

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4435239号
(P4435239)

(45) 発行日 平成22年3月17日 (2010.3.17)

(24) 登録日 平成22年1月8日 (2010.1.8)

(51) Int. Cl. F I
H04 J 11/00 (2006.01) H04 J 11/00 Z

請求項の数 2 (全 12 頁)

(21) 出願番号	特願2008-48567 (P2008-48567)	(73) 特許権者	598094506
(22) 出願日	平成20年2月28日 (2008.2.28)		ソニー インターナショナル (ヨーロッ パ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレ ンクテル ハフツング
(62) 分割の表示	特願2000-126338 (P2000-126338) の分割		ドイツ連邦共和国 10785 ベルリン ケンパーブラッツ 1
原出願日	平成12年4月21日 (2000.4.21)	(74) 代理人	100095957
(65) 公開番号	特開2008-136253 (P2008-136253A)		弁理士 亀谷 美明
(43) 公開日	平成20年6月12日 (2008.6.12)	(74) 代理人	100096389
審査請求日	平成20年2月28日 (2008.2.28)		弁理士 金本 哲男
(31) 優先権主張番号	99108083.9	(74) 代理人	100101557
(32) 優先日	平成11年4月23日 (1999.4.23)		弁理士 萩原 康司
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 直交周波数分割多重送信装置及びプリアンブル信号の生成及び送信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

プリアンブル信号を生成する生成手段と、

上記プリアンブル信号を送信する送信手段とを備え、

上記プリアンブル信号は、フレームの粗検出及びノ又は自動利得制御に用いられる少なくとも1つの第1の部分と、該第1の部分に時間領域で後続し、タイミング及び周波数の同期に用いられる少なくとも1つの第2の部分とを有し、該少なくとも1つの第1の部分及び該少なくとも1つの第2の部分は、逆高速フーリエ変換が施された周波数領域における複素シンボルの列を含み、

上記少なくとも1つの第1の部分及び上記少なくとも1つの第2の部分の最後の6個の複素シンボルは、

$$(1-i), (-1, -i), (1-i), (-1-i), (-1+i), (1+i)$$

であり、
上記プリアンブル信号の時間領域の信号は、周波数領域における12個の複素シンボルと値が0の残りの複素シンボルとの列を64点逆高速フーリエ変換係数にマッピングすることにより生成され、

上記少なくとも1つの第2の部分の複素シンボルの列は、Nを電力正規化係数とし、 $S_1 \sim S_{12}$ を複素シンボルとして、

$$S_{-26, +26} = N * \{0, 0, S_1, 0, 0, 0, S_2, 0, 0, 0, S_3, 0, 0, 0, S_4, 0, 0, 0, S_5, 0, 0, 0, S_6, 0, 0, 0, 0, 0, 0, S_7, 0, 0, 0, S_8, 0, 0, 0, S_9, 0, 0, 0, S_{10}, 0, 0, 0, S_{11}, 0, 0, 0, S_{12}, 0, 0\}$$

であることを特徴とする直交周波数分割多重送信装置。

10

20

【請求項 2】

プリアンブル信号を生成及び送信するプリアンブル信号の生成及び送信方法において、
 上記プリアンブル信号を生成するステップと、
 上記プリアンブル信号を送信するステップとを有し、
 上記プリアンブル信号は、フレームの粗検出及び／又は自動利得制御に用いられる少なくとも 1 つの第 1 の部分と、該少なくとも 1 つの第 1 の部分に時間領域で後続し、タイミング及び周波数の同期に用いられる少なくとも 1 つの第 2 の部分とに分割されており、
 上記少なくとも 1 つの第 1 の部分及び上記少なくとも 1 つの第 2 の部分は、逆高速フーリエ変換が施された周波数領域における複素シンボルの列を含み、
 上記少なくとも 1 つの第 1 の部分及び上記少なくとも 1 つの第 2 の部分の最後の 6 個の複素シンボルは、
 $(1-i), (-1, -i), (1-i), (-1-i), (-1+i), (1+i)$ であり、

10

上記プリアンブル信号の時間領域の信号は、周波数領域における 12 個の複素シンボルと値が 0 の残りの複素シンボルとの列を 64 点逆高速フーリエ変換係数にマッピングすることにより生成され、

