

(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2010-81014

(P2010-81014A)

(43) 公開日 平成22年4月8日(2010.4.8)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H O 4 J 11/00 (2006.01)	H O 4 J 11/00 Z	5 K O 2 2
H O 4 B 1/707 (2006.01)	H O 4 J 13/00 D	

審査請求 未請求 請求項の数 8 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2008-243941 (P2008-243941)	(71) 出願人	000005832
(22) 出願日	平成20年9月24日 (2008.9.24)		パナソニック電工株式会社
			大阪府門真市大字門真1048番地
		(74) 代理人	100067828
			弁理士 小谷 悦司
		(74) 代理人	100115381
			弁理士 小谷 昌崇
		(74) 代理人	100097054
			弁理士 麻野 義夫
		(74) 代理人	100133798
			弁理士 江川 勝
		(74) 代理人	100143373
			弁理士 大西 裕人

最終頁に続く

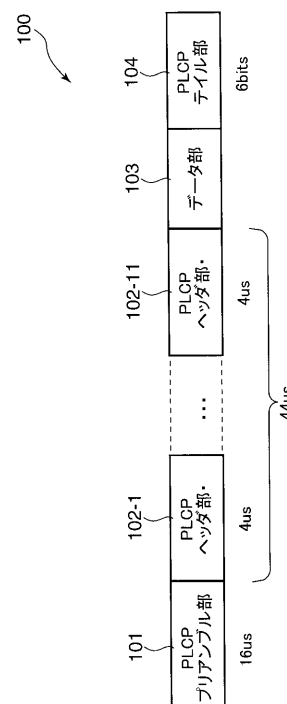
(54) 【発明の名称】 変調方法および送信装置ならびにOFDM変調方法およびOFDM送信装置

(57) 【要約】

【課題】本発明は、伝送路のS N比が劣化した場合でもスループットの低下を抑制することができる変調方法および送信装置ならびにOFDM変調方法およびOFDM送信装置を提供する。

【解決手段】本発明では、PLCPプリアンブル部101と、PLCPプリアンブル部101以降のヘッダ部102と、ヘッダ部102以降のデータ部103とを備えるフレーム構造の通信信号100を生成する際に、ヘッダ部102(102-1~102-11)のみを拡散符号で拡散変調する拡散工程を含む。

【選択図】図2



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

プリアンブル部と、前記プリアンブル部以降のヘッダ部と、前記ヘッダ部以降のデータ部とを備えるフレーム構造の通信信号を生成する変調方法において、
前記ヘッダ部のみを拡散符号で拡散変調する拡散工程を含むこと
を特徴とする変調方法。

【請求項 2】

前記通信信号には、ブロック伝送方式が採用され、
前記拡散工程は、前記ブロック伝送方式におけるガイドインターバルを付加する前に、
前記ヘッダ部に収容されるべきヘッダ情報に基づく変調データを前記拡散符号で拡散変調すること
を特徴とする請求項 1 に記載の変調方法。

10

【請求項 3】

前記通信信号には、ブロック伝送方式が採用され、
前記拡散工程は、前記ヘッダ部に収容されるべきヘッダ情報に基づく変調データにさらに前記ブロック伝送方式におけるガイドインターバルを付加したデータを前記拡散符号で拡散変調すること
を特徴とする請求項 1 に記載の変調方法。

【請求項 4】

前記通信信号には、ブロック伝送方式が採用され、
前記拡散工程は、前記ヘッダ部に収容されるべきヘッダ情報に基づく変調データにさらに前記ブロック伝送方式におけるガイドインターバルを付加したデータを複数生成し、これら各データと前記拡散符号の各符号とをそれぞれ乗算することによって拡散変調すること
を特徴とする請求項 1 に記載の変調方法。

20

【請求項 5】

前記ヘッダ部は、適応サブキャリア変調の制御情報を含むヘッダ情報を収容すること
を特徴とする請求項 1 ないし請求項 4 のいずれか 1 項に記載の変調方法。

【請求項 6】

請求項 1 ないし請求項 5 のいずれか 1 項に記載の変調方法によって生成した通信信号を送信する送信装置。

30

【請求項 7】

請求項 1 ないし請求項 5 のいずれか 1 項に記載の変調方法であって、前記通信信号には OFDM 方式が採用される OFDM 変調方法。

【請求項 8】

請求項 7 に記載の OFDM 変調方法によって生成した通信信号を送信する OFDM 送信装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、通信信号を生成する変調方法およびその送信装置に関する。そして、本発明は、OFDM 方式の通信信号を生成する OFDM 変調方法およびその OFDM 送信装置に関する。

40

【背景技術】**【0002】**

通信信号によって情報伝達を行う通信システムでは、通信信号が送信装置から受信装置まで伝播する間に、多くの場合、通信信号にノイズが重畳してしまてエラーが生じてしまうため、例えば、受信確認の返信を受信することで送信装置側で受信装置の受信確認を行うデータ伝送制御が行われる。

【0003】

50

例えば、802.11a規格では、次のように行われる。図12は、802.11a規格で通信を行った場合における送受信装置間の通信のタイムチャートを示す図である。図13は、データ信号およびACK信号の各フレーム構成を示す図である。図14は、PLCPヘッダ部の構成を示す図である。図15および図16は、データ信号を再送する場合における送受信装置間の通信のタイムチャートを示す図である。

【0004】

図12に示すように、送信装置が情報伝達を行うべくデータ信号1を送信し、受信装置がこれを正しく（正常に）受信すると、その旨（受信確認）を送信装置に通知すべく、受信装置は、ACK信号を返信する。そして、送信装置は、受信装置からこのACK信号を受信することによって受信装置の受信確認を行って、次の情報伝達を行うべく、送信装置は、データ信号2を送信する。

10

【0005】

802.11a規格では、通信信号のフレーム構成は、図13（A）および（B）に示すように、16μs（マイクロ秒）のPLCP（Physical Layer Convergence Procedure）プリアンプル部と、これに続く4μsのPLCPヘッダ部と、これに続くデータ部と、これに続く6ビット（bit）のPLCPテイル部とを備えて構成される。データ部には、データ信号では、図13（A）に示すように、16ビットのサービス（SERVICE）、24バイト（byte）のMAC（Medium Access Control）ヘッダ、8バイトのLLCヘッダ、IPの最大パケット長では1500バイトのIPパケットおよび4バイトフレームチェックシーケンスが収容される。また、ACK信号では、データ部には、16ビットのサービス、10バイトのACKおよび4バイトのフレームチェックシーケンスが収容される。また、PLCPヘッダ部には、図14に示すように、伝送速度を示す4ビットのRATE、1ビットの予約領域（Reserved）、データ部のデータ長を示す12ビットのLENGTH、1ビットのパリティ（Parity）、6ビットのテイル（Tail）および16ビットのサービスが含まれる。

20

【0006】

このヘッダ部のサービスは、データ部のサービスであり、データ部に収容されている。これらサービスを除く、RATE、予約領域、LENGTH、パリティおよびテイルの各ヘッダ情報（SIGNAL）は、いわゆる逆高速フーリエ変換されることによってOFDM変調され、さらにガードインターバルが付加されることによって1つのOFDMシンボルとなる。

30

【0007】

ここで、IPパケット長がイーサネット（登録商標）における最大値1500バイトであって、符号化率が64QAMであるとする、伝送速度が54Mbpsであり、この場合におけるデータ信号の占有時間は、248μsであり、ACK信号の占有時間は、23μsである。

【0008】

また、802.11a規格では、アクセス制御にCSMA/CA（Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance）が採用されており、通信効率を改善すべく、フレーム間隔（IFS、InterFrame Space）を制御する優先制御が行われている。フレーム間隔には、3態様があり、第1に、ACK信号の応答（受信待ち）を待つ16μsのショート・IFS（Short IFS、SIFS）と、第2に、キャリアセンスを行う際にチャネルがビジー（占有状態）からアイドル（非占有状態）に変わったと判断されるまでに必要な待ち時間である34μsのDCF・IFS（Distributed Coordination Function IFS）と、第3に、ビジーがフレームエラーと検出された場合の待ち時間である73μsのイクステンド・IFS（EIFS = SIFS + ACKフレーム長 + DIFS）とがあり、SIFSの優先度は、最も高く、DCF・IFSの優先度は、低い。

40

【0009】

通信周期は、一のデータ信号を送信（送出）してから次のデータ信号を送信するまでの時間と定義すると、802.11a規格では上記各フレーム間隔があるため、図12に示

50

すように、データ信号およびACK信号の占有時間だけでなく、データ信号1の送信からACK信号の受信までの $16\mu s$ のSIFSと、ACK信号の受信から次のデータ信号2の送信までの“ $101.5\mu s$ のDIFS+バックオフ”を加えた時間となる。したがって、正常な通信では、スループットは、 $31Mbps$ となる。

