(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第4205851号
(P4205851)

(45)発行日　平成21年1月7日(2009.1.7)　(24)登録日　平成20年10月24日(2008.10.24)

(51)Int.Cl.		F I		
H04J 11/00	(2006.01)	H04J	11/00	Z
H04L 7/08	(2006.01)	H04L	7/08	A

請求項の数 8　(全 11 頁)

(21)出願番号	特願2000-343649 (P2000-343649)
(22)出願日	平成12年11月10日 (2000.11.10)
(65)公開番号	特開2001-177501 (P2001-177501A)
(43)公開日	平成13年6月29日 (2001.6.29)
審査請求日	平成14年5月20日 (2002.5.20)
審判番号	不服2005-17975 (P2005-17975/J1)
審判請求日	平成17年9月20日 (2005.9.20)
(31)優先権主張番号	09/438793
(32)優先日	平成11年11月12日 (1999.11.12)
(33)優先権主張国	米国 (US)

(73)特許権者　596092698
ルーセント　テクノロジーズ　インコーポレーテッド
アメリカ合衆国．０７９７４－０６３６　ニュージャーシィ，マレイ　ヒル，マウンテン　アヴェニュー　６００
(74)代理人　100064447
弁理士　岡部　正夫
(74)代理人　100085176
弁理士　加藤　伸晃
(74)代理人　100096943
弁理士　臼井　伸一
(74)代理人　100101498
弁理士　越智　隆夫

最終頁に続く

(54)【発明の名称】デジタル・オーディオ放送システムにおけるフレーム同期化の方法および装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

直交周波数分割多重化ベースのデータ送信システムの受信機において使用する、前記システムの送信機から受信される信号に関してフレーム同期化を検出する方法であって、

第１の所定のサブキャリア周波数および少なくとも第２の所定のサブキャリア周波数において、以前に挿入されたデータ・パターンを捜して前記受信された信号を検索するステップと、

前記第１の所定のサブキャリア周波数と前記第２の所定のサブキャリア周波数との両方において前記データ・パターンが検出される位置として、前記受信された信号におけるフレーム境界を識別するステップとを含む方法。

【請求項２】

前記システムはデジタル・オーディオ放送システムである請求項１に記載の方法。

【請求項３】

前記システムは振幅変調インバンド・オンチャネル・デジタル・オーディオ放送システムである、請求項１に記載の方法。

【請求項４】

前記検索するステップは、前記受信された信号と関連づけられた、ＮＮ個の同相成分・サンプルとＮＮ個の直交成分・サンプルとを得るステップを含む、請求項１に記載の方法。

【請求項５】

前記識別されたフレーム境界に基づいて、フレーム同期信号を生成するステップをさらに含む、請求項１に記載の方法。

【請求項６】

前記第２の所定のサブキャリア周波数は、前記第１の所定のサブキャリア周波数を補完するものである、請求項１に記載の方法。

【請求項７】

直交周波数分割多重化ベースのデータ送信システムの受信機において使用する、前記システムの送信機から受信される信号に関してフレーム同期化を検出する装置であって、

第１の所定のサブキャリア周波数および少なくとも第２の所定のサブキャリア周波数において、以前に挿入されたデータ・パターンを捜して前記受信された信号を検索し、

前記第１の所定のサブキャリア周波数と前記第２の所定のサブキャリア周波数との両方において前記データ・パターンが検出される位置として、前記受信された信号におけるフレーム境界を識別するように動作する、少なくとも１つの処理デバイスを含む装置。

【請求項８】

直交周波数分割多重化ベースのデータ送信システムであって、

信号の各符号周期において、第１の所定のサブキャリア周波数および少なくとも第２の所定のサブキャリア周波数上でデータ・パターンを挿入し、前記信号を変調して送信するように動作する送信機と、

前記送信された信号を受信し、前記第１の所定のサブキャリア周波数および前記少なくとも第２の所定のサブキャリア周波数において、前記データ・パターンを捜して前記受信された信号を検索し、前記第１の所定のサブキャリア周波数と前記第２の所定のサブキャリア周波数との両方において前記データ・パターンが検出される位置として、前記受信された信号におけるフレーム境界を識別するように動作する受信機とを含む、データ送信システム。

