

(19) 日本国特許庁(JP)

## (12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5707202号  
(P5707202)

(45) 発行日 平成27年4月22日(2015.4.22)

(24) 登録日 平成27年3月6日(2015.3.6)

(51) Int.Cl.

H04B 7/005 (2006.01)

F 1

H04B 7/005

請求項の数 6 (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2011-73446 (P2011-73446)  
 (22) 出願日 平成23年3月29日 (2011.3.29)  
 (65) 公開番号 特開2012-209736 (P2012-209736A)  
 (43) 公開日 平成24年10月25日 (2012.10.25)  
 審査請求日 平成25年8月1日 (2013.8.1)

(出願人による申告) 平成22年度、総務省、超高速近距離無線伝送技術等の研究開発の委託事業、産業技術力強化法第19条の適用を受ける特許出願

(73) 特許権者 000005821  
 パナソニック株式会社  
 大阪府門真市大字門真1006番地  
 (74) 代理人 110002000  
 特許業務法人栄光特許事務所  
 (74) 代理人 100119552  
 弁理士 橋本 公秀  
 (74) 代理人 100108589  
 弁理士 市川 利光  
 (72) 発明者 白方 亨宗  
 大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内  
 (72) 発明者 坂本 剛憲  
 大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】受信装置

## (57) 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

シングルキャリア伝送方式を用いて変調された送信信号を受信する受信装置であって、受信信号をシンボル速度に対して  $P$  倍 ( $P > 1$ ) の速度によってオーバーサンプリングする A/D コンバータと、

前記 A/D コンバータの出力から、 $N$  シンボルに相当する  $P \times N$  個のサンプルポイントの時間領域信号を選択し、前記  $P \times N$  ポイントの時間領域信号をフーリエ変換して  $P \times N$  ポイントの周波数領域信号に変換し、前記  $P \times N$  ポイントの周波数領域信号のうち、受信信号帯域に相当する  $N$  ポイントの周波数領域信号を出力するフーリエ変換部と、

前記フーリエ変換部から出力される  $N$  ポイントの周波数領域信号のうち、補正係数を算出するための第 1 の  $N$  ポイントの周波数領域信号と、前記受信装置が既知のリファレンス信号の周波数領域信号との差分から歪特性又は位相誤差特性を推定する歪推定部と、

前記歪特性又は位相誤差特性を補正するための補正係数を算出する補正係数算出部と、

前記フーリエ変換部から出力される周波数領域信号のうち、歪特性又は位相誤差特性の補正対象である第 2 の  $N$  ポイントの周波数領域信号に、前記補正係数を乗算して、前記第 2 の  $N$  ポイントの周波数領域信号を補正する補正部と、

前記補正された第 2 の  $N$  ポイントの周波数領域信号を逆フーリエ変換して前記シンボル速度と同じサンプリング速度の  $N$  ポイントの時間領域信号に変換し、 $N$  サンプルの時間領域信号から部分時系列を出力する逆フーリエ変換部と、

を備える受信装置。

10

20

**【請求項 2】**

請求項 1 記載の受信装置であって、

前記補正係数算出部は、前記歪特性の逆特性又は前記位相誤差特性に加え、受信フィルタ特性を補正するための補正係数を算出する受信装置。

**【請求項 3】**

請求項 1 記載の受信装置であって、

前記送信信号は、プリアンブル、伝送路推定用フィールド、ガードインターバルおよびデータを含む信号フォーマットを有し、

前記フーリエ変換部は、

前記伝送路推定用フィールド、又は、前記ガードインターバルを用いて、前記第 1 の N ポイントの周波数領域信号を出力し、前記データを用いて前記第 2 の N ポイントの周波数領域信号を出力し、

前記歪推定部は、前記伝送路推定用フィールドの周波数領域信号を用いて前記歪特性を推定し、前記ガードインターバルの周波数領域信号を用いて前記位相誤差特性を推定する受信装置。