【0010】

一方、エラーが生じた場合について説明する。エラー検出には、ヘッダ部のRATE、予約およびLENGTHの偶パリティ(XOR演算)がパリティとして用いられている。

【0011】

エラー検出に成功した場合では、図15に示すように、送信装置がデータ信号1を送信すると、受信装置は、ヘッダ部を用いてエラー検出を行う。エラーが検出されると、受信装置は、直ちにアイドル状態(受信待ち状態)に初期化され、キャリアセンスを行う。伝送路には、送信装置によるデータ信号1が存在するため、受信装置は、ビジーと判断し、前記アイドル状態を維持する。この間、送信装置は、 $248\mu s$ のデータ信号1の送信を終了し、ACK信号の応答を“ $16\mu s$ のSIFS+ $139.5\mu s$ のバックオフ”だけ待機し、ACK信号の応答がない場合にはデータ信号1の送信失敗と判断し、データ信号1の再送を行い、以下、図12と同様となる。したがって、このエラー検出に成功し、再送が一度だけ実行される場合では、スループットは、 $15.2Mbps$ となる。

【0012】

なお、バックオフは、端末間の送信機会を公平にするために、各端末にランダム(無作為)に与えられる再送するまでの待ち時間である。バックオフ時間は、スロット時間にランダム係数を乗算して決定される。このランダム係数の取り得る値の範囲は、コンテンションウィンドウ(CW)と呼ばれ、スロット時間の2のべき乗で増加する。ランダム係数の各値を取る確率は、等しいため、バックオフ時間は、スロット時間に $CW/2$ を乗算して計算され、スロット時間は、 $9\mu s$ であり、CWは、再送ごとに、15、31、63、・・・と増加して行く。例えば、1回目の再送では、バックオフ時間は、 $139.5\mu s$ である。

【0013】

一方、図14に示すように、パリティは、1ビットであるから、エラー検出に $1/2$ の確率で失敗する可能性が存在する。ヘッダ部によるエラー検出に失敗すると、受信装置は、受信波の復調処理を続け、最終的にフレームチェックシーケンス(Frame Check Sequence、FCS)によってパケットのエラーを検出することになる。

【0014】

また、パリティのエラー検出に失敗するのではなく、RATEのRATE情報やLENGTHのLENGTH情報が間違っていると、データ信号の受信時間(パケット長)を間違えて計算してしまう。この確率は、4ビットのRATEが1ビット固定であるため3ビットでRATE情報が判断され、そして、LENGTHが12ビットであるため、(パリティのチェックが正しくない確率) $\times$ ((有効なRATEおよびLENGTHの全ビットの組み合わせ)-(全ての正しい組み合わせ))/((有効なRATEおよびLENGTHの全ビットの組み合わせ)であるから、 $(1/2) \times (2^{15} - 1) / 2^{15}$ でほぼ $1/2$ である。したがって、パリティのエラー検出に失敗するのではなく、RATEのRATE情報やLENGTHのLENGTH情報が間違っている場合では、各時間を次のように定義すると、再送は、時間 $B(n) < \text{時間} A < \text{時間} C(n)$ のケース1と、時間 $C(n) < \text{時間} A < \text{時間} B(n+1)$ のケース2とがある(n は1以上の整数)。

時間A ; 誤認識したパケット長 + EIFS + バックオフ時間

時間 $B(n)$; (正しいパケット長 + SIFS + バックオフ時間) $\times n$

時間 $C(n)$; (正しいパケット長 $\times 2$ + SIFS + バックオフ時間) $\times n$

これらケース1およびケース2は、いずれもフレームエラー検出によるエラー検出であるため、受信装置の待ち時間は、EIFS($73\mu s$)となる。

【0015】

ケース1では、図16(B)に示すように、再送のデータ信号1がキャリアセンス中に

10

20

30

40

50

検出されるため、ヘッダ部によるエラー検出に失敗する場合と同様のタイムチャートとなり、スループットは、15.2Mbpsとなる。

【0016】

また、ケース2では、図16(A)および(C)に示すように、再送のデータ信号1が受信されないため、再々送のデータ信号1が受信されることになるため、スループットは、9Mbpsとなってしまう。

【非特許文献1】守倉正博、久保田周治(監修)、インプレス標準教科書シリーズ「改訂版 802.11高速無線LAN教科書」、インプレスR&D、2006年2月21日発行

【発明の開示】

10

【発明が解決しようとする課題】

【0017】

ところで、ヘッダ部によるエラー検出の失敗、および、RATEのRATE情報やLENGTHのLENGTH情報の誤りというヘッダ部の誤検出は、例えば無線チャネル等の伝送路におけるSN比が劣化した場合に頻繁に起こり得て、このような場合には、上述したように、スループットが著しく低下してしまう。スループットは、例えば、正常に通信される場合の30%弱に低下してしまう。

【0018】

本発明は、上述の事情に鑑みて為された発明であり、その目的は、伝送路のSN比が劣化した場合でもスループットの低下を抑制することができるOFDM変調方法およびOFDM送信装置を提供することである。

20

【課題を解決するための手段】

【0019】

本発明者は、種々検討した結果、上記目的は、以下の本発明により達成されることを見出した。すなわち、本発明にかかる一態様では、プリアンプル部と、前記プリアンプル部以降のヘッダ部と、前記ヘッダ部以降のデータ部とを備えるフレーム構造の通信信号を生成する変調方法において、前記ヘッダ部のみを拡散符号で拡散変調する拡散工程を含むことを特徴とする。

【0020】

このような構成の変調方法は、ヘッダ部を拡散変調することによってヘッダ部のロバスト性を向上することができ、伝送路のSN比が劣化した場合でもスループットの低下を抑制することができる。

30

【0021】

また、上述の変調方法において、前記通信信号には、ブロック伝送方式が採用され、前記拡散工程は、前記ブロック伝送方式におけるガイドインターバルを付加する前に、前記ヘッダ部に収容されるべきヘッダ情報に基づく変調データを前記拡散符号で拡散変調することと特徴とする。

【0022】

この構成によってもヘッダ部を拡散変調することによってヘッダ部のロバスト性を向上することができ、伝送路のSN比が劣化した場合でもスループットの低下を抑制することができる。また、この構成によれば、拡散率に関係なく、伝送路の遅延プロファイルに最適なガードインターバル長を選択することが可能となる。

40

【0023】

また、上述の変調方法において、前記通信信号には、ブロック伝送方式が採用され、前記拡散工程は、前記ヘッダ部に収容されるべきヘッダ情報に基づく変調データにさらに前記ブロック伝送方式におけるガイドインターバル(GI)を付加したデータを前記拡散符号で拡散変調することと特徴とする。

【0024】

この構成によってもヘッダ部を拡散変調することによってヘッダ部のロバスト性を向上することができ、伝送路のSN比が劣化した場合でもスループットの低下を抑制すること

50

ができる。また、この構成によれば、拡散変調によってGIが長くなるため、より長い遅延波に対応可能となる。

【0025】

また、上述のOFDM変調方法において、前記通信信号には、ブロック伝送方式が採用され、前記拡散工程は、前記ヘッダ部に収容されるべきヘッダ情報に基づく変調データにさらに前記ブロック伝送方式におけるガイドインターバルを付加したデータを複数生成し、これら各データと前記拡散符号の各符号とをそれぞれ乗算することによって拡散変調することを特徴とする。

【0026】

この構成によってもヘッダ部を拡散変調することによってヘッダ部のロバスト性を向上することができ、伝送路のSN比が劣化した場合でもスループットの低下を抑制することができる。

10

【0027】

また、例えば、妨害波（ノイズ）がAM変調信号であって拡散符号がBarker符号である場合において、このAM変調信号におけるキャリア（搬送波）の周波数がOFDM方式の通信信号（OFDM信号）におけるサブキャリアの周波数に一致すると、Barker符号で逆拡散処理（圧縮処理）する場合にサンプルされるポイントによっては、拡散符号の位相が打ち消され、逆拡散の効果が減殺されてしまう。しかしながら、この構成によれば、拡散変調されたサンプルが時間方向に間隔を置いて配置されるので、AM変調信号の位相がBarker符号の位相情報を消し難くなる。したがって、この構成によれば、より優れた拡散変調の効果を奏する。

20

【0028】

また、これら上述の変調方法において、前記ヘッダ部は、適応サブキャリア変調の制御情報を含むヘッダ情報を収容することを特徴とする。

【0029】

この構成によれば、通信信号に適応サブキャリア変調方式が用いられ、適応サブキャリア変調に応じた制御を行う場合に、適応サブキャリア変調の制御情報のロバスト性を向上することができ、適応サブキャリア変調に応じた制御を確実に行うことが可能となる。