【発明の詳細な説明】

【０００１】

【発明の属する技術分野】

本発明は一般的に、デジタル・オーディオ放送システムに関し、特に、デジタル・オーディオ放送システムにおけるフレーム同期化技術に関する。

【０００２】

【従来の技術】

ハイブリッド周波数変調（ＦＭ）ＩＢＯＣシステムと同様、振幅変調インバンド・オンチャネル（ＡＭ　ＩＢＯＣ）デジタル・オーディオ放送（ＤＡＢ）システムは、直交周波数分割多重化（ＯＦＤＭ）方式を使用する。ＯＦＤＭ方式においては、多数のサブキャリアがデジタル信号によって変調されてから、時間領域において隣接する符号が互いに干渉し合わないように、共に多重化される。符号間の干渉を更に最小にするために、送信機で各隣接符号対の間に保護周期を付加する。この保護周期において周期的プレフィックスまたはサフィックスを使用すると、ＯＦＤＭフレーム境界を判断することができる。３２－ＱＡＭ（直交振幅変調）とＢＰＳＫ（２進移相変調）との組み合わせが、このシステムに対するアプローチとして提案されている。

【０００３】

周期的プレフィックスまたはサフィックスの使用の例として、有用な符号周期が、x_0、x_1、．．．、x_{511}と示された５１２個のサンプルを含むと想定する。信号$\{y_n\}$は次の方法で構成される。

【数１】

$$y_n = \begin{cases} x_{n+498}, 0 \le n \le 14 \\ x_{n-14}, 14 \le n \le 526 \\ x_{n-526}, 526 \le n \le 540 \end{cases}$$

換言すれば、{ｙn}の最初の１４個のサンプルは、振幅と移相が、有用な符号周期の最後の１４個のサンプルと等しい。これらは周期的プレフィックスを構成すると言われている。同様に、{ｙn}の最後の１４個のサンプルは、有用な符号周期の最初の１４個のサンプルと同じである。これらは周期的サフィックスを構成すると言われている。

【０００４】

【発明が解決しようとする課題】

しかし、ＡＭ　ＩＢＯＣ　ＤＡＢシステムにおいては、各符号が、更に信号の条件付けを行うためにパルス波形器を通過するので、周期的プレフィックスの相関特性に基づく標準的ＯＦＤＭフレーム同期化手順は機能しない。この問題の原因は次のとおりである。フィルタの出力は、フィルタのインパルス応答との入力信号のたたみ込みによって与えられるので、入力がパルス波形フィルタを通過すると、保護周期におけるサンプルは、有用な符号周期における対応するサンプルとはもはや等しくなくなる。

【０００５】

また、ＡＭ　ＩＢＯＣシステムには、もう１つの更に困難な問題がある。デジタル信号のより高いデータ・レートを支援するために、デジタル・データがアナログ・ホスト帯域幅外の周波数だけでなく、ホストによって占有された帯域幅の周波数上でも送信される。ホスト帯域幅は１０ｋＨｚ（キロヘルツ）である。デジタル信号帯域幅は２０ｋＨｚである。外部デジタル・ローブにおける信号は、ホストの下での信号よりも約５ｄＢ（デシベル）高い。デジタル信号からアナログＡＭへの干渉を最小にするためには、±５ｋＨｚの周波数範囲におけるデジタル信号のレベルは、アナログ信号の約２０ｄＢ下でなければならない。また、より強いアナログ信号の存在下で、±５ｋＨｚの周波数範囲においてデジタル信号を回復するには、デジタル信号およびアナログ信号が互いに対して直交位相にあることが必要である。後者の要件はあらゆるデータ・パターンについて満たされるはずであるので、ＢＰＳＫは、アナログ・ホストの下でＯＦＤＭサブキャリアに使用されるはずである。

【０００６】

したがって、周期的プレフィックスまたはサフィックスの使用に依拠せず、上記のような先行技術の欠点およびその他の場合に当該技術分野に存在する欠点に関連する影響を、除去するか少なくとも削減する、ＡＭ　ＩＢＯＣ　ＤＡＢシステムなどの、ＤＡＢシステムにおいてフレーム同期化を行うための方法および装置が必要とされる。

【課題を解決するための手段】

【０００７】

本発明は、周期的プレフィックスまたはサフィックスの使用に依拠しない、確固としたＯＦＤＭフレーム同期化手順を提供する。この手順は、各符号周期に、２つのＯＦＤＭサブキャリア、たとえばｋおよび－ｋ上で、既知のデータ・パターン、たとえば１を送信することに基づく。一実施例においては、１≦｜ｋ｜≦３６である。ｋは任意に選択されるが、好ましくは、サブキャリア周波数がホスト・スペクトル内にあり、計算がより単純になるように選択される。また、３つ以上のサブキャリアを使用できる。すなわち、既知のパターンを、３つ以上のサブキャリアに挿入して送信してもよい。

【０００８】

何れの場合にも、好適な実施形態においては、２つのサブキャリアはＢＰＳＫを使用して変調される。フレーム同期化を得るために、サブキャリアｋおよび－ｋで、受信した信号の高速フーリエ変換（ＦＦＴ）を行うことにより、既知のデータ・パターンに関する復調