上記少なくとも 1 つの第 2 の部分の複素シンボルの列は、N を電力正規化係数とし、 $S_1 \sim S_{12}$ を複素シンボルとして、

$S_{-26, +26} = N \cdot \{0, 0, S_1, 0, 0, 0, S_2, 0, 0, 0, S_3, 0, 0, 0, S_4, 0, 0, 0, S_5, 0, 0, 0, S_6, 0, 0, 0, 0, 0, 0, S_7, 0, 0, 0, S_8, 0, 0, 0, S_9, 0, 0, 0, S_{10}, 0, 0, 0, S_{11}, 0, 0, 0, S_{12}, 0, 0\}$

であることを特徴とするプリアンブル信号の生成及び送信方法。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、直交周波数分割多重送信装置及びプリアンブル信号の生成及び送信方法に関し、特に、直交周波数分割多重 (orthogonal frequency division multiplex; OFDM) 伝送システムにおける受信装置の同期に用いられるプリアンブル信号を生成及び送信する直交周波数分割多重送信装置及びプリアンブル信号の生成及び送信方法に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、移動通信に適したマルチキャリア変調方式として、直交周波数分割多重 (orthogonal frequency division multiplex: 以下、OFDM という) が提供されている。OFDM は、互いに直交する副搬送波に、映像信号や音声信号等の情報を分割して多重化するものである。

30

【0003】

OFDM 伝送システムを構成する受信装置においては、報知制御チャンネル (broadcast control channel) 内の図 9 に示すような同期プリアンブル構造を用いて同期を確立している。従来知られたこの同期プリアンブル構造は、時間順序で A フィールド、B フィールド及び C フィールドから構成されている。

【0004】

このうち、A フィールドは、時間順序でシンボル A16, RA16, A16, RA16 及び IA16 から構成され、B フィールドは、時間順序でシンボル B16, B16, B16, B16 及び IB16 から構成されている。

40

【0005】

A フィールド、B フィールド及び C フィールドは、受信側においてそれぞれ最適化された特定の機能を有するようになされている。すなわち、A フィールドは、例えばフレームの粗検出及び自動利得制御 (automatic gain control; AGC) に用いられる。B フィールドは、周波数の粗オフセット設定及びタイミング同期に用いられる。C フィールドは、チャンネル推定及び精密な同期に用いられる。

【0006】

B フィールドの具体的な構造及び生成方法は、ソニーインターナショナル (ヨーロッパ

50

）G m b H 名義の欧州特許出願EP-99 103 379.6に開示されている。この特許出願は、E P C の第 5 4 (3) 条によると、先行技術とみなされる。B フィールド及び一般に図 9 に示したような時間領域の同期プリアンブル構造の生成の詳細については、上記未公開の出願が参照される。

【 0 0 0 7 】

本発明には一般に関連が薄い C フィールドは、周波数領域で次のように定義される。

【 0 0 0 8 】

$C64_{-26} \dots_{26} = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1\}$

B フィールドのシンボル B 1 6 は、ショート O F D M シンボルであり、副搬送波 $+4, +8, +12, +16, +20, +24$ が変調される。周波数領域でのシンボル B 1 6 は、上述した欧州特許出願EP-99 103 379.6に記載した内容と同様であり、次のように定義することができる。なお、 $\sqrt{2}$ は、 $\sqrt{2}$ を意味し、正規化のために導入されている。

【 0 0 0 9 】

$B16_{-26} \dots_{26} = \sqrt{2} * \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0\}$

なお、時間領域での B フィールドの最後のシンボル I B 1 6 は、上記シンボル B 1 6 の符号を反転されたものである。シンボル B 1 6 を生成する副搬送波にマッピングされたシンボル列は、ピーク対平均電力比 (peak-to-average-power-ratio; PAPR) 及びダイナミックレンジを低減させるという利点を有する。

【 0 0 1 0 】

図 1 に示した従来技術の A フィールドのシンボル A 1 6 は、ショート O F D M シンボルであって、副搬送波 $+2, +6, +10, +14, +18, +22$ が、6 4 点逆離散コサイン変換 (inverse discrete Fourier transform; IDFT) 又は 6 4 点逆高速フーリエ変換 (inverse fast Fourier transform; IFFT) により変調される。周波数領域でのシンボル A 1 6 は、次のように定義することができる。

【 0 0 1 1 】

$A16_{-26} \dots_{26} = \sqrt{2} * \{0, 0, 0, 0, +1+j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, +1+j, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, +1+j, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, +1+j, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, 0, 0\}$