**【請求項 4】**

請求項 1 記載の受信装置であって、

前記リファレンス信号は、予め保持しておいた伝送路推定用フィールド、又は、ガードインターバルを N ポイントの周波数領域に変換した信号である受信装置。

**【請求項 5】**

請求項 1 に記載の受信装置であって、

前記フーリエ変換部は、

前記受信信号帯域に相当する N ポイントの周波数領域信号として、前記  $P \times N$  ポイントの周波数領域信号のうち、0 ポイントから  $N / 2 - 1$  ポイント、及び、 $P \times N - N / 2 - 1$  ポイントから  $P \times N - 1$  ポイントまでの N ポイントの周波数領域信号を出力する受信装置。

**【請求項 6】**

請求項 1 に記載の受信装置であって、

前記歪推定部は、

前記差分を直線近似した値を、前記歪特性又は前記位相誤差特性として出力する受信装置。

**【発明の詳細な説明】****【技術分野】****【0001】**

本発明は、シングルキャリア伝送方式を用いて変調された信号を受信する受信装置に関する。

**【背景技術】****【0002】**

近年、高精細な動画像又は音声を用いた種々の大容量コンテンツを含むデータを、無線通信を介してエンドユーザに提供するサービスが検討されている。

**【0003】**

特に、数 G (ギガ) ビットに及ぶ大容量のデータを高速に伝送するために、60 GHz 帯を含むミリ波帯を用いて、数 G b p s の高速伝送を行う無線通信システムが検討されている。IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) において、無線PANとして IEEE 802.15.3c、又は無線LANとして IEEE 802.11adなどの規格標準化作業が行われている。

**【0004】**

例えば、IEEE 802.11adにおいて検討されているミリ波帯を用いたシングルキャリア伝送方式では、1.76 G シンボル / 秒において P S K 又は Q A M 变調された信号を伝送する。なお、1 シンボル時間は約 0.57 n s e c と短くなる。なお、P S K 变

10

20

30

40

50

調とは、BPSK、QSPK、8-PSK、16-PSKを含み、QAM変調とは、16QAM、64QAM、256QAMを含む。

#### 【0005】

一方、ミリ波帯において無線通信する受信装置においては、60GHz帯の伝搬路でも無線通信に特有のマルチパスフェージングによる通信品質の劣化が生じる。屋内環境における近距離（数十cm～数m）の通信においても、壁、天井、家具、什器、又は周囲の人体における反射によって数nsecから数十nsecの遅延波が生じる。伝送するシンボル時間よりも数倍から数十倍長い遅延波によって、シンボル間干渉が起こり、復調誤りを生じさせる。

#### 【0006】

長遅延への対策として、周波数領域等化（Frequency Domain Equalization）方式が注目されている。シンボル時間よりも長い遅延波が存在するような劣悪な環境では、従来の一般的な時間領域等化器における演算量よりも、周波数領域等化器の演算量が少なくなることが知られている。

#### 【0007】

シングルキャリア伝送方式に周波数領域等化を用いる無線通信システムの1つとして、SC-FDE（Single Carrier with Frequency Domain Equalization）方式が知られている（特許文献1、2）。

#### 【0008】

特許文献1では、シンボルの時系列に対して等化の対象とする1ブロックより長い時系列部分を選択し、フーリエ変換（DFT又はFFT、以下、「FFT」と称する）による周波数領域に変換してチャネル補償処理を行う。更に、周波数領域に変換された部分を逆フーリエ変換（IDFT又はIFFT、以下、「IFFT」と称する）して時間軸信号に変換した後、元の1ブロックの時系列部分を選択して出力する。

#### 【0009】

特許文献2では、シンボルの時系列に対してオーバーサンプリングされた信号を入力し、フィルタリング処理用のFFT及びIFFTには小さいオーバーサンプリングレートにダウンサンプリングされた信号を入力して周波数領域等化（FDE）する。一方、伝送路推定用のFFT及びIFFTには時間分解能を上げるために、大きいオーバーサンプリングレートにアップサンプリングした信号を入力してFDEする。