された信号を検索する。同じパターンが両方のサブキャリアにおいて検出されたときに、同期化が達成される。同期化が一旦達成されれば、位相ロック・ループを使用してＯＦＤＭフレームを追跡する。位相ロック・ループによって示唆されたように同期化が失われれば、検索モードに戻る。

【０００９】

この手順は、アナログ・ホストからの広範囲な相加性ホワイト・ガウス雑音（ＡＷＧＮ）と干渉とが存在するときに機能することが有利である。たとえば、ＳＮＲ（信号対雑音比）が２３ｄＢ以上で、ホスト干渉がデジタル信号の２０ｄＢ高いときに、同期化を達成できる。

【００１０】

この手順は、上記範囲にあるサブキャリアに特に適しているが、±１０ｋＨｚの範囲全体にわたるあらゆるサブキャリア、および他のデータ・パターンで使用できる。同様に、本発明のフレーム同期化アルゴリズムは、より高いアナログＡＭ信号レベルについても機能する。

【００１１】

本発明の上記および他の目的、特徴および利点は、その例示的実施形態に関する以下の詳細な説明を、付属の図面を参照して読めば明らかになるであろう。

【発明実施の形態】

【００１２】

以下の説明は、例示的なＡＭ　ＩＢＯＣ　ＤＡＢシステムを使用した、本発明を示している。しかし、本発明はこの特定的なＤＡＢシステムと共に使用することには限定されないことを理解されたい。本発明は、より一般的に、周期的プレフィックスに必ずしも依拠しなくてもよいフレーム同期化手順を提供することが望ましい、あらゆるＤＡＢシステムに適用可能である。

【００１３】

図１を参照すると、例示的なＩＢＯＣ　ＡＭ受信機を説明したブロック図が示されてる。受信機１００は、アンテナ１０２と、無線周波数（ＲＦ）増幅器、ダウンコンバータおよびフィルタ・ステージ１０４と、アナログ・デジタル（Ａ／Ｄ）コンバータ１０６（ベースバンド信号の同相またはＩ成分）および１０７（ベースバンド信号の直交またはＱ成分）と、高速フーリエ変換（ＦＦＴ）および符号デコーダ・ステージ１０８と、ＯＦＤＭフレーム同期化およびタイミング・ステージ１１０と、クロック生成器１１２と、前方誤り修正およびデインターリーバ・ステージ１１４と、オーディオ・デコーダ１１６とを含む。受信機１００の要素の全体的動作の説明を以下で行う。

【００１４】

まず、受信機によって実施されるフレーム同期化手順は、各符号周期において、２つのＯＦＤＭサブキャリア、たとえばｋおよび－ｋ上で、既知のデータ・パターンを対応する送信機から送信することに基づいていることに留意されたい。一実施形態においては、たとえば、データ・パターンは単に値１であってもよい。しかし、あらゆる適当なデータ・パターンを使用できる。また、一実施例においては、１≦｜ｋ｜≦３６である。２つのサブキャリアは、ＢＰＳＫを使用して変調する。各符号周期において、２つのＯＦＤＭサブキャリアｋおよび－ｋに従ったデータ・パターンの挿入は、従来の方法で達成できる。本明細書で説明している進歩的な教示を与えられると、当業者は、適当なＯＦＤＭ送信機において、データ・パターンの挿入とサブキャリア変調操作とを実施する様々な方法を理解するであろう。それにもかかわらず、本発明と共に使用する送信機の例を図７に示し、受信機の説明に続いて説明する。

【００１５】

ここで、図１に示した受信機１００の要素の全体的動作に関する説明に移る。アンテナ１０２で受信された信号ＲＦは、ベースバンド信号の同相（Ｉ）成分および直交（Ｑ）成分を得るために、ブロック１０４において増幅され、ダウンコンバートされ、フィルタリングされる。これらのＩおよびＱ成分は、それぞれＡ／Ｄコンバータ１０６および１０７に

よってサンプル抽出されて、デコーダ１０８に供給され、ＯＦＤＭフレーム同期化およびタイミング回路１１０にも供給される。後者は、ＯＦＤＭフレームの開始を識別するサンプル番号を指すフレーム同期出力を生成するために、本発明に従って、フレーム同期化アルゴリズムを使用する。このフレーム同期出力は、保護周期のサンプルを除去するために、ブロック１０８において使用される。有用な符号周期の残りのサンプルは、ＦＦＴによって周波数領域に変換される。ＦＦＴエンジンの出力は復調されて、サブキャリアを変調するために送信機で使用されたデジタル・データを回復する。ブロック１０８の出力は、誤り訂正と、必要であればデインターリービングとを行う、ブロック１１４の入力に適用される。その結果得られる出力は、オーディオ・デコーダに供給される。ＯＦＤＭフレーム同期化およびタイミング回路１１０の出力は、受信機における異なったポイントで使用する同期化された時間ベースを提供するために、タイミング回路１１２においても使用される。