A フィールドの時間領域での 1 個おきのシンボル R A 1 6 は、シンボル A 1 6 の符号が反転したものである。この符号の反転は、特定の副搬送波をロードすることにより自動的に達成される。時間領域での A フィールドの最後の反復 I A 1 6 は、前の R A 1 6 と同じである。

【 発明の開示 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 1 2 】

ところで、O F D M においては、受信した信号の同期をとる必要がある。このためには、例えば自己相関特性を有する同期プリアンブル信号の列が望まれる。

【 0 0 1 3 】

本発明は、上述の実情に鑑みて提案されるものであって、自己相関特性を有するプリアンブル信号を生成及び送信する直交周波数分割多重送信装置及びプリアンブル信号の生成及び送信方法を提供することを目的とする。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 1 4 】

上述の課題を解決するために、本発明に係る直交周波数分割多重送信装置は、プリアンブル信号を生成する生成手段と、プリアンブル信号を送信する送信手段とを備える。プリアンブル信号は、フレームの粗検出及び / 又は自動利得制御に用いられる少なくとも 1 つの第 1 の部分と、第 1 の部分に時間領域で後続し、タイミング及び周波数の同期に用いられる少なくとも 1 つの第 2 の部分とを有する。少なくとも 1 つの第 1 の部分及び少なくと

10

20

30

40

50

も 1 つの第 2 の部分は、逆高速フーリエ変換が施された周波数領域における複素シンボルの列を含む。少なくとも 1 つの第 1 の部分及び少なくとも 1 つの第 2 の部分の最後の 6 個の複素シンボルは、 $(1-i), (-1, -i), (1-i), (-1-i), (-1+i), (1+i)$ である。

【 0 0 1 5 】

プリアンブル信号の時間領域の信号は、周波数領域における 12 個の複素シンボルと値が 0 の残りの複素シンボルとの列を 64 点逆高速フーリエ変換係数にマッピングすることにより生成される。少なくとも 1 つの第 2 の部分の複素シンボルの列は、 N を電力正規化係数とし、 $S_1 \sim S_{12}$ を複素シンボルとして、 $S_{-26, +26} = N \cdot \{0, 0, S_1, 0, 0, 0, S_2, 0, 0, 0, S_3, 0, 0, 0, S_4, 0, 0, 0, S_5, 0, 0, 0, S_6, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, S_7, 0, 0, 0, S_8, 0, 0, 0, S_9, 0, 0, 0, S_{10}, 0, 0, 0, S_{11}, 0, 0, 0, S_{12}, 0, 0\}$ である。

10

【 0 0 1 6 】

また、本発明に係るプリアンブル信号を生成及び送信するプリアンブル信号の生成及び送信方法は、プリアンブル信号を生成するステップと、プリアンブル信号を送信するステップとを有する。プリアンブル信号は、フレームの粗検出及び / 又は自動利得制御に用いられる少なくとも 1 つの第 1 の部分と、少なくとも 1 つの第 1 の部分に時間領域で後続し、タイミング及び周波数の同期に用いられる少なくとも 1 つの第 2 の部分とに分割されている。少なくとも 1 つの第 1 の部分及び少なくとも 1 つの第 2 の部分は、逆高速フーリエ変換が施された周波数領域における複素シンボルの列を含む。少なくとも 1 つの第 1 の部分及び上記少なくとも 1 つの第 2 の部分の最後の 6 個の複素シンボルは、 $(1-i), (-1, -i), (1-i), (-1-i), (-1+i), (1+i)$ である。プリアンブル信号の時間領域の信号は、周波数領域における 12 個の複素シンボルと値が 0 の残りの複素シンボルとの列を 64 点逆高速フーリエ変換係数にマッピングすることにより生成される。少なくとも 1 つの第 2 の部分の複素シンボルの列は、 N を電力正規化係数とし、 $S_1 \sim S_{12}$ を複素シンボルとして、 $S_{-26, +26} = N \cdot \{0, 0, S_1, 0, 0, 0, S_2, 0, 0, 0, S_3, 0, 0, 0, S_4, 0, 0, 0, S_5, 0, 0, 0, S_6, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, S_7, 0, 0, 0, S_8, 0, 0, 0, S_9, 0, 0, 0, S_{10}, 0, 0, 0, S_{11}, 0, 0, 0, S_{12}, 0, 0\}$ である。