#### 【先行技術文献】

#### 【特許文献】

#### 【0010】

【特許文献1】特許第4271235号公報

【特許文献2】特許第4635750号公報

#### 【発明の概要】

#### 【発明が解決しようとする課題】

#### 【0011】

しかしながら、従来の受信装置には、次の様な問題があった。前述した通信技術では、シンボルの時系列は同期が確立した状態の入力信号を前提としている。つまり、入力信号の信号判定タイミングにおいてサンプリングされた信号を、シンボルの時系列としている。しかし、ミリ波を用いたシングルキャリア伝送方式では、前述したとおり、シンボル速度が超高速であるので、時間領域における高精度のシンボル同期が難しく、回路規模および消費電力が大きくなるという課題がある。

#### 【0012】

本発明は、この様な事情を考慮してなされたものであり、シンボル速度が高速であるため時間領域処理におけるシンボル同期が困難な場合でも、シンボルタイミングずれ及びシンボルの歪みを補償する受信装置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】

#### 【0013】

10

20

30

40

50

本発明の受信装置は、シングルキャリア伝送方式を用いて変調された送信信号を受信する受信装置であって、受信信号をシンボル速度に対して  $P$  倍 ( $P > 1$ ) の速度によってオーバーサンプリングする A D コンバータと、前記 A D コンバータの出力から、N シンボルに相当する  $P \times N$  個のサンプルポイントの時間領域信号を選択し、前記  $P \times N$  ポイントの時間領域信号をフーリエ変換して  $P \times N$  ポイントの周波数領域信号に変換し、前記  $P \times N$  ポイントの周波数領域信号のうち、受信信号帯域に相当する N ポイントの周波数領域信号を出力するフーリエ変換部と、前記フーリエ変換部から出力される N ポイントの周波数領域信号のうち、補正係数を算出するための第 1 の N ポイントの周波数領域信号と、前記受信装置が既知のリファレンス信号の周波数領域信号との差分から歪特性又は位相誤差特性を推定する歪推定部と、前記歪特性又は位相誤差特性を補正するための補正係数を算出する補正係数算出部と、前記フーリエ変換部から出力される周波数領域信号のうち、歪特性又は位相誤差特性の補正対象である第 2 の N ポイントの周波数領域信号に、前記補正係数を乗算して、第 2 の N ポイントの周波数領域信号を補正する補正部と、前記補正された第 2 の N ポイントの周波数領域信号を逆フーリエ変換して前記シンボル速度と同じサンプリング速度の N ポイントの時間領域信号に変換し、N サンプルの時間領域信号から部分時系列を出力する逆フーリエ変換部と、を備える。10

#### 【発明の効果】

##### 【0014】

本発明によれば、受信信号を、N シンボルに相当するブロック単位によって周波数領域に変換し、伝送路の歪み特性およびサンプリング位相誤差を補正するため、回路規模を増大せずに、シンボルタイミングずれ及びシンボルの歪みを補償できる。20

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【0015】

【図 1】等化部の内部構成を表すブロック図

【図 2】受信装置の全体構成を表すブロック図

【図 3】受信装置が受信する送信信号のフレームフォーマットの一例を表す説明図

【図 4】補正の対象とする信号の処理単位の一例を表す説明図

【図 5】等化部の内部の信号をスペクトルとして表現したグラフ、(A) A D コンバータに入力されたアナログベースバンド信号のスペクトル、(B) A D コンバータにおいて  $P = 2$  倍のオーバーサンプリングした後の信号のスペクトル、(C) 128 ポイント FFT により周波数領域信号に変換した信号のスペクトル、(D) 128 ポイント FFT により周波数領域信号に変換した信号のスペクトルから信号帯域に相当する 64 ポイント分の周波数 bin を取り出した信号のスペクトル、(E) 歪みが補正された信号のスペクトル30