【００１６】

本発明のフレーム同期化方法は、受信機１００のＯＦＤＭフレーム同期化ユニット１１０において採用できることを理解されたい。本発明のフレーム同期化方法の実施形態に関する詳細な説明は以下のとおりである。

【００１７】

図２を参照すると、本発明の実施例によるフレーム同期化手順２００を説明した流れ図が示されている。ステップ２０２において、本方法は、ベースバンド信号の同相（Ｉ）成分と直交（Ｑ）成分の両方のサンプルを得るステップを含む。受信されたベースバンド信号のＩおよびＱ成分のかかるサンプルは、Ａ／Ｄコンバータ１０６および１０７（図１）にそれぞれ取り込まれる。フレーム同期化ユニット１１０（図１）は、Ａ／Ｄコンバータからサンプルを読み取る。ベースバンドＩおよびＱ成分のＮＮ個のサンプルx_0、．．．、x_{NN-1}が読み取られることが好ましく、ここで、ＮＮはたとえば５４０であってもよい。すなわち、以下で説明するように、Ｎ＝５１２でＮＮ＝５４０となるように、５４０個のＩサンプルと５４０個のＱサンプルを読み取ることができる。

【００１８】

ステップ２０４において、サンプルは、フレーム同期化ユニット１１０と関連づけられたＦＩＦＯに保存される。ＦＩＦＯは、最新の１７個のＯＦＤＭフレームと関連づけられたサンプルを記憶する容量を有しており、そのため１７ディープＦＩＦＯと呼ばれる。

【００１９】

次に、ステップ２０６において、１７ディープＦＩＦＯにサンプルとして記憶されている受信されたベースバンド信号は、サンプルごとに平均される。すなわち、Ｉ成分・サンプルが平均されて、Ｑ成分・サンプルが平均される。平均されたサンプルは次に、もう１つのＦＩＦＯ、好適にはｒｘ＿ｂｕｆと呼ばれる２ディープＦＩＦＯに記憶される。また、指数ｉは０に等しく設定される。

【００２０】

ステップ２０８において、当初はゼロに設定されているｉから始まり、この方法は、ｒｘ＿ｂｕｆの複素サンプルx_i、．．．、x_{i+N-1}を得るステップと、好適には４４００Ｈｚの遮断周波数を有する、フレーム同期化ユニット１１０と関連づけられた高域フィルタを使用して、この信号のＩ成分を高域フィルタリングするステップとを含む。換言すれば、ｉから始めて、ｒｘ＿ｂｕｆのＮ個のサンプル（Ｎ＝５１２）の実部に、遮断周波数４４００Ｈｚの高域フィルタを通過させる。

【００２１】

ステップ２１０において、ｒｘ＿ｂｕｆからのＮ個のサンプルの、フィルタリングされたＩ成分とフィルタリングされていないＱ成分とを得て、次の式を用いてサブキャリアｋでの複素ＦＦＴを計算する。

【数２】

$$F(k)=\sum_{n=0}^{N-1}x_n e^{-1/2\pi kn/N}$$

ＯＦＤＭサブキャリアｋは、ＯＦＤＭフレーム同期化用に使用されている所望のデジタル信号によって変調されることを想起されたい。

【００２２】

次に、Ｆ（ｋ）の虚部、すなわちＩｍ（Ｆ（ｋ））の符号を調べる。Ｉｍ（Ｆ（ｋ））の符号が負であれば、ｉを１だけ増加させる。ｉ<ＮＮであれば、ステップ２０８に戻り、そうでなければステップ２１２に進む。Ｉｍ（Ｆ（ｋ））の符号が正であれば、Ｉｍ（Ｆ（ｋ））／｜Ｒｅ（Ｆ（ｋ））｜を計算し（ここで、Ｒｅ（Ｆ（ｋ））はＦ（ｋ）の実部である）、それをＮ－エレメント・アレイの位置ｉ、たとえば、ｒｘ＿ｍｏｄ１に保存する。ｉは１だけ増加させる。ｉ<ＮＮであれば、ステップ２０８に戻り、そうでなければステップ２１２に進む。