20

【発明の効果】

【 0 0 1 7 】

本発明は、OFDM (orthogonal frequency division multiplex; OFDM) に基づいて、自己相関特性を有する同期プリアンブル構造を提供するものである。

【 0 0 1 8 】

また、本発明によると、従来の OFDM による同期プリアンブル構造を用いた同期と比較すると、タイミング精度が改善する。

30

【 0 0 1 9 】

さらに、本発明によると、従来の OFDM の所定の同期プリアンブル構造を変更しない。

【 0 0 2 0 】

そして、本発明によると、従来の技術に比較して複雑にならない。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 2 1 】

以下、本発明の実施の形態について、図面を参照して詳細に説明する。

40

【 0 0 2 2 】

本発明は、直交周波数分割多重 (orthogonal frequency division multiplex; OFDM) 方式の報知制御チャンネル (broadcast control channel; BCCH) において、自己相関特性が改善された同期プリアンブル構造を提供するものである。すなわち、本発明は、改善された自己相関特性を用いることにより、OFDM 伝送システムにおける受信信号の同期精度を向上させるものである。

【 0 0 2 3 】

まず、本発明を適用した同期プリアンブル構造について、図 1 を参照して説明する。

【 0 0 2 4 】

この同期プリアンブル構造は、従来の同期プリアンブル構造と同様の一般構造を有して

50

いる。すなわち、同期プリアンプル構造は、図 1 に示すように、時間順序で A フィールド、B フィールド及び C フィールドから構成される。

【 0 0 2 5 】

A フィールドは、時間順序でシンボル A 1 6 , R A 1 6 , A 1 6 , R A 1 6 及び I A 1 6 から構成される。ここで、シンボル R A 1 6 は、シンボル A 1 6 の符号を反転させたものであり、シンボル I A 1 6 は、前のシンボル R A 1 6 と同じである。

【 0 0 2 6 】

B フィールドは、時間順序でシンボル B 1 6 , B 1 6 , B 1 6 , B 1 6 及び I B 1 6 から構成される。ここで、シンボル I B 1 6 は、シンボル B 1 6 の符号を反転させたものである。

10

【 0 0 2 7 】

C フィールドは、周波数領域で次のように定義される。

【 0 0 2 8 】

$C_{64, 26 \dots 26} = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, 1, 1\}$

【 0 0 2 9 】

なお、本発明では C フィールドは重要でないので、C フィールドについてはこれ以上言及しない。

【 0 0 3 0 】

本発明では、A フィールドの列は、自己相関特性を向上させるために従来の A フィールドの列から変更されている。

20

【 0 0 3 1 】

時間領域での A フィールドの列のシンボル A 1 6 は、ショート OFDM シンボルであり、副搬送波 +2、+6、+10、+14、+18、+22 が変調される。この列を用いた A フィールドの周波数領域での列の内容は、次のように定義することができる。なお、 $\sqrt{2}$ は、2 を意味し、正規化のために導入されたものである。

【 0 0 3 2 】

$A_{16, 26 \dots 26} = \sqrt{2} * \{0, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, +1+j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, +1+j, 0, 0, 0, 0, 0\}$

30

【 0 0 3 3 】

12 個の変調された副搬送波から構成されるショート OFDM シンボルは、シンボルアルファベット $S = 2(\pm 1 \pm j)$ の要素によって位相変調されている。

【 0 0 3 4 】

したがって、A フィールドの全列は、次のようになる。なお、 $\sqrt{2}$ は、正規化のために導入されたものである。

【 0 0 3 5 】

$S_{, 26, 26} = \sqrt{2} * \{0, 0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, S6, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, S9, 0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, 0, 0, 0, S12, 0, 0, 0, 0\} * (-1)$

【 0 0 3 6 】

ベクトル S に、残りの 15 個の値を 0 に設定して、64 点逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用することにより、4 個のショートトレーニング (training) シンボルを生成することができる。IFFT の出力は、ショートトレーニングシンボル専用の数となるように循環的に拡張される。

40

【 0 0 3 7 】

したがって、本発明では、A フィールドの列の具体例は、次のようになる。

【 0 0 3 8 】

$S_{1..12} = (1-j), (1+j), (-1+j), (-1-j), (1-j), (-1-j), (1-j), (-1-j), (1-j), (-1-j), (-1+j), (1+j)$