【図 6】等化部の内部の信号を表すグラフ、(A) アナログベースバンド信号波形、(B) 送信信号点のタイミング(シンボルタイミング)とサンプリングタイミングが一致している場合、(C) サンプリングタイミングの位相がシンボルタイミングとずれている場合、(D) 周波数に比例した位相回転として検出されたサンプリング位相差、(E) 受信ビット列

【図 7】送受信間のサンプリング周波数ずれにより切り出しブロックのタイミングずれを表すタイミングチャート、(A) サンプリング周波数ずれが無い場合、(B) サンプリング周波数ずれがある場合40

#### 【発明を実施するための形態】

##### 【0016】

本発明の実施の形態における受信装置について図面を用いて説明する。本実施形態の受信装置はミリ波帯の無線信号を受信する受信装置に適用される。

##### 【0017】

図 3 は、受信装置が受信する送信信号のフレームフォーマットの一例を表す説明図である。送信信号のフレームフォーマットは、ブリアンブル 301、伝送路推定用フィールド 302、ガードインターバル (G I) 303、及びデータ 304 を含む構成である。

##### 【0018】

10

20

30

40

50

プリアンブル 301 は、既知の信号波形を複数回繰り返した信号波形を含む。例えば、プリアンブル 301 には、相関特性に優れる 128 ビットの G o l a y 系列を B P S K 変調した信号波形を一単位として、一単位とした信号波形を複数回繰り返した波形が用いられる。受信装置は、受信した既知の信号波形の繰り返しを相関検出により求め、たとえば、フレームの検出、ゲイン制御、キャリア周波数同期の少なくとも 1 つ以上に用いる。

#### 【0019】

伝送路推定用フィールド 302 は、同様に複数個の既知の信号波形を含み、本発明に係る受信装置において伝送路の歪み推定に用いられる。例えば、伝送路推定用フィールド 302 には、128 bit の G o l a y 系列と 128 bit の G o l a y 系列の相補系列を B P S K 変調した信号波形が用いられる。

10

#### 【0020】

ガードインターバル 303 は、データ 304 の区切りとして挿入されている。ガードインターバル 303 にも、同様に既知の信号波形、例えば 64 bit の G o l a y 系列を B P S K 変調した信号が用いられる。

#### 【0021】

データ 304 は、ブロック単位によって誤り訂正符号化されたデータビット列を P S K 又は Q A M 変調したシンボル列を含む構成である。

#### 【0022】

上述したフレームフォーマット（信号フォーマット）を用いてデジタル変調された送信信号のシンボル列は、送信帯域制限フィルタとしてルートレイズドコサインフィルタに掛けられ、D A コンバータによりアナログベースバンド信号に変換される。ベースバンド信号は、R F 部においてシングルキャリア高周波信号に変換され、アンテナから送信される。

20

#### 【0023】

図 2 は、本発明に係る受信装置 10 の全体構成を表すブロック図である。受信装置 10 は、アンテナ 201、R F 部 202、A D C (A D コンバータ) 101、同期部 204、等化部 102 及び復調部 103 を含む構成である。

#### 【0024】

R F 部 202 は、アンテナ 201 により受信されたシングルキャリア高周波信号をダウンコンバートし、ベースバンド信号に変換する。A D コンバータ 101 は、ベースバンド信号をサンプリングし、デジタル信号に変換する。

30

#### 【0025】

同期部 204 は、デジタル信号に変換された受信信号のプリアンブル 301 を用いて、フレームの検出、R F 部 202 のゲイン調整、キャリア周波数同期のうち少なくとも 1 つ以上の同期処理を行う。

#### 【0026】

等化部 102 は、同期部 204 において検出されたフレームタイミングに従い、伝送路推定用フィールド 302 を用いて伝送路の歪みを推定する。更に、等化部 102 は、図 3 に表す伝送路推定用フィールド 302 以降のデータ 304 における伝送路歪特性及びサンプリング位相誤差特性を補正し、シンボル列を出力する。