【００２３】

上記ステップ２１０のサブステップと同じサブステップを、サブキャリア－ｋについて繰り返す。換言すれば、上記と同じサンプルのＦＦＴを計算するが、ここではｋを－ｋで置き換える。この方法は、Ｆ（－ｋ）の虚部、すなわちＩｍ（Ｆ（－ｋ））の符号を調べるステップを含む。Ｉｍ（Ｆ（－ｋ））が負であれば、ｉを１だけ増加させる。ｉ<ＮＮであれば、ステップ２０８に戻り、そうでなければ、ステップ２１２に進む。Ｉｍ（Ｆ（－ｋ））の符号が正であれば、Ｉｍ（Ｆ（－ｋ））／｜Ｒｅ（Ｆ（－ｋ））｜を計算し（ここで、Ｒｅ（Ｆ（－ｋ））はＦ（－ｋ）の実部である）、それをＮ－エレメント・アレイの位置ｉ、たとえば、ｒｘ＿ｍｏｄ２に保存する。ｉは１だけ増加させる。ｉ<ＮＮであれば、ステップ２０８に戻り、そうでなければステップ２１２に進む。ＯＦＤＭサブキャリア－ｋは、ＯＦＤＭフレーム同期化に使用されている同じ所望のデジタル信号によって変調されることに注意されたい。

【００２４】

ｉ＝Ｎであれば、この方法はアレイｒｘ＿ｍｏｄ１を検索するステップと、アレイが最大値を有する指数ｋｋ１を判断するステップとを含む。同様に、この指数でｒｘ＿ｍｏｄ２が最大値になるようにｋｋ２を決定する。これは、ステップ２１２で達成される。ｋｋ１＝ｋｋ２であれば、ステップ２１４において、このサンプル番号がフレーム境界であるとみなされる。このフレーム境界は、サンプル番号p_nによって示される。ｋｋ１≠ｋｋ２であれば、受信データの次のＮＮ個サンプルが１７ディープＦＩＦＯに読み込まれて（ステップ２０２および２０４）、手順全体が繰り返される。

【００２５】

ステップ２１６で、フレーム境界を示すサンプルp_nは、図３に示したように、フレーム同期およびタイミング・ステージ１１０（図１）と関連づけられた位相ロック・ループの入力に適用される。このループの目的は、チャネル損傷と送信機と同期している受信機タイミングとが存在しているときに、安定した同期パルスを生成することであることを理解されたい。

【００２６】

ここで図３を参照すると、本発明の実施形態による位相ロック・ループ回路３００を説明したブロック図が示されている。位相ロック・ループ３００は、次のように機能する。実際にはポインタである、推測されたフレーム境界p_nは、コンパレータ３０２においてブロック３１２の出力q_nと比較され、その差は３６ディープＦＩＦＯ３０３に保存される。この差に応じて、ループ利得が各符号周期において調節される。ＦＩＦＯに保存されたポインタ値の差は、最新の３６個のフレーム上で平均されて、フィルタ３０４を通され、モジューロ積分器３０６で積分されて、ブロック３１０で増幅されるが、これらの利得は動的に調整される。増幅器の出力±ｍは、最も近い整数に丸められて、現在のループ出

力q_nを生成するために、遅延ユニット３１４を介して生成されたその過去の出力q_{n-1}に、ブロック３１２において代数的に加算される。迅速な計算のため、q_nの初期値q_0はp_0に設定される、更に、送信機に対して位相ロックされている電圧制御発振器（ＶＣＯ）３０８が提供され、これは、受信機の様々なポイント、たとえば、Ａ／Ｄコンバータ、デインターリーバ、符号デコーダなどにタイミングを与える。

【００２７】

本発明のフレーム同期化手順を評価する実験において、次の性能パラメータを計測した。（ｉ）アナログ・ホストが存在するときに、ＳＮＲの異なった値に関する同期化を達成するのに要する時間、（ｉｉ）アナログ・ホストが存在するときに、ＳＮＲの関数としての正確な同期化の確率、および（ｉｉｉ）的確な同期化の確率分布関数。

【００２８】

図４は、ＡＭホストの存在するときに、ＳＮＲの関数として、ＯＦＤＭフレーム同期化を達成するのに要する時間を示している。この時間はＯＦＤＭフレームの数として与えられる。実験は、ＡＭホスト信号の強さがデジタル信号の上２０ｄＢに設定された状態で、騒音量が変化する状況下において行われた。騒音はホワイト・ガウスである。ＳＮＲは、デジタル信号の±２０ｋＨｚ全体にわたって信号と騒音の強さを平均することにより計測した。上記従来の技術の項で論じた条件を満たすＢＰＳＫを使用して、サブキャリアｋ＝１および－１上で、１デジタル値を全てのＯＦＤＭフレームにおいて送信した。２５ｄＢ以上のＳＮＲについては、同期化は約１２個のフレーム以内で達成され、ＳＮＲの値が低いと長くかかる。