【 0 0 3 9 】

50

なお、従来技術による A フィールドの列は、次のようになっている。

【 0 0 4 0 】

$S_{1..12} = (1+j), (-1+j), (-1-j), (1-j), (1+j), (1-j), (1+j), (1-j), (1+j), (1-j), (-1-j), (-1+j)$

【 0 0 4 1 】

本発明では、A フィールドの列は、自己相関特性に関して従来技術よりも改善されている。すなわち、B フィールドが固定されている場合には、A フィールドの列は、A フィールド及び B フィールドの列により生成される自己相関のピークが改善されるように、固定された B フィールドの列に依存するように最適化及び設定される。

【 0 0 4 2 】

すなわち、B フィールドの時間領域の出力波形の同期特性が改善されるように、A フィールドの周波数領域の内容を定める。なお、受信装置の側では、自己相関の他にも相互相関を用いることができる。

【 0 0 4 3 】

A フィールド及び B フィールドの長さが等しい、すなわち同数のショートシンボルを有することは有益である。

【 0 0 4 4 】

特に、A フィールドの列は、B フィールドの自己相関関数のピークが、平坦部及びサイドローブを小さくするように変更される。換言すると、本発明によって、A フィールドの列を最適化することにより、B フィールドの自己相関ピークが最適化される。

【 0 0 4 5 】

本発明は、上述のように A フィールドの列を改善する技術を提供するが、さらに次のような効果を与える。

【 0 0 4 6 】

本発明によると、例えば、A フィールドの列の最後の 6 個の複素シンボルは、B フィールドの列の最後の 6 個の複素シンボルと同一である。

【 0 0 4 7 】

また、A フィールドの列の最初の 6 個の複素シンボルは、B フィールドの列の最初の 6 個の複素列とそれぞれ異なる。

【 0 0 4 8 】

次に、本発明では、フィールド B の全列は、次のようになる。なお、2 は、正規化のために導入されたものである。

【 0 0 4 9 】

$S_{-26, 26} = \sqrt{2} * \{0, 0, S_1, 0, 0, 0, S_2, 0, 0, 0, S_3, 0, 0, 0, S_4, 0, 0, 0, S_5, 0, 0, 0, S_6, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, S_7, 0, 0, 0, S_8, 0, 0, 0, S_9, 0, 0, 0, S_{10}, 0, 0, 0, S_{11}, 0, 0, 0, S_{12}, 0, 0\}$

【 0 0 5 0 】

ベクトル S に、残りの 15 個の値を 0 に設定して、64 点 IFFT を適用すると、4 個のショートトレーニングシンボルを生成することができる。IFFT の出力は、ショートトレーニングシンボル専用の数に応じて、循環的に拡張される。

【 0 0 5 1 】

これによって、フィールド B の列は、次のようになる。

【 0 0 5 2 】

$S_{1..12} = (1+j), (-1+j), (-1-j), (1-j), (-1-j), (1-j), (1-j), (-1-j), (1-j), (-1-j), (-1+j), (1+j)$

【 0 0 5 3 】

次に、OFDM により変調された信号を受信する OFDM 伝送システムの受信装置において、受信信号の同期をとるために用いられる自己相関を算出する部分を説明する。この部分は、上述した同期プリアンプル構造を用いた自己相関により受信信号の同期をとるものである。

【 0 0 5 4 】

この部分は、図 2 に示すように、受信信号から抽出されたデータサンプルを遅延する遅延部 1 と、遅延されたデータサンプルの共役複素値を求める共役演算部 2 と、データサンプルの共役複素値とデータサンプルを乗算する乗算部 3 と、連続する複数の乗算値の平均値を求める第 1 の移動平均部 4 と、データサンプルを自乗する自乗部 5 と、連続する複数の自乗値の平均値を求める第 2 の移動平均部 6 と、第 1 の移動平均部 4 からの平均値を第 2 の移動平均部 6 からの平均値で割り算する除算部 7 と、除算結果の絶対値を求める絶対値部 8 とを備える。