【0030】

そして、本発明にかかる他の一態様では、これら上述のいずれかの変調方法によって生成した通信信号を送信する送信装置である。

30

【0031】

そして、本発明にかかる他の一態様では、これら上述のいずれかの変調方法であって、前記通信信号にはOFDM方式が採用されるOFDM変調方法である。

【0032】

そして、本発明にかかる他の一態様では、上述のOFDM変調方法によって生成した通信信号を送信するOFDM送信装置である。

【0033】

このような送信装置ならびにOFDM変調方法およびOFDM送信装置は、ヘッダ部を拡散変調することによってヘッダ部のロバスト性を向上することができ、伝送路のSN比が劣化した場合でもスループットの低下を抑制することができる。

40

【発明の効果】

【0034】

本発明にかかる変調方法および送信装置ならびにOFDM変調方法およびOFDM送信装置は、伝送路のSN比が劣化した場合でもスループットの低下を抑制することができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0035】

以下、本発明にかかる実施の一形態を図面に基づいて説明する。なお、各図において同一の符号を付した構成は、同一の構成であることを示し、その説明を省略する。また、総

50

称する場合には添え字を省略した参照符号で示し、個別の構成を指す場合には添え字を付した参照符号で示す。

【 0 0 3 6 】

本実施形態における OFDM 送信装置および OFDM 受信装置は、プリアンブル部と前記プリアンブル部以降のヘッダ部と前記ヘッダ部以降のデータ部とを備えるフレーム構造における前記ヘッダ部のみを拡散符号で拡散変調する変調方法によって生成された通信信号を送信および受信する通信システムを構成する送信装置および受信装置のそれぞれ一例である。前記通信信号には、ブロック伝送方式が採用され、前記拡散符号で拡散変調する拡散工程は、前記ブロック伝送方式におけるガイドインターバルを付加する前に、前記ヘッダ部に収容されるべきヘッダ情報に基づく変調データを前記拡散符号で拡散変調するものである。そして、本実施形態では、前記ブロック伝送方式の一例として OFDM 方式が採用されており、また、拡散符号の一例として Barker 符号が採用されている。

10

【 0 0 3 7 】

図 1 は、実施形態における OFDM 送信装置および OFDM 受信装置の各構成を示す図である。図 2 は、実施形態におけるデータ信号および ACK 信号のフレーム構成を示す図である。

【 0 0 3 8 】

OFDM 送信装置は、周波数軸上で直交関係を有する狭帯域サブキャリア（狭帯域搬送波）をデジタル変調して多重化する通信方式である OFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing；直交周波数分割多重）方式の通信信号（OFDM 信号）を生成して送信するための装置であり、OFDM 受信装置は、この OFDM 信号を受信するための装置である。これら OFDM 送信装置および OFDM 受信装置から OFDM 通信システムが構成される。そして、この OFDM 信号には、本実施形態では、適応サブキャリア変調が適用されている。

20

【 0 0 3 9 】

適応サブキャリア変調は、各サブキャリア（搬送波）ごとに変調方式、送信電力および符号化率等の伝送パラメータを OFDM 送受信装置間の伝送路特性（伝送路の通信状態）に応じて適応的に決定する方式である。この適応サブキャリア変調では、情報データの通信開始に先立って、まず、伝送路特性を評価するための評価用パケットを OFDM 送信装置が OFDM 受信装置へ送信し、この評価用パケットに基づいて OFDM 受信装置がいわゆるエラーベクトルマグニチュード（EVM）を見積もり、この見積もった EVM に基づいて予め設定された所定の基準に従って、OFDM 送受信装置間で使用するサブキャリア、変調方式および符号化率等の伝送パラメータを決定し、この決定した伝送パラメータに関する情報を OFDM 送信装置へ返送する。これによって OFDM 送信装置は、OFDM 受信装置で決定した伝送パラメータに応じて OFDM 信号のパケットを作成し、情報データの通信を開始する。

30

【 0 0 4 0 】

このような OFDM 送信装置 SD は、例えば、図 1 に示すように、1 次変調部 1、1 1 と、シリアル / パラレル変換部（S / P 変換部）2、1 2 と、OFDM 変調部 3、1 3 と、ガードインターバル付加部（GI 付加部）4 と、アップサンプル（Up-sample）/ FIR 部 5 と、デジタル / アナログ変換部（DAC 部）6 と、Barker 符号生成部 1 4 と、拡散変調部 1 5 と、プリアンブル生成部 2 1 とを備えて構成されている。

40

【 0 0 4 1 】

送信すべきデータ（送信データ）は、例えば 6 4 QAM 変調によって 1 次変調部 1 で 1 次変調され、S / P 変換部 2 に入力される。S / P 変換部 2 では、1 次変調された送信データは、シリアル / パラレル変換（直列 / 並列変換）されることによってサブキャリア数に分割され、OFDM 変調部 3 へ入力される。例えば、8 0 2 . 1 1 a 規格では、5 2 本のサブキャリアが利用されるが、パイロット用に 4 本のサブキャリアが使用されるため、データ用に 4 8 本のサブキャリアが使用される。OFDM 変調部 3 では、各サブキャリアは、逆高速フーリエ変換されることによって周波数領域から時間領域へ変換（OFDM 変

50

調)され、これによって送信データのマルチキャリア信号となる。

【0042】

一方、ヘッダ情報は、予め設定された所定の変調方式、例えばBPSK変調によって1次変調部11で1次変調され、S/P変換部12に入力される。S/P変換部12では、1次変調されたヘッダ情報は、シリアル/パラレル変換(直列/並列変換)されることによってサブキャリア数に分割され、OFDM変調部13へ入力される。ヘッダ情報は、物理レイヤにおいてパケット信号を受信処理する上で必要な情報であり、例えば、データ部103の伝送速度やデータ長等が含まれる。また、本実施形態では、ヘッダ情報には、伝送パラメータを示す適応サブキャリア変調の制御信号が含まれる。OFDM変調部13では、各サブキャリアは、逆高速フーリエ変換されることによって、周波数領域から時間領域へ変換(OFDM変調)され、これによってヘッダ情報のマルチキャリア信号となる。そして、このヘッダ情報のマルチキャリア信号は、拡散変調部15へ入力され、Barker符号生成部14で生成され、拡散変調部15へ入力されたBarker符号で拡散変調される。Barker(バーカー)符号は、[1、-1、1、1、-1、1、1、1、-1、-1、-1]で構成される拡散符号の一つであり、例えば、802.11b規格で拡散符号として利用されている。

10

【0043】

これら送信データのマルチキャリア信号と拡散変調されたヘッダ情報のマルチキャリア信号とは、GI付加部4へ入力され、ガードインターバル(GI)がGI付加部で付加され、その時間的な先頭に、プリアンプル生成部21で生成されたPLCPプリアンプルが付け加えられてフレーム化される。このフレーム化されたOFDM信号は、アップサンプル/FIR部5に入力され、アップサンプル/FIR部5では、ナイキストの定理で示される理論上必要な2倍以上のサンプル周波数にアップサンプリングされ、DAC部6へ入力される。DAC部6では、OFDM信号は、ディジタルからアナログへ変換され、図略のアナログフロントエンド部へ入力され、図略の送信アンテナから送信される。

20

【0044】

なお、このようなヘッダ情報を拡散変調したOFDM信号は、拡散後のスペクトラム広がりを抑制するべく、いわゆるルートコサインフィルタで波形整形されてもよい。

【0045】

一方、OFDM受信装置RDは、例えば、図1に示すように、復調部31、41と、パラレル/シリアル変換部(P/S変換部)32、42と、OFDM復調部33、43と、GI除去部34と、FIR/ダウンサンプル(down-sample)部35と、アナログ/ディジタル変換部(ADC部)36と、Barker符号生成部44と、逆拡散変調部45とを備えて構成されている。

30

【0046】

図略の受信アンテナで受信された受信波は、図略のアナログフロントエンド部を介してADC部36へ入力され、ADC部36でアナログからディジタルへ変換され、FIR/ダウンサンプル部35へ入力され、FIR/ダウンサンプル部35でディジタル回路の所定のサンプル周波数にダウンサンプルされ、GI除去部34へ入力され、GI除去部34でGIが除去される。GIが除去されたデータ部103は、OFDM復調部33へ入力される一方、GIが除去されたPLCPヘッダ部102は、逆拡散変調部45へ入力される。

40

【0047】

データ部103は、OFDM復調部33で高速フーリエ変換されることによって時間領域から周波数領域へ変換(OFDM復調)され、これによって各サブキャリア信号となり、P/S変換部32へ入力される。これら各サブキャリア信号は、P/S変換部32でパラレル/シリアル変換(並列/直列変換)されることによって1つの受信データとされ、復調部31へ入力される。この受信データは、復調部31でPLCPヘッダ部102に收容されていたヘッダ情報のRATE情報に従って64QAM復調処理され、データが復調される。