【００２９】

図５は、ＳＮＲの異なった値に関する正確な同期化の確率を示している。ＡＭホスト信号レベルは、デジタル信号の上２０ｄＢで一定に保持されていた。ここで、完全な同期化は２３ｄＢ以上のＳＮＲについて達成されることを強調しておく。

【００３０】

ＳＮＲの値が小さいと、同期化は完全ではない。ＳＮＲが、たとえば２０ｄＢであると、完全な同期化は約０．８３の確率で達成される。換言すれば、このＳＮＲでは、同期化において誤りがしばしば発生する。それにもかかわらず、ほとんどの場合に、１または２個のサンプル以内であれば、同期化は正確であろう。このことは、図６の確率分布関数において示されている。ここで、±ｎ個のフレーム以内で正確な同期化が達成される確率は、ｎの関数としてプロットされる。図６に関しては、ＳＮＲは１０ｄＢであり、ホスト信号の強さはデジタル信号の上２０ｄＢである。１０ｄＢのＳＮＲであっても、同期化は２個以下のサンプルによって落ちていくことに注意されたい。本発明のフレーム同期化方法は、より高いＡＭ信号レベルについても機能することを理解されたい。

【００３１】

図７を参照すると、本発明に従って使用する例示的な送信機を説明したブロック図が示される。前述のように、受信機によって実施されるフレーム同期化手順は、各符号周期において、２つのＯＦＤＭサブキャリア、たとえばｋおよび－ｋ上で既知のデータ・パターンを対応する送信機から送信することに基づいていることが好ましい。２つのサブキャリアはＢＰＳＫを使用して変調される。図７は、データ・パターン挿入およびサブキャリア変調の動作を実施する１つの例示的なＯＦＤＭ送信機を示している。

【００３２】

図７に示したように、送信されるオーディオ信号は、それがデジタルで符号化されている知覚オーディオ符号器（ＰＡＣ）に入力される。ＰＡＣの出力は次に、ブロック符号器７０４においてブロック符号化される。次に、マルチプレクサ７０６において、符号化されたオーディオ・データは、同期化データおよび他の制御データと多重化される。ここが、好ましくは本発明による受信機によって使用される同期化データ・パターンが挿入される場所であると理解される。マルチプレクサの出力は、チャネル符号器７０８において、誤り訂正たたみ込み符号に従って符号化される。このチャネルの特徴であるレイリー・フェードとクラスタ化された誤りの影響を軽減するために、チャネル符号器出力のデータ・

ビットはいくつかの規則に従ってインターリーバ７１０において整理し直され、符号マップ７１２に従って符号にマップされ、次に、たとえばｋおよび－ｋを含む、ＯＦＤＭシステムの多数のキャリアを変調する。マップ７１２の出力は、ブロック７１４において逆高速フーリエ変換（ＩＦＦＴ）を施される。符号マップ・ブロックおよびＩＦＦＴブロックが、ＯＦＤＭ送信システムを含むことを理解されたい。次に、当該技術分野において周知のように、ブロック７１６から７３４はアンテナ７３６を備えたＩＦおよびＲＦセクションを含む。

【００３３】

受信機１００（図１）の要素および、特にフレーム同期化およびタイミング・ステージ１１０（および送信機７００（図７）の要素）は、コンピュータまたはオーディオ受信機（送信機）内の、中央処理装置、マイクロプロセッサ、アプリケーション特定集積回路、デジタル信号プロセッサまたは他のデータ処理装置を使用して実施できることを理解されたい。中央処理装置、マイクロプロセッサ、アプリケーション特定集積回路、デジタル信号プロセッサ、または他のデータ処理装置は、これらに関連づけられており、必要な場合には各要素の機能と関連づけられたデータと結果とを記憶するメモリを有してもよい。本発明は、多数の種類のオーディオ処理または送信システムと共に利用してもよい。本発明の例示的実施形態を、付属の図面を参照して本明細書において説明してきたが、本発明は、これらの実施形態そのものには限定されず、本発明の範囲または主旨から逸脱することなく、当業者は様々な他の変更および修正をこれらの実施形態に加えることができることを理解されたい。