【 0 0 5 5 】

遅延部 1 は、データサンプルを、例えば遅延係数 D_{ac} 分順次遅延して、共役演算部 2 に供給する。共役演算部 2 は、遅延されたデータサンプルの共役複素値を求めて、得られる共役複素数データサンプルを乗算部 3 に供給する。乗算部 3 は、共役複素数データサンプルと、データサンプル、すなわち遅延されていないデータサンプルとを乗算して、乗算結果（積）を第 1 の移動平均部 4 に供給する。ここで、例えば、遅延部 1 がデータサンプルを 1 サンプル分遅延するときは、乗算部 3 は、1 サンプル前のデータサンプルの共役複素値と現在のデータサンプルとを乗算する。第 1 の移動平均部 4 は、大きさが W のウィンドウを有し、このウィンドウ内に含まれる連続した複数の乗算結果の平均値 $x(i)$ を順次求め、平均値 $x(i)$ を除算部 7 に供給する。一方、自乗部 5 は、データサンプルを順次自乗して、得られる自乗値を第 2 の移動平均部 6 に供給する。第 2 の移動平均部 6 は、同じく大きさが W のウィンドウを有し、このウィンドウ内に含まれる連続した複数の自乗値の平均値 $y(i)$ を順次求め、平均値 $y(i)$ を除算部 7 に供給する。

【 0 0 5 6 】

除算部 7 は、第 1 の移動平均部 4 からの平均値 $x(i)$ を第 2 の移動平均部 6 からの平均値 $y(i)$ で割って正規化された値 $x(i)/y(i)$ を求め、絶対値部 8 に供給する。絶対値部 8 は、正規化された値 $x(i)/y(i)$ の絶対値を求め、自己相関結果 $R(i)$ として出力する。

【 0 0 5 7 】

自己相関結果 $R(i)$ は、正しい相関値のピークを検出するために、閾値と比較されたり、又はその最大値が検出される。すなわち、自己相関結果 $R(i)$ は、例えばトレーニング列の最後において、自己相関結果のピークを示しており、この自己相関結果 $R(i)$ を用いて正確なタイミングを検出し、OFDM 伝送システムの同期をとる。

【 0 0 5 8 】

次に、上述した本発明の技術を確認するために、シミュレーションを実行した。以下の図 3 から図 8 までは、このシミュレーションの結果を示すものである。

【 0 0 5 9 】

図 3 は、従来技術による B C C H の同期プリアンブル構造による、A フィールドの列を用いた自己相関の振幅及び位相を示すものである。

【 0 0 6 0 】

自己相関の結果は、フレームの開始の特定、A G C の調整、そしてタイミング及び周波数の同期に用いられる。特に、B フィールドは、後段におけるタイミング及び周波数の同期の処理に用いられる。

【 0 0 6 1 】

従来の同期プリアンブル構造によると、B フィールドの自己相関振幅のピークの前に平坦部が見られるが、タイミング同期をできるだけ正確に行うことは重要である。

【 0 0 6 2 】

この「平坦部」の効果は、タイミング精度を非常に減少させる。平坦部は別にすると、ピーク自体は、良好で形状の良い特性を示していない。

【 0 0 6 3 】

図 4 は、本発明による B C C H の同期プリアンブル構造による、A フィールドを用いた自己相関の振幅及び位相を示す。

【 0 0 6 4 】

10

20

30

40

50

上述した従来技術においては、平坦部及びサイドローブによる効果によりタイミング精度が減少されるが、本発明のAフィールドの列を用いることによりこの効果を防止することができる。

【0065】

B C C Hの同期プリアンプル構造のAフィールド及びBフィールドの間で最適化されたマッチングが達成されると、タイミング精度が向上する。これは、基本的に特定の時間領域の同期プリアンプル構造により達成される。

【0066】

図4は、Aフィールドを生成するために従来技術による列が用いられた場合を示すものである。この場合には、B C C Hの同期プリアンプル構造により2個の明瞭な単一の自己
10 相関振幅ピークが特定される。

【0067】

次に、時間領域の波形について、図5から図8を参照して説明する。

【0068】

図5は、本発明によるAフィールドの列を用い、8倍オーバーサンプリングを行った場合の出力波形を示す。すなわち、図5のAには時間領域の出力波形の実部を、図5のBには時間領域の出力波形の虚部を示す。

【0069】

図6は、本発明によるAフィールドの列を用い、8倍オーバーサンプリングを行った場合における、出力波形の包絡線をdBで示す。この包絡線は、時間領域での電力を示す。こ
20 こで、8倍オーバーサンプリングは、64点IFFTを用いてピークを正確に取得するために採用した。

【0070】

OFDM、又は一般にマルチキャリア信号においては、信号の包絡線の変動は重要な問題である。この変動は、ピーク対平均電力比 (peak-to-average-power-ratio; PAPR) によって表される。