40

#### 【0027】

復調部 103 は、等化部 102 により出力されたシンボル列を入力し、信号点を判定してデータ復調し、送信データを再生する。

#### 【0028】

図 1 は、等化部 102 の内部構成を表すブロック図である。等化部 102 は、シリアル / パラレル（直並列）変換部 104、P N ポイントフーリエ変換部（F F T 部）105、歪推定部 106、補正係数算出部 107 及び補正係数乗算部（補正部）108、N ポイント逆フーリエ変換部（I F F T 部）109 及びパラレル / シリアル（並直列）変換部 110 を含む構成である。

#### 【0029】

50

A D コンバータ 101 は、シンボル速度に対して P 倍 ( $P > 1$ ) の速度によって受信信号をオーバーサンプリングし、A D 変換する。

#### 【0030】

シリアル / パラレル変換部 104 は、P 倍オーバーサンプリングされたサンプル列から、補正の対象とする N シンボルに相当する  $P \times N$  個のサンプルポイントを選択し、パラレル信号に変換する。

#### 【0031】

P N ポイント FFT 部 105 は、パラレル信号に変換された  $P \times N$  個のサンプルポイントの信号をフーリエ変換し、周波数領域（受信信号帯域）毎の  $P \times N$  ポイントの信号（周波数 bin 毎の複素ベクトル）に変換する。このうち、信号帯域に相当する N ポイントの周波数領域信号が出力される。10

#### 【0032】

歪推定部 106 は、伝送路推定用フィールド 302 が入力されている場合に、伝送路の歪みを推定する。具体的には、歪推定部 106 は、FFT 部 105 から出力された伝送路推定用フィールド 302 の N ポイントの周波数領域信号と、予め保持しておいた伝送路推定用フィールド 302 の送信波形を N ポイントフーリエ変換した周波数領域信号（第 1 リファレンス信号）との差分ベクトルを周波数 bin 毎に求める。なお、差分ベクトルは、伝送路歪み特性に相当する。

#### 【0033】

補正係数算出部 107 は、歪推定部 106 により推定された伝送路歪み特性を基に、歪特性の逆特性となる様な補正ベクトルを求める。更に、補正係数算出部 107 は、受信帯域制限フィルタとしてルートレイズドコサインフィルタの周波数領域特性（受信フィルタ特性）を予め求めておき、周波数 bin 毎に、補正ベクトルに重み付けをしても良い。20

#### 【0034】

歪推定部 106 は、ガードインターバル（G I）303 が入力されている場合に、FFT 部 105 から出力された G I 303 の N ポイントの周波数領域信号と、予め保持しておいた G I 303 の送信波形を N ポイントフーリエ変換した周波数領域信号（第 2 リファレンス信号）との差分ベクトルを周波数 bin 毎に求める。なお、差分ベクトルがサンプリング位相ずれ特性（位相誤差特性）に相当する。

#### 【0035】

なお、差分ベクトル、即ち位相誤差特性を求める場合、伝送路推定用フィールド 302 において推定した伝送路歪み特性を補正しても良い。或いは、歪推定部 106 は、サンプリング位相ずれに相当する周波数 bin 每の位相誤差を求め、補正係数算出部 107 は、位相誤差の逆特性となる様な位相補正を、前述した補正ベクトルに乗算しても良い。30

#### 【0036】

補正係数乗算部 108 は、データ 304 が入力されている場合に、FFT 部 105 から出力された N ポイントの周波数領域信号に対し、周波数 bin 毎に補正係数算出部 107 により出力された補正ベクトルを乗算し、歪み補正する。