【0048】

50

また、P L C Pヘッダ部 1 0 2 (1 0 2 - 1 ~ 1 0 2 - 1 1) は、逆拡散変調部 4 5 で、B a r k e r 符号生成部 4 4 で生成され、逆拡散変調部 4 5 へ入力された B a r k e r 符号で圧縮処理 (逆拡散処理) され、O F D M 復調部 4 3 へ入力される。圧縮処理された P L C Pヘッダ部 1 0 2 は、O F D M 復調部 4 3 で高速フーリエ変換されることによって時間領域から周波数領域へ変換 (O F D M 復調) され、これによって各サブキャリア信号となり、P / S 変換部 4 2 へ入力される。これら各サブキャリア信号は、P / S 変換部 4 2 でパラレル / シリアル変換 (並列 / 直列変換) されることによって 1 つの受信データとされ、復調部 4 1 へ入力される。この受信データは、復調部 4 1 で予め設定された所定の復調処理、例えば B P S K 復調処理され、ヘッダ情報が復調される。

【 0 0 4 9 】

図 3 は、実施形態における O F D M 送受信装置間の通信のタイムチャートを示す図である。図 4 は、実施形態における、データ信号を再送する場合における O F D M 送受信装置間の通信のタイムチャートを示す図である。図 4 (A) は、送信側を示し、図 4 (B) は、受信側を示す。

【 0 0 5 0 】

このような構成の O F D M 送信装置 S D では、データ信号や A C K 信号等の O F D M 信号 1 0 0 は、図 2 に示すように、背景技術と同様に、受信同期を確立するためのプリアンブル信号を収容する P L C P プリアンブル部 1 0 1 と、ヘッダ情報を収容する P L C P ヘッダ部 1 0 2 と、送信すべきデータを収容するデータ部 1 0 3 と、畳み込み符号化を終端するための付加ビットを収容する P L C P テイル部 1 0 4 とを備えて構成されるが、ヘッダ情報が B a r k e r 符号によって拡散変調されているので、P L C P ヘッダ部 1 0 2 は、信号ベクトル長が 1 1 倍に長くなり、1 1 の O F D M シンボル 1 0 2 - 1 ~ 1 0 2 - 1 1 となっている。通常の P L C P ヘッダ部は、4 μ S であるが、このように本実施形態の P L C P ヘッダ部 1 0 2 (1 0 2 - 1 ~ 1 0 2 - 1 1) は、帯域を広げないためにサンプルレートを変えることなく、B a r k e r 符号の拡散符号でヘッダ情報を拡散変調されるので、1 1 倍の 4 4 μ S となる。なお、一般に、拡散変調は、拡散変調しない場合の通常のサンプルレートよりも早いレートで拡散される。

【 0 0 5 1 】

したがって、データ信号を再送することなく、O F D M 送信装置 S D および O F D M 受信装置 R D 間で通信を行った場合には、図 3 に示すように、I P パケット長がイーサネットにおける最大値 1 5 0 0 バイトであるとする、通信周期は、“ 2 4 8 μ S + 4 0 μ S ” のデータ信号 1 の送信と、1 6 μ S の S I F S と、“ 2 3 μ S + 4 0 μ S ” の A C K 信号の受信と、1 0 1 . 5 μ S のバックオフ時間とから構成され、スループットは、2 5 . 6 M b p s となる。

【 0 0 5 2 】

一方、データ信号を再送する場合では、ヘッダ情報が拡散変調されているので、背景技術の欄で説明したような R A T E の R A T E 情報の誤りや L E N G T H の L E N G T H 情報の誤りは、ほとんど生じることないため、図 1 6 に示す各ケースを想定する必要がない。この場合では、データ部 1 0 3 のエラーに起因する再送のケースが想定され、図 4 に示すように、O F D M 受信装置 R V は、受信波の復調処理を続け、最終的にフレームチェックシーケンス (F C S) によってパケットのエラーを検出することになるが、1 6 μ S の S I F S および 1 3 9 . 5 μ S のバックオフ時間後の再送によるデータ信号 1 をキャリアセンス中に検出することができ、以下図 3 に示すタイムチャートとなる。したがって、スループットは、1 3 . 7 M b p s となる。

【 0 0 5 3 】

このように本実施形態における O F D M 送信装置 S D および O F D M 変調方法では、ヘッダ情報が拡散変調されるため、正常にデータを送受信する場合には P L C P ヘッダ部 1 0 2 の冗長性によりスループットが上述のように若干低下するが、データ信号を再送する場合には P L C P ヘッダ部 1 0 2 の耐ノイズ性能の向上により背景技術の図 1 6 に示す各ケースが想定されず、図 4 に示すケースであるから、最低のスループットが背景技術の 9

10

20

30

40

50

Mbps から上述の 13.7 Mbps に向上する。このように本実施形態における OFDM 送信装置 SD および OFDM 変調方法では、PLCP ヘッダ部 102 を拡散変調することによって PLCP ヘッダ部 102 のロバスト性を向上することができ、伝送路の SN が劣化した場合でもスループットの低下を抑制することが可能となる。最悪のケースで、背景技術では、スループットが約 71% ($= (1 - 9/31) \times 100$) 低下するが、本実施形態では、約 56% ($= (1 - 13.7/31) \times 100$) のスループットの低下で済む。なお、正常にデータを送受信する場合におけるスループットの若干の低下は、より低い多値変調 (例えば、BPSK や QPSK) が用いられる場合には、より少なくなる。

【0054】

また、OFDM 信号に適応サブキャリア変調方式が用いられ、適応サブキャリア変調に応じた制御を行う場合に、この適応サブキャリア変調の制御情報がヘッダ情報に含まれるので、適応サブキャリア変調の制御情報のロバスト性を向上することができ、適応サブキャリア変調に応じた制御を確実に行うことが可能となる。

【0055】

図 5 は、BPSK 変調における SN 比対エラー率を示す図である。図 5 の横軸は、dB 単位で表す SN 比 (SNR) であり、その縦軸は、ビットエラー率 (BER) である。図 6 は、特定の周波数に AM 変調波を妨害波 (ノイズ) として注入した場合における OFDM 信号の波形を示す図である。図 6 の横軸は、周波数 (frequency) であり、その縦軸は、dB 単位で表す信号レベル (level) である。図 6 (A) は、PLCP ヘッダ部 102 を拡散変調する本実施形態の場合であり、図 6 (B) は、PLCP ヘッダ部を拡散変調しない背景技術の場合である。図 5 に示す ○ および ● は、図 6 に示すように、特定の周波数に AM 変調波を妨害波 (ノイズ) として注入した場合のビットエラー率を示している。図 5 に示す ○ は、PLCP ヘッダ部 102 を拡散変調する本実施形態の場合であり、図 5 に示す ● は、PLCP ヘッダ部を拡散変調しない背景技術の場合である。

【0056】

図 5 に示すように、例えば、ビットエラー率が 10^{-8} となるためには、PLCP ヘッダ部 102 を拡散変調する本実施形態の場合では、符号化利得が約 9 dB である誤り訂正符号を用いることによって前記ビットエラー率 10^{-8} を達成することが可能である。しかしながら、PLCP ヘッダ部を拡散変調しない背景技術の場合では、SN 比が 0 dB での前記ビットエラー率 10^{-8} がいわゆるシャノン限界を超えており、実現することができない。

【0057】

さらに、ガードインターバルを拡散後に付加することにより、対象とする伝送路の遅延プロファイルに従って最適なガードインターバル長を選択することができ、効率的な伝送が実現できる。例えば、遅延プロファイルの測定の結果、有意な遅延波が 5 μ S まで存在する場合には、ガードインターバル長を 5 μ S とすればよい。

【0058】

なお、上述の実施形態では、拡散変調の拡散符号に Barker 符号を用いたが、これに限定されるものではなく、例えば、M 系列符号、Gold 符号、嵩 (かさみ) 符号およびウォルシュ-アダマール符号を利用することが可能である。

【0059】

図 7 は、第 1 変形形態における OFDM 送信装置および OFDM 受信装置の各構成を示す図である。図 8 は、第 1 変形形態におけるデータ信号および ACK 信号のフレーム構成を示す図である。

【0060】

また、上述の実施形態では、OFDM 変調部 13 でヘッダ情報を逆高速フーリエ変換することによって OFDM 変調したヘッダ情報を拡散変調した後に GI を付加したが、ヘッダ情報を逆高速フーリエ変換することによって OFDM 変調した PLCP ヘッダ部 102 に GI を付加した後に拡散変調してもよい。

【0061】

10

20

30

40

50

また、上記第 1 変形形態において、P L C P ヘッダ部 1 0 2 に収容されるべきヘッダ情報を逆高速フーリエ変換してさらに G I を付加した信号を拡散符号で拡散変調してもよい。

【 0 0 6 2 】

このような第 1 変形形態における O F D M 送信装置 S D A は、例えば、図 7 に示すように、1 次変調部 1、1 1 と、S / P 変換部 2、1 2 と、O F D M 変調部 3、1 3 と、ガードインターバル付加部 (G I 付加部) 5 1、5 2 と、アップサンプル / F I R 部 5 と、D A C 部 6 と、B a r k e r 符号生成部 1 4 と、拡散変調部 1 5 と、プリアンブル生成部 2 1 とを備えて構成されている。