【0071】

電力増幅器での非線形歪みによる伝送の劣化や、例えばA/D変換器におけるダイナミックレンジの制限等の影響により、PAPRの値は大きくなる。

【0072】

受信装置のAGCのロックやA/D変換器の基準信号値の調整を迅速に行うために、同期プリアンプル信号の列のPAPR及びダイナミックレンジは低いことが望ましい。
30

【0073】

すなわち、入力信号のダイナミックレンジは、A/D変換器によって、オーバーフロー及びアンダフローがないような精度によって変換される必要がある。8倍オーバーサンプリングによる出力のPAPRは2.13dBであり、ダイナミックレンジは6.13dBである。

【0074】

図7は、従来技術によるAフィールドの列を用い、8倍オーバーサンプリングを行った場合の出力波形を示す。すなわち、図7のAには時間領域の出力波形の実部が、図7のBには時間領域の出力波形の虚部が示されている。
40

【0075】

図8は、従来技術によるAフィールドの列を用い、8倍オーバーサンプリングを行った場合における出力波形の包絡線をdBで示す。この包絡線は、時間領域での電力を示す。

【0076】

ここで、8倍オーバーサンプリングは、64点IFFTを用いてピークを正確に得ることを保証するために採用した。8倍オーバーサンプリングによる出力のPAPRは、2.13dBであり、ダイナミックレンジは6.13dBである。

【0077】

したがって、本発明の実施の形態における列は、従来技術の場合と比較すると、PAP
50

R 及びダイナミックレンジを劣化させるものではないことが分かる。

【 0 0 7 8 】

以上で説明したように、本発明は、O F D M に用いられる最適化された同期シンボル構造を提供する。同期シンボル構造は、O F D M に最適化された列によって変調された副搬送波にマッピングされる。この結果、同期シンボルは、時間領域での幾つかの繰返しから構成される。

【 0 0 7 9 】

本発明の列を用いることにより、得られる同期シンボルは、タイミング及び周波数の同期に対して高い精度を与える。また、同期シンボルは、受信機の構造を簡単にし、P A P R 及びダイナミックレンジを低減するために最適化される。特に、本発明の A フィールドの列は、全ての他の同期シンボルに対して最適化される。

10

【 0 0 8 0 】

本発明は、シンボル列による同期プリアンプル構造に基づいている。最適化された列は、6 4 点 I F F T により、列を O F D M シンボルの適切な副搬送波にマッピングすることにより、プリアンプル又はフィールドを生成することに適している。本発明によると、B フィールドの自己相関結果が同期のために用いられる場合に、タイミング精度を改善することができる。また、本発明の同期プリアンプル構造は、従来技術の同期プリアンプル構造と同様であり、従来技術に比較して複雑にならない。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 8 1 】