#### 【0037】

N ポイント逆フーリエ変換（IFFT）部 109 は、補正係数乗算部 108 により歪み補正した N ポイントの周波数領域信号を逆フーリエ変換し、N 個のサンプルポイントの時間領域信号に変換する。歪み補正した N ポイントの周波数領域信号は、シンボル速度と同じサンプリング速度の時間領域信号に変換される。40

#### 【0038】

パラレル / シリアル変換部 110 は、N 個のサンプルポイント（= N シンボル）の時間領域信号をシリアル信号に変換する。パラレル / シリアル変換部 110 は、N 個のサンプルポイントのうち、FFT 及び IFFT の波形打ち切りの影響をうける先頭及び最後の数サンプルを除去した中央の部分サンプル列、例えば中央の N / 2 個のサンプルポイントのサンプル列を出力する。

#### 【0039】

等化部 102 に入力されたサンプル列から補正の対象とする N シンボル (N 個のサンプルポイント) を、N / 2 シンボルずつオーバーラップさせながら、等化部 102 に入力するため、等化部 102 から出力されるサンプル列の連續性が保たれる。

#### 【0040】

図 4 は、補正の対象とする信号の処理単位の一例を表す説明図である。図 4 では、シンボル速度に対して P = 2 倍の速度においてオーバーサンプリングしたサンプル列 401 が入力されている。また、補正対象の処理単位を N = 64 シンボルとする。

#### 【0041】

シリアル / パラレル変換部 104 は、サンプル列 401 から 64 シンボル分に相当する 128 個のサンプルポイントのサンプル列 402 - 1 を選択する。シリアル / パラレル変換部 104 は、N / 2 = 32 シンボル (N = 64) ずつオーバーラップさせたサンプル列 402 (402 - 1, 402 - 2, 402 - 3) を処理単位として選択する。  
10

#### 【0042】

等化部 102 は、選択されたサンプル列 402 - 1 を、128 ポイントフーリエ変換及び歪み補正し、64 ポイント逆フーリエ変換により 64 シンボル (64 個のサンプルポイント) の時間領域信号 403 に変換する。

#### 【0043】

時間領域信号 403 から、中央部分の 32 シンボル (32 個のサンプルポイント) 分のサンプル列 404 - 1 が選択されて出力される。サンプル列 402 - 2, 402 - 3 も同様に処理され、サンプル列 404 - 2, 404 - 3 (部分時系列) に変換される。  
20

#### 【0044】

これらのサンプル列 402 - 1, 402 - 2, 402 - 3 が連結されると、シンボル速度とサンプル速度が等しい等倍サンプリングのサンプル (シンボル) 列 405 は、連続性が保たれたまま出力される。

#### 【0045】

次に、等化部 102 における歪み補正について説明する。

#### 【0046】

図 5 は、等化部 102 の内部の信号をスペクトルによって表現したグラフである。図 5 (A) ~ 図 5 (E) において、横軸は周波数若しくは周波数 bin を表し、縦軸は信号の強さを表す。  
30

#### 【0047】

図 5 (A) は、AD コンバータ 101 に入力されたアナログベースバンド信号のスペクトル 501 を表す。ここで、ベースバンド信号は複素信号であり、シンボル速度を fs (Hz) とする。入力信号であるアナログベースバンド信号のスペクトル 501 は、DC 成分 (0 Hz) を中心に帯域幅 fs (Hz) のスペクトルとなる。

#### 【0048】

図 5 (B) は、入力信号を AD コンバータ 101 において P = 2 倍のオーバーサンプリングした後の信号のスペクトルを表す。サンプリング速度が 2 fs (Hz) であるので、fs (Hz) を中心に折り返し (エイリアシング) が生じる。

#### 【0049】

図 5 (C) は、サンプル列を 128 ポイント FFT において周波数領域信号に変換した信号のスペクトルを表す。横軸は、2 fs (Hz) を 128 ポイントに離散化した周波数 bin (k = 0 から 127) となる。信号帯域は、k = 0 ~ 31 の周波数 bin と、96 ~ 127 の周波数 bin に存在する。  
40