【 0 0 6 3 】

すなわち、この O F D M 送信装置 S D A は、図 1 に示す O F D M 送信装置 S D に対し、O F D M 部 3 の出力および拡散変調部 1 5 の出力が入力される G I 付加部 4 に代え、O F D M 変調部 3 の出力が入力される G I 付加部 5 1、および、O F D M 変調部 1 3 の出力が入力されるとともにその出力が拡散変調部 1 5 へ出力される G I 付加部 5 2 を備えている。

【 0 0 6 4 】

このような構成の O F D M 送信装置 S D A では、O F D M 変調部 3 で O F D M 変調されて生成された送信データのマルチキャリア信号は、G I 付加部 5 1 でガードインターバル (G I) が付加される。また、O F D M 変調部 1 3 で O F D M 変調されて生成されたヘッダ情報のマルチキャリア信号は、G I 付加部 5 2 でガードインターバル (G I) が付加される。この G I を付加されたヘッダ情報のマルチキャリア信号は、拡散変調部 1 5 へ入力され、B a r k e r 符号生成部 1 4 で生成され、拡散変調部 1 5 へ入力された B a r k e r 符号で拡散変調される。そして、これら拡散変調部 1 5 から出力された拡散変調のヘッダ情報の O F D M シンボルと、G I 付加部 5 1 から出力された送信データの O F D M シンボルとは、その時間的な先頭に、プリアンブル生成部 2 1 で生成された P L C P プリアンブルが付け加えられてフレーム化される。

【 0 0 6 5 】

このため、この O F D M 送信装置 S D A で生成される O F D M 信号 1 0 0 A は、図 8 に示すように、背景技術と同様に、P L C P プリアンブル部 1 0 1 と、P L C P ヘッダ部 2 0 1 と、データ部 1 0 3 と、P L C P テイル部 1 0 4 とを備えて構成とされるが、P L C P ヘッダ部 2 0 1 が B a r k e r 符号によって拡散変調された G I 2 0 2 およびヘッダ情報 (S I G N A L) 2 0 3 を備えた構成となる。この P L C P ヘッダ部 2 0 1 は、従来の P L C P ヘッダ部を 1 1 倍に長くしたものとなり、4 4 μ S となる。

【 0 0 6 6 】

この第 1 変形形態では、サブキャリア本数 N_s は、そのまま、高速フーリエ変換のサンプリング周波数 f_s は、P を拡散長とすると、 f_s / P となり、また、P L C P ヘッダ部 2 0 1 の O F D M シンボルは、1 個である。

【 0 0 6 7 】

一方、第 1 変形形態における O F D M 受信装置 R D A は、例えば、図 7 に示すように、復調部 3 1、4 1 と、P / S 変換部 3 2、4 2 と、O F D M 復調部 3 3、4 3 と、G I 除去部 5 3、5 4 と、F I R / ダウンサンプル部 3 5 と、A D C 部 3 6 と、B a r k e r 符号生成部 4 4 と、逆拡散変調部 4 5 とを備えて構成されている。

【 0 0 6 8 】

図 1 に示す O F D M 受信装置 R D では、F I R / ダウンサンプル部 3 5 の出力が G I 除去部 3 4 を介して O F D M 復調部 3 3 および逆拡散変調部 4 5 へそれぞれ入力されたが、この O F D M 受信装置 R D A では、F I R / ダウンサンプル部 3 5 の出力が G I 除去部 5 3 を介して O F D M 復調部 3 3 へ入力されるとともに F I R / ダウンサンプル部 3 5 の出力が逆拡散変調部 4 5 および G I 除去部 5 4 を介して O F D M 復調部 4 3 へ入力される。

【 0 0 6 9 】

このような構成の O F D M 受信装置 R D A では、F I R / ダウンサンプル部 3 5 でデジ

10

20

30

40

50

タル回路の所定のサンプル周波数にダウンサンプルされた受信信号は、G I 除去部 5 3 へ入力され、G I 除去部 5 3 で G I が除去され、O F D M 復調部 3 3 へ入力され、O F D M 復調部 3 3 で O F D M 復調される。また、F I R / ダウンサンプル部 3 5 でデジタル回路の所定のサンプル周波数にダウンサンプルされた受信信号は、逆拡散変調部 4 5 へ入力され、逆拡散変調部 4 5 で、B a r k e r 符号生成部 4 4 で生成され、逆拡散変調部 4 5 へ入力された B a r k e r 符号で圧縮処理され、G I 除去部 5 4 へ入力され、G I 除去部 5 4 で G I が除去され、O F D M 復調部 4 3 へ入力され、O F D M 復調部 4 3 で O F D M 復調される。

【 0 0 7 0 】

このような構成によっても O F D M 送信装置 S D A およびその変調方法は、P L C P ヘッダ部 2 0 1 を拡散変調することによって P L C P ヘッダ部 2 0 1 のロバスト性を向上することができ、伝送路の S N 比が劣化した場合でもスループットの低下を抑制することが可能となる。また、G I が 1 1 倍に長くなるため、より長い遅延波に対応可能となる。

10

【 0 0 7 1 】

図 9 は、第 2 変形形態における O F D M 送信装置および O F D M 受信装置の各構成を示す図である。図 1 0 は、第 2 変形形態におけるデータ信号および A C K 信号のフレーム構成を示す図である。

【 0 0 7 2 】

また、上述の実施形態では、P L C P ヘッダ部 1 0 2 に収容されるべきヘッダ情報を逆高速フーリエ変換した信号を拡散変調した後に G I を付加したが、ヘッダ情報の O F D M シンボルを複数コピーし、これらヘッダ情報の各 O F D M シンボルと B a r k e r 符号を構成する各符号とをそれぞれ乗算することによって拡散変調してもよい。

20

【 0 0 7 3 】

このような第 2 変形形態における O F D M 送信装置 S D B は、例えば、図 9 に示すように、1 次変調部 1、1 1 と、S / P 変換部 2、1 2 と、O F D M 変調部 3、1 3 と、ガードインターバル付加部 (G I 付加部) 6 1、6 2 と、コピー部 6 3 と、カウント部 6 4 と、アップサンプル / F I R 部 5 と、D A C 部 6 と、B a r k e r 符号生成部 1 4 と、拡散変調部 6 5 と、プリアンプル生成部 2 1 とを備えて構成されている。

【 0 0 7 4 】

すなわち、この O F D M 送信装置 S D B は、図 1 に示す O F D M 送信装置 S D に対し、O F D M 部 3 の出力および拡散変調部 1 5 の出力が入力される G I 付加部 4 に代え、O F D M 変調部 3 の出力が入力される G I 付加部 6 1、および、O F D M 変調部 1 3 の出力が入力されるとともにその出力がコピー部 6 3 を介して拡散変調部 6 5 へ出力される G I 付加部 5 2 を備え、さらに、B a r k e r 符号生成部 1 4 に接続され B a r k e r 符号生成部 1 4 から出力される符号数をカウント (計数) するカウント部 6 4 を備えている。

30

【 0 0 7 5 】

このような構成の O F D M 送信装置 S D B では、O F D M 変調部 3 で O F D M 変調されて生成された送信データのマルチキャリア信号は、G I 付加部 6 1 でガードインターバル (G I) が付加される。また、O F D M 変調部 1 3 で O F D M 変調されて生成されたヘッダ情報のマルチキャリア信号は、G I 付加部 5 2 でガードインターバル (G I) が付加される。この G I を付加されたヘッダ情報のマルチキャリア信号は、ヘッダ情報の O F D M シンボルであり、コピー部 6 3 で順次にコピー (複製) され、そのコピーのヘッダ情報の O F D M シンボルが拡散変調部 6 5 へ入力される。一方、このコピーのヘッダ情報の O F D M シンボルがコピー部 6 3 から拡散変調部 6 5 へ入力されるタイミングに合わせて、B a r k e r 符号を構成する各符号が順次に B a r k e r 符号生成部 1 4 から拡散変調部 6 5 へ入力される。そして、拡散変調部 6 5 では、図 1 0 に示すように、コピー部 6 3 から入力されたコピーのヘッダ情報の O F D M シンボル 3 0 1 と B a r k e r 符号生成部 1 4 から入力された B a r k e r 符号を構成する符号が乗算される。

40

【 0 0 7 6 】

例えば、上述したように、b a r k e r 符号は、[1、- 1、1、1、- 1、1、1、

50

1、- 1、- 1、- 1]の各符号で構成される拡散符号であり、第1番目の“1”と第1番目にコピーされたヘッダ情報のOFDMシンボル301-1とが拡散変調部65で乗算され、第2番目の“- 1”と第2番目にコピーされたヘッダ情報のOFDMシンボル301-2とが拡散変調部65で乗算され、そして、第3番目の“1”と第3番目にコピーされたヘッダ情報のOFDMシンボル301-3とが拡散変調部65で乗算され、以下同様に、第11番目まで演算される。