20

【 図 1 】 同期プリアンプル構造を示す図である。

【 図 2 】 受信装置において自己相関を算出する部分のブロック図である。

【 図 3 】 従来技術により A フィールドを用いた自己相関の理想的な結果を示す図である。

【 図 4 】 本発明により A フィールドを用いた自己相関の理想的な結果を示す図である。

【 図 5 】 8 倍オーバーサンプリングの場合に、本発明の A フィールドの列を用いた時間領域での出力信号の実部及び虚部を示す図である。

【 図 6 】 8 倍オーバーサンプリングの場合に、本発明の A フィールドの列を用いた時間領域の電力を示す図である。

【 図 7 】 8 倍オーバーサンプリングの場合に、従来技術による A フィールドの列を用いた時間領域での出力信号の実部及び虚部を示す図である。

30

【 図 8 】 8 倍オーバーサンプリングの場合に、従来技術による A フィールドの列を用いた時間領域の電力を示す図である。

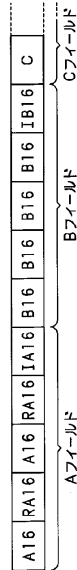
【 図 9 】 従来の同期プリアンプル構造を示す図である。

【 符号の説明 】

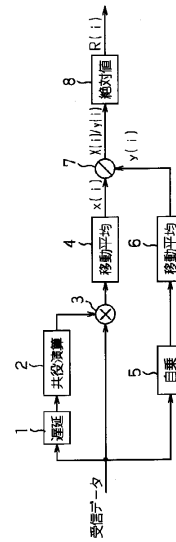
【 0 0 8 2 】

1 遅延部、 2 共役演算部、 3 乗算部、 4 第 1 の移動平均部、 5 自乗部、 6 第 2 の移動平均部、 7 除算部、 8 絶対値部

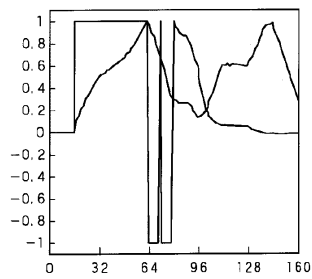
【図 1】



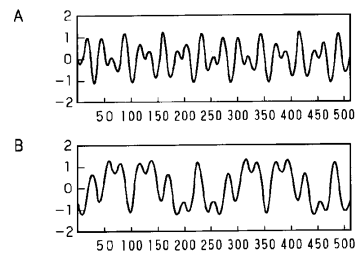
【図 2】



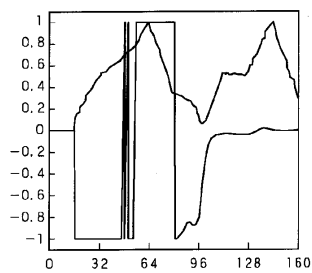
【図 3】



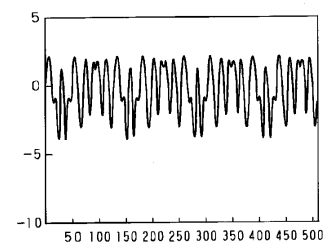
【図 5】



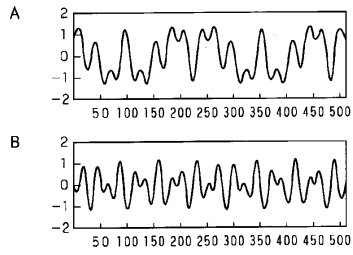
【図 4】



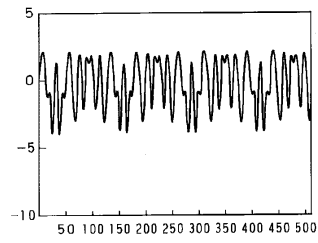
【図 6】



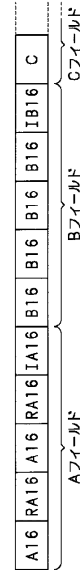
【図 7】



【図 8】



【図 9】



フロントページの続き

(72)発明者 ラルフ ボンケ

ドイツ連邦共和国、デー - 7 0 7 3 6 フェルバッハ、シュトゥットガルトー シュトラッセ
1 0 6、ソニー インターナショナル(ヨーロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレンクテル
ハフツング、シュトゥットガルト テクノロジーセンター内

(72)発明者 トーマス ドレ

ドイツ連邦共和国、デー - 7 0 7 3 6 フェルバッハ、シュトゥットガルトー シュトラッセ
1 0 6、ソニー インターナショナル(ヨーロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレンクテル
ハフツング、シュトゥットガルト テクノロジーセンター内

(72)発明者 ティノ コンシャック

ドイツ連邦共和国、デー - 7 0 7 3 6 フェルバッハ、シュトゥットガルトー シュトラッセ
1 0 6、ソニー インターナショナル(ヨーロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレンクテル
ハフツング、シュトゥットガルト テクノロジーセンター内

審査官 北村 智彦

- (56)参考文献 Mika Kasslin, Proposal for a common preamble for HIPERLAN/2 and IEEE802.11, doc. IEEE 802.11-99/002, 1999年 1月, 90027A-Proposal for A Common Preamble for HIPERLAN2 and 802.pdf, URL, http://grouper.ieee.org/groups/802/11/Documents/DocumentArchives/1999_docs/Jan99/99janp.zip
Jamshid Khun-Jush, HIPERLAN-2 PHY Status, doc.: IEEE 802.11-99/081, 1999年 3月, 90817A-HiperLAN-2 PHY Status.pdf, URL, http://grouper.ieee.org/groups/802/11/Documents/DocumentArchives/1999_docs/Mar99/99marp.zip
Tal Kaitz, TGA Preamble Improvement Proposal, doc.: IEEE 802.11-98/308, 1998年 9月, 83087A-Preamble-Improvement-(Breeze).pdf, URL, http://grouper.ieee.org/groups/802/11/Documents/DocumentArchives/1998_docs/Sept98/98sepp.zip

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 0 4 J 1 1 / 0 0