【図面の簡単な説明】

【図１】本発明に従って使用する例示的なＩＢＯＣ　ＡＭ受信機を説明したブロック図である。

【図２】本発明の実施形態によるフレーム同期化を説明した流れ図である。

【図３】本発明の実施形態による位相ロック・ループ回路を説明したブロック図である。

【図４】本発明によるＯＦＤＭフレーム同期化を達成するための時間を説明したグラフを示す図である。

【図５】本発明による、異なった値の信号対雑音比に関する正確な同期化の確率を説明したグラフを示す図である。

【図６】本発明による、ＯＦＤＭフレーム同期化を達成するための確率分布を説明したグラフを示す図である。

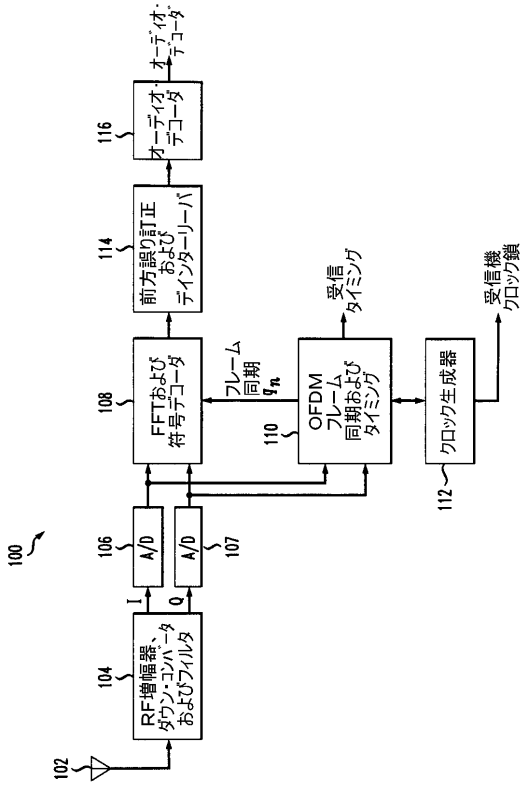
【図７】本発明に従って使用する例示的な送信機を示したブロック図である。

【符号の説明】

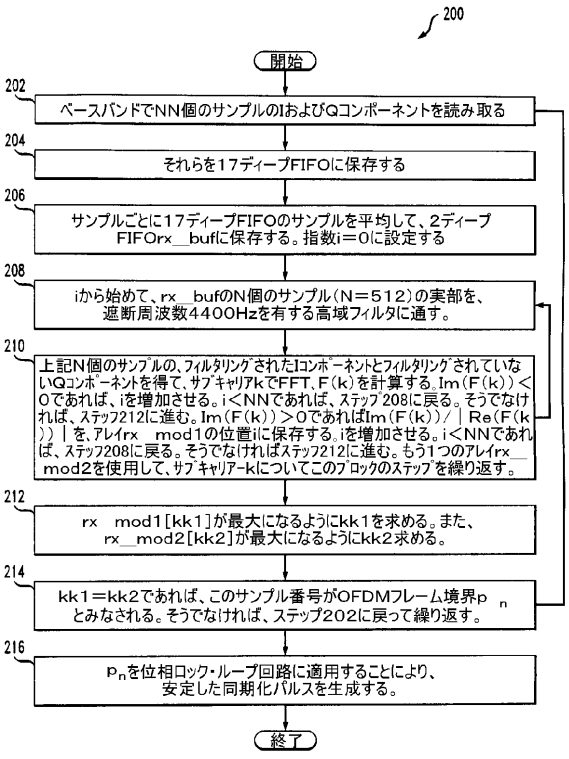
１００　受信機
１０２、７３６　アンテナ
１０４　無線周波数（ＲＦ）増幅器、ダウンコンバータおよびフィルタ・ステージ
１０６、１０７　アナログ・デジタル（Ａ／Ｄ）コンバータ
１０８　高速フーリエ変換（ＦＦＴ）および符号デコーダ・ステージ
１１０　ＯＦＤＭフレーム同期化およびタイミング・ステージ
１１２　クロック生成器
１１４　前方誤り修正およびデインターリーバ・ステージ
１１６　オーディオ・デコーダ
２００　フレーム同期化手順
３００　位相ロック・ループ回路
３０２　コンパレータ
３０３　３６ディープＦＩＦＯ
３０４　フィルタ
３０６　モジューロ積分器
３０８　電圧制御発振器（ＶＣＯ）
３１４　遅延ユニット