【0077】

また、カウント部64は、Barker符号生成部14から出力される符号数をカウントしており、そのカウント値がbarker符号の符号数である11になると、コピー部63に制御信号を出力し、コピーのヘッダ情報のOFDMシンボルを出力することをコピー部63に停止させる。

10

【0078】

そして、これら拡散変調部65から出力された拡散変調のヘッダ情報の11個のOFDMシンボルと、GI付加部61から出力された送信データのOFDMシンボルとは、その時間的な先頭に、プリアンプル生成部21で生成されたPLCPプリアンプルが付け加えられてフレーム化される。

【0079】

このため、このOFDM送信装置SDBで生成されるOFDM信号100Bは、図10に示すように、背景技術と同様に、PLCPプリアンプル部101と、PLCPヘッダ部301と、データ部103と、PLCPテイル部104とを備えて構成とされるが、PLCPヘッダ部301がBarker符号の各符号[1、- 1、1、1、- 1、1、1、1、- 1、- 1、- 1]とそれぞれ乗算されたヘッダ情報のOFDMシンボル301-1、301-2、301-3、・・・、301-11によって構成される。したがって、このPLCPヘッダ部301は、Barker符号の各符号でそれぞれ乗算された従来のPLCPヘッダ部を11個備えたものとなり、44μSとなる。

20

【0080】

一方、第2変形形態におけるOFDM受信装置RDBは、例えば、図9に示すように、復調部31、41と、P/S変換部32、42と、OFDM復調部33、43と、GI除去部66、67と、カウンタ部68と、FIR/ダウンサンプル部35と、ADC部36と、Barker符号生成部44と、逆拡散変調部69とを備えて構成されている。

30

【0081】

図1に示すOFDM受信装置RDでは、FIR/ダウンサンプル部35の出力がGI除去部34を介してOFDM復調部33および逆拡散変調部45へそれぞれ入力されたが、このOFDM受信装置RDBでは、FIR/ダウンサンプル部35の出力がGI除去部66を介してOFDM復調部33へ入力されるとともにFIR/ダウンサンプル部35の出力が逆拡散変調部69およびGI除去部67を介してOFDM復調部43へ入力され、そして、Barker符号生成部14から出力される符号数をカウントするカウンタ部68がBarker符号生成部14に接続されている。

【0082】

このような構成のOFDM受信装置RDBでは、FIR/ダウンサンプル部35でデジタル回路の所定のサンプル周波数にダウンサンプルされた受信信号は、GI除去部66へ入力され、GI除去部66でGIが除去され、OFDM復調部33へ入力され、OFDM復調部33でOFDM復調される。また、FIR/ダウンサンプル部35でデジタル回路の所定のサンプル周波数にダウンサンプルされた受信信号は、逆拡散変調部69へ入力され、逆拡散変調部69で、Barker符号生成部44で生成され、逆拡散変調部69へ入力されたBarker符号の各符号で圧縮処理され、GI除去部67へ入力され、GI除去部67でGIが除去され、OFDM復調部43へ入力され、OFDM復調部43でOFDM復調される。

40

【0083】

このような構成によってもOFDM送信装置SDBおよびその変調方法は、PLCPへ

50

ッダ部 301 (301-1、301-2、301-3、...) を拡散変調することによって PLCP ヘッダ部 301 のロバスト性を向上することができ、伝送路の SN 比が劣化した場合でもスループットの低下を抑制することが可能となる。

【0084】

また、妨害波 (ノイズ) が AM 変調信号である場合において、この AM 変調信号におけるキャリア (搬送波) の周波数が OFDM 信号におけるサブキャリアの周波数に一致すると、Barker 符号で逆拡散処理 (圧縮処理) する場合にサンプルされるポイントによっては、拡散符号の位相が打ち消され、逆拡散の効果が減殺されてしまう。しかしながら、この第 2 変形形態における OFDM 送信装置 SDB およびその変調方法では、拡散変調されたサンプルが時間方向に間隔を置いて配置されるので、AM 変調信号の位相が Barker 符号の位相情報を消し難くなる。したがって、この第 2 変形形態における OFDM 送信装置 SDB およびその変調方法は、より優れた拡散変調の効果を奏する。その一例を図 11 に示す。

【0085】

図 11 は、AM 変調信号を Barker 符号で逆拡散した場合におけるその AM 値を示す図である。図 11 の横軸は、周波数であり、その縦軸は、逆拡散後の AM 値である。AM 変調信号は、その変調周波数がキャリア周波数に比べて十分に低いと仮定され、そのキャリア周波数分のみが対象とされ、 $\sin(2\pi \cdot k \cdot f \cdot n \cdot Ts)$ と関数表現した。ここで、 Ts は、802.11a 規格の場合の $1/20\text{MHz}$ とされ、 f は、 $fs/NFFT = 20\text{MHz}/64$ とされた。

【0086】

図 11 (A) は、 $\sum \sin(2\pi \cdot k \cdot f \cdot n \cdot Ts) * \text{Barker}(n)$ で上述の実施形態により得られた逆拡散値であり、図 11 (B) は、 $\sum \sin(2\pi \cdot k \cdot f \cdot (1 + 80(n-1)) \cdot Ts) * \text{Barker}(n)$ で上述の第 2 変形形態により得られた逆拡散値である。ここで、 $\text{Barker}(n)$ は、第 n 番目の Barker 符号の符号値である。したがって、本実施形態および第 2 変形形態では、 $\sum$ は、 n について 1 から 11 までの和を求める。

【0087】

図 11 (A) と図 11 (B) を比較するとから分かるように、逆拡散後に AM 変調信号の影響が小さくなる 0 クロスの周波数が図 11 (A) よりも図 11 (B) の方が多く存在している。したがって、第 2 変形形態は、様々な周波数の AM 変調信号のノイズに対してロバスト性が向上している。

【0088】

ここで、実施形態及びその第 1 変形形態では、OFDM 変調部 3、13 および OFDM 復調部 33、43 のサンプル周波数 fs は、それぞれ fs および fs/P であるが、第 2 変形形態における OFDM 変調部 3、13 および OFDM 復調部 33、43 のサンプル周波数 fs は、 fs である。

【0089】

本発明を表現するために、上述において図面を参照しながら実施形態を通して本発明を適切且十分に説明したが、当業者であれば上述の実施形態を変更および/または改良することは容易に為し得ることであると認識すべきである。したがって、当業者が実施する変更形態または改良形態が、請求の範囲に記載された請求項の権利範囲を離脱するレベルのものでない限り、当該変更形態または当該改良形態は、当該請求項の権利範囲に包括されると解釈される。

