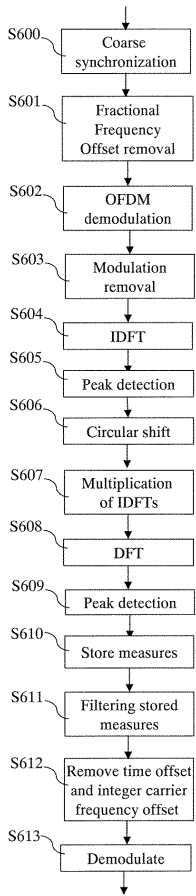


Fig. 6