７００　送信機
７０４　ブロック符号器
７０６　マルチプレクサ
７０８　チャネル符号器
７１０　インターリーバ
７１２　符号マップ

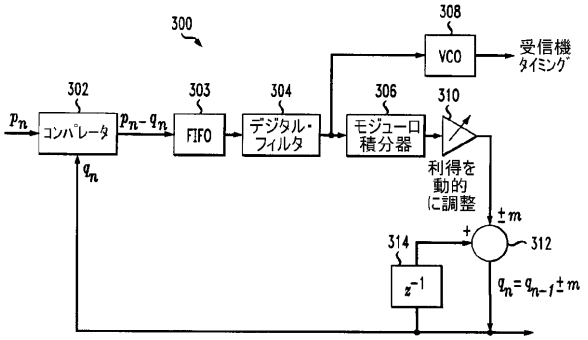
【図１】



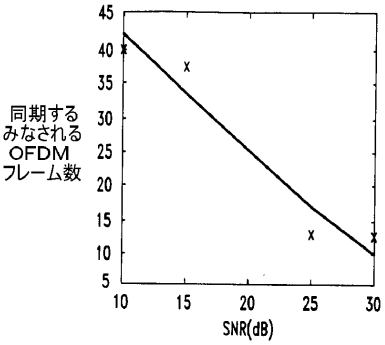
【図２】



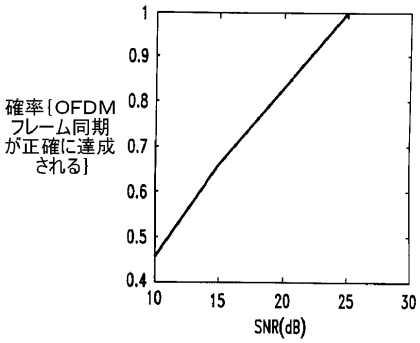
【図３】


300
308
VCO
受信機
タイミング
302
303
304
306
310
コンパレータ
FIFO
デジタル・
フィルタ
モジュー ロ
積分器
利得を
動的
に調整
±m
314
312
z^{-1}
$q_n = q_{n-1} \pm m$

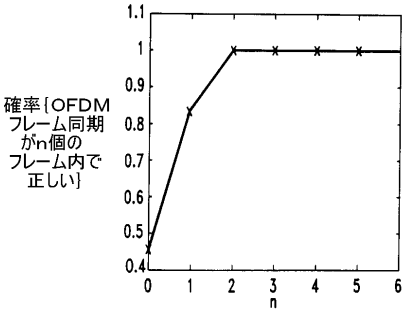
【図４】


同期する
みなされる
OFDM
フレーム数
SNR(dB)

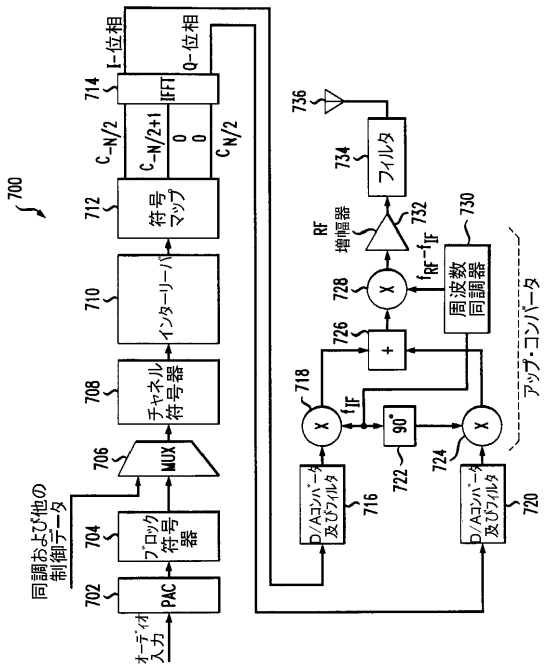
【図５】


確率{OFDM
フレーム同期
が正確に達成
される}
SNR(dB)

【図６】


確率{OFDM
フレーム同期
がn個の
フレーム内で
正しい}
n

【図７】


700
714
IFFT
I-位相
Q-位相
712
符号
マップ
710
インターリーバ
708
チャネル
符号器
706
MUX
704
ブロック
符号
器
702
PAC
同調および他の
制御データ
オーディオ
入力
716
D/Aコンバータ
及びフィルタ
718
90°
722
724
720
D/Aコンバータ
及びフィルタ
アップ・コンバータ
726
728
周波数
同調器
730
RF
増幅器
732
734
フィルタ
736

フロントページの続き

(74)代理人 100096688
弁理士 本宮 照久
(74)代理人 100104352
弁理士 朝日 伸光
(72)発明者 ムハマッド アール. カリム
アメリカ合衆国 ０７７１２ ニュージャーシィ, ウエイサイド, ナオミ ロード ４

合議体
審判長 山本 春樹
審判官 阿部 弘
審判官 石井 研一

(56)参考文献 特開平１０－２１０００（ＪＰ, Ａ）
特許第２９６１１０５（ＪＰ, Ｂ２）

(58)調査した分野(Int.Cl., ＤＢ名)
H04J 11/00
H04L 7/08