【図面の簡単な説明】

【0090】

【図 1】実施形態における OFDM 送信装置および OFDM 受信装置の各構成を示す図である。

【図 2】実施形態におけるデータ信号および ACK 信号のフレーム構成を示す図である。

【図 3】実施形態における OFDM 送受信装置間の通信のタイムチャートを示す図である

。

【図４】実施形態における、データ信号を再送する場合におけるＯＦＤＭ送受信装置間の通信のタイムチャートを示す図である。

【図５】ＢＰＳＫ変調におけるＳＮ比対エラー率を示す図である。

【図６】特定の周波数にＡＭ変調波を妨害波（ノイズ）として注入した場合におけるＯＦＤＭ信号の波形を示す図である。

【図７】第１変形形態におけるＯＦＤＭ送信装置およびＯＦＤＭ受信装置の各構成を示す図である。

【図８】第１変形形態におけるデータ信号およびＡＣＫ信号のフレーム構成を示す図である。

10

【図９】第２変形形態におけるＯＦＤＭ送信装置およびＯＦＤＭ受信装置の各構成を示す図である。

【図１０】第２変形形態におけるデータ信号およびＡＣＫ信号のフレーム構成を示す図である。

【図１１】ＡＭ変調信号をＢarker符号で逆拡散した場合におけるそのＡＭ値を示す図である。

【図１２】８０２．１１a規格で通信を行った場合における送受信装置間の通信のタイムチャートを示す図である。

【図１３】データ信号およびＡＣＫ信号の各フレーム構成を示す図である。

20

【図１４】ＰＬＣＰヘッダ部の構成を示す図である。

【図１５】データ信号を再送する場合における送受信装置間の通信のタイムチャートを示す図である。

【図１６】データ信号を再送する場合における送受信装置間の通信のタイムチャートを示す図である。

【符号の説明】

【００９１】

ＳＤ、ＳＤＡ、ＳＤＢ　ＯＦＤＭ送信装置

ＲＤ、ＲＤＡ、ＲＤＮ　ＯＦＤＭ受信装置

１４、４４、Ｂarker符号生成部

１５、６５　拡散変調部

４５、６９　逆拡散変調部

６３　コピー部

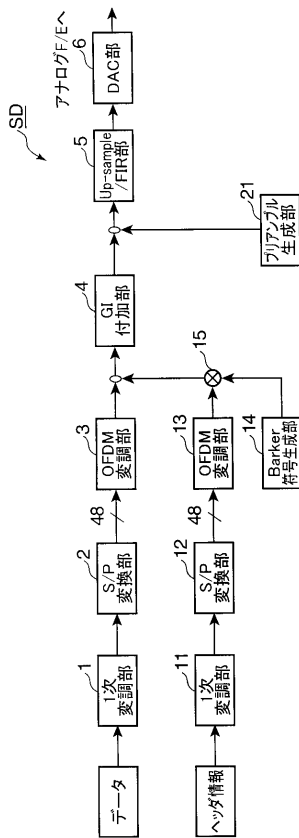
６４、６８　カウンタ部

１００、１００Ａ、１００Ｂ　ＯＦＤＭ信号

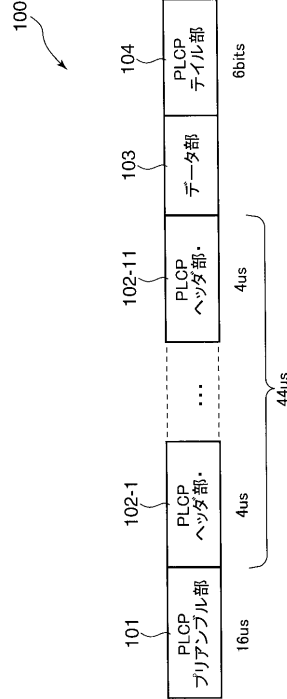
１０２、２０１、３０１　ＰＬＣＰヘッダ部

30

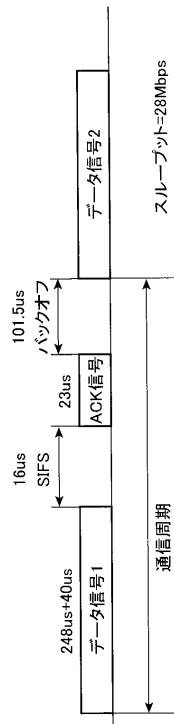
【図 1】



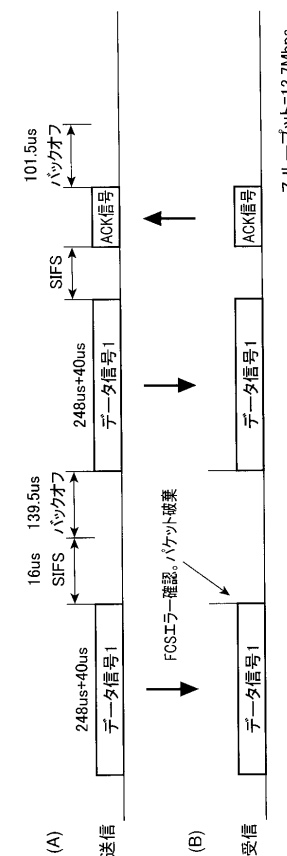
【図 2】



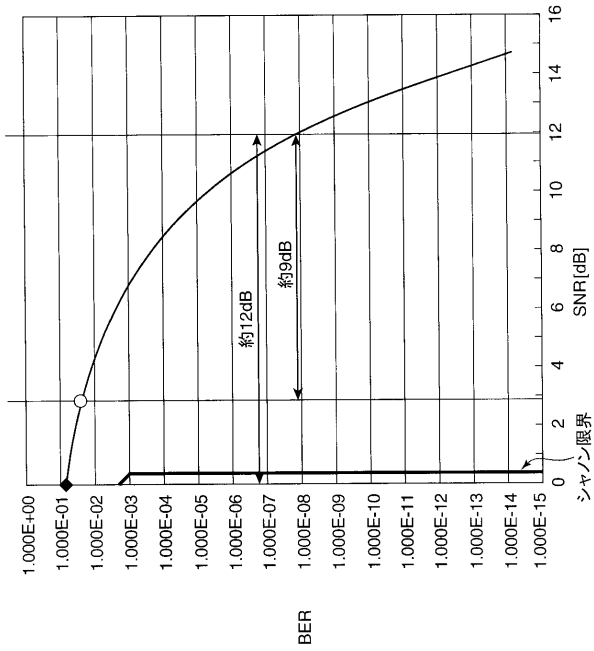
【図 3】



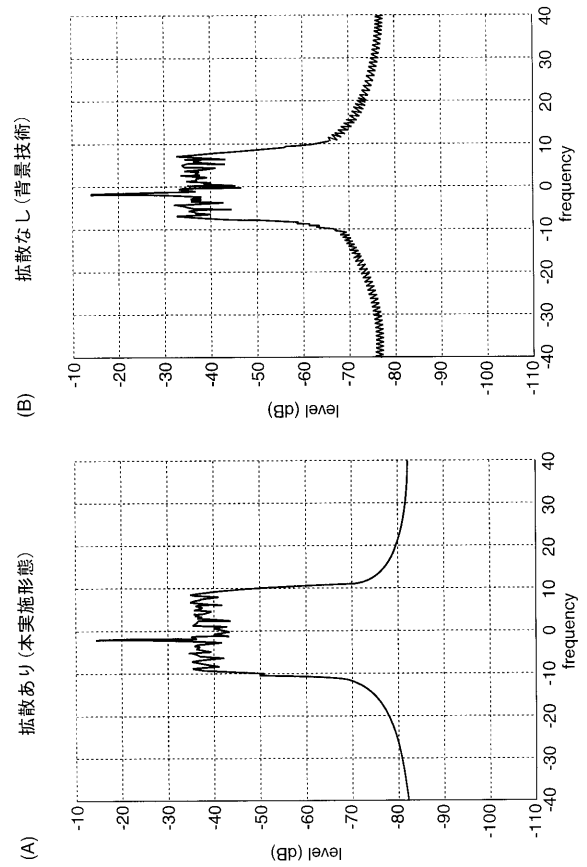
【図 4】



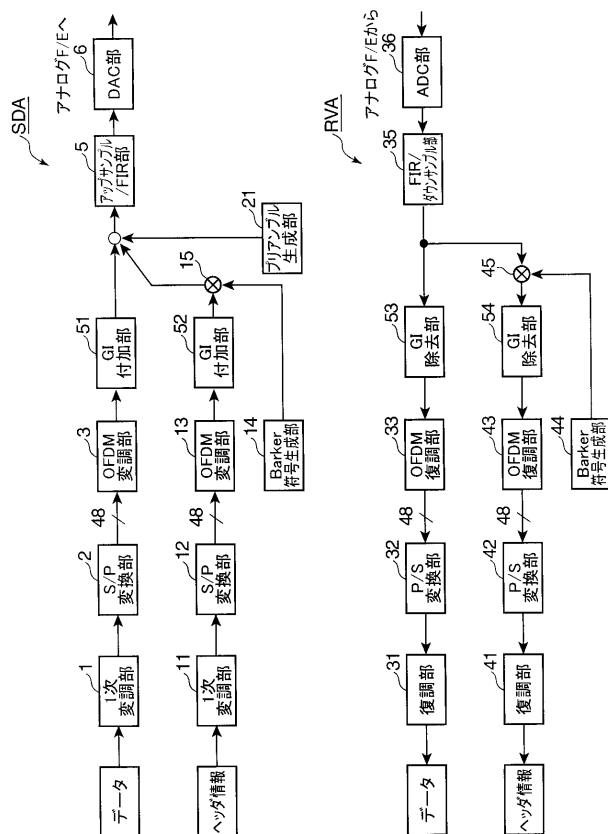
【図 5】



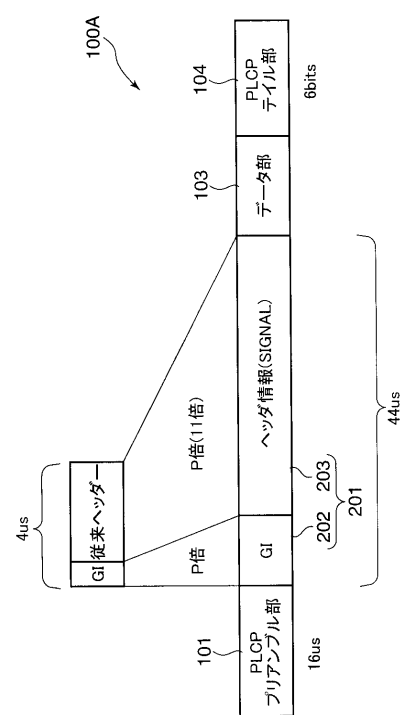
【図 6】



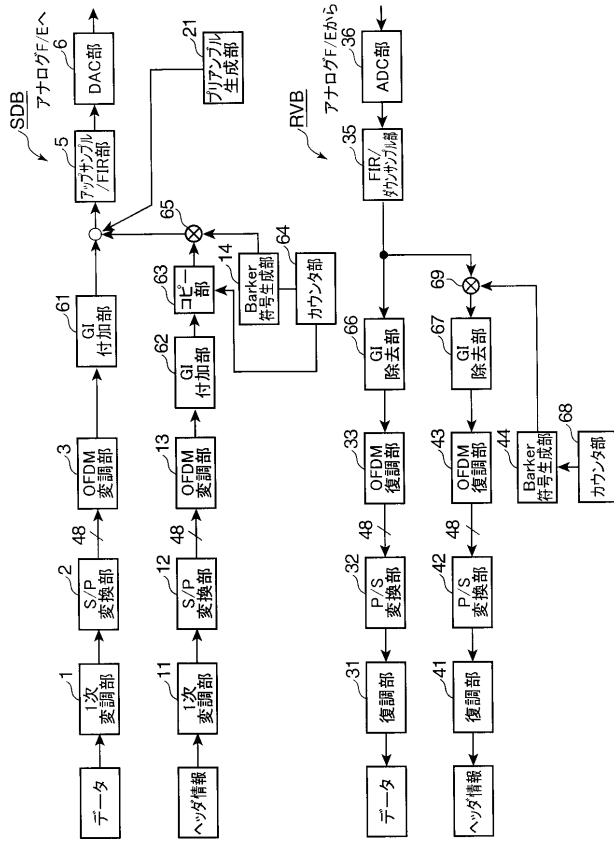
【図 7】



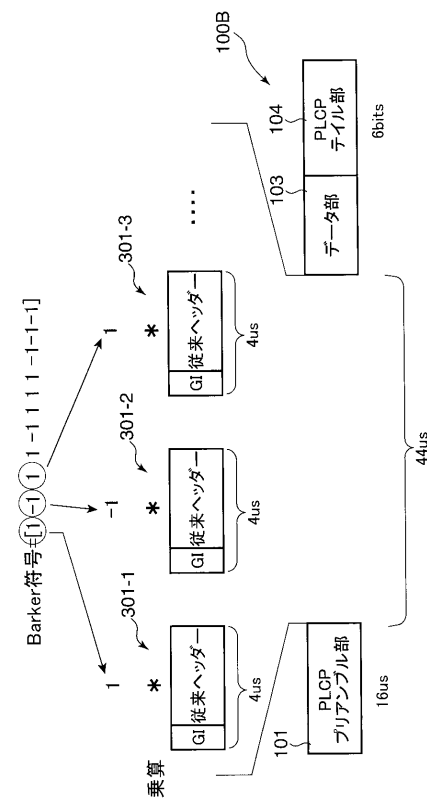
【図 8】



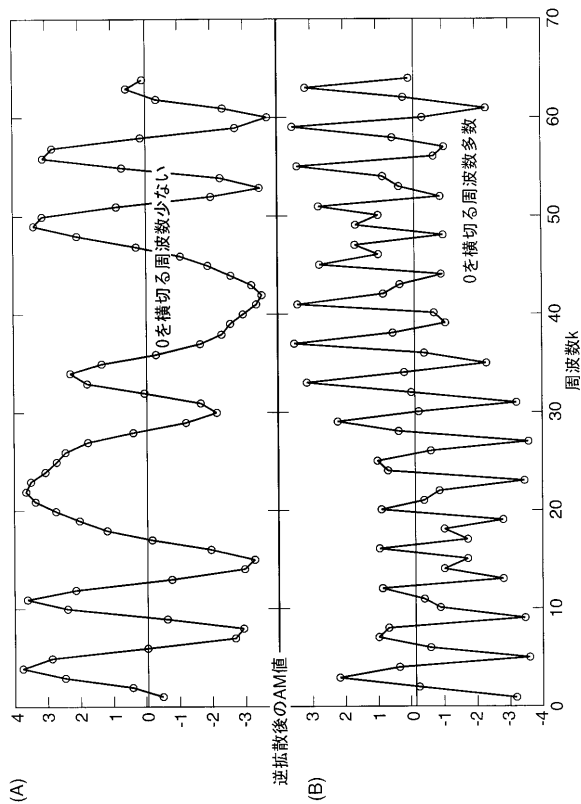
【図 9】



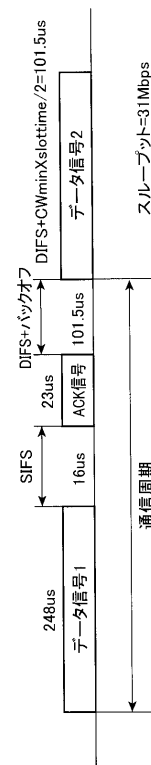
【図 10】



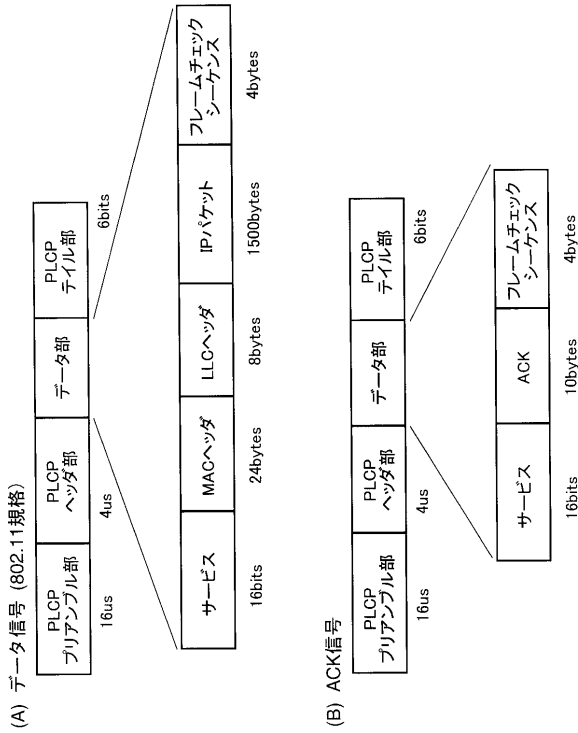
【図 11】



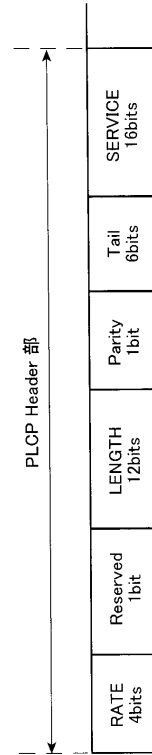
【図 12】



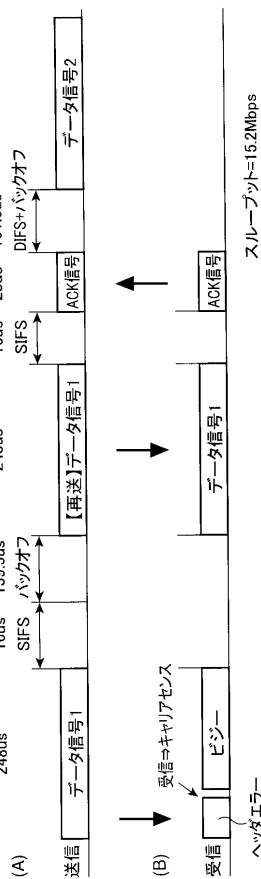
【図 1 3】



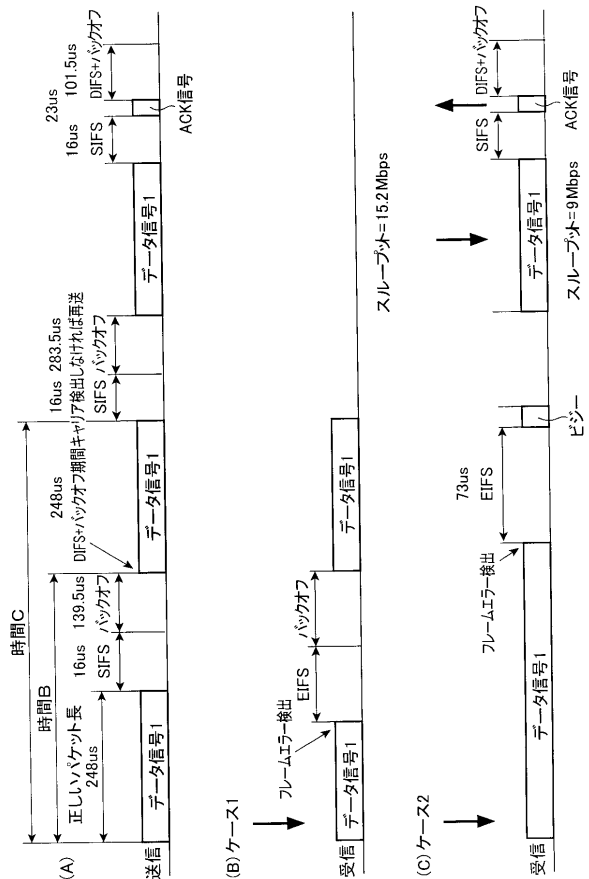
【図 1 4】



【図 1 5】



【図 1 6】



フロントページの続き

(72)発明者 田邊 充

大阪府門真市大字門真 1 0 4 8 番地 松下電工株式会社内

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD21 EE02 EE14 EE21