#### 【0050】

図 5 (D) は、128 ポイント FFT により周波数領域信号に変換した信号のスペクトルから信号帯域に相当する 64 ポイント分の周波数 bin を取り出した信号のスペクトルを表す。前述した様に、信号の周波数特性 501a と、リファレンス信号の周波数特性 502 (点線) との差分が歪推定部 106 において求められ、差分を補正する補正係数 503 が補正係数算出部 107 により求められる。  
50

**【0051】**

補正係数 503 を信号の各周波数  $b_{in}$  に乗算した結果、図 5 (E) に表す様に、歪みが補正されたスペクトル 504 が得られる。スペクトル 504 を 64 ポイント FFT において時間軸信号に変換され、等化後の信号として出力される。

**【0052】**

ここで、数式を用いて歪み補正について説明する。

**【0053】**

送信信号を  $x(t)$ 、受信信号を  $r(t)$ 、送信装置と受信装置との間の伝送路特性を  $h(t)$  とする。 $x(t)$ 、 $r(t)$ 、 $h(t)$  をフーリエ変換した値をそれぞれ  $X(f)$ 、 $R(f)$ 、 $H(f)$  とすると、数式(1) が得られる。

10

**【0054】****【数1】**

$$R(f) = X(f) \times H(f) \dots (1)$$

**【0055】**

伝送路推定シンボルを  $x\_ref(t)$ 、伝送路推定シンボルをフーリエ変換した値を  $X\_ref(f)$ 、受信した伝送路推定シンボルを  $r\_ref(t)$ 、受信した伝送路推定シンボルをフーリエ変換した値を  $R\_ref(f)$  とすると、伝送路特性  $H(f)$  は数式(2) によって求まる。なお、伝送路推定シンボルのフーリエ変換した値  $R\_ref(f)$  は、リファレンス信号の周波数特性 502 (図 5 (D) 参照) に相当する。

20

**【0056】****【数2】**

$$H(f) = R\_ref(f) / X\_ref(f) \dots (2)$$

**【0057】**

送信したデータシンボルを  $x\_data(t)$ 、送信したデータシンボルをフーリエ変換した値を  $X\_data(f)$ 、受信したデータシンボルを  $r\_data(t)$ 、受信したデータシンボルをフーリエ変換した値を  $R\_data(f)$  とすると、数式(3) が得られる。

30

**【0058】****【数3】**

$$R\_data(f) = H'(f) \times X\_data(f) \dots (3)$$

**【0059】**

ここで、伝送路推定シンボルによって推定された伝送路特性  $H(f)$  と、データシンボル受信時点の伝送路特性  $H'(f)$  とが等しいとすれば、数式(4) に従って、受信装置 10 は、送信データシンボルを再生できる。即ち、再生した送信データシンボル  $X'\_data(f)$  は、受信したデータシンボルをフーリエ変換した値  $R\_data(f)$  に、補正係数  $1/H(f)$  を乗算することにより得られる。なお、補正係数  $1/H(f)$  は補正係数 503 (図 5 (D) 参照) に相当する。

40

**【0060】****【数4】**

$$X'\_data(f) = R\_data(f) \times 1/H(f) \dots (4)$$

**【0061】**

次に、等化部 102 におけるサンプリングタイミングずれ補正について説明する。

50

**【0062】**

図6は、等化部102の内部の信号を表すグラフである。図6(A)～(E)のうち図6(D)を除き、横軸は時間軸を表し、縦軸は信号の強さを表す。図6(D)においては、横軸は周波数を表し、縦軸は位相差を表す。

**【0063】**

図6には、送信の信号点601、及び等化部102によって再生された信号点602が表されている。また、送信の信号点601は、シンボル速度 $f_s$ (Hz)、即ちシンボル間隔 $1/f_s$ (sec)によってBPSK変調されている。

**【0064】**

送信時に帯域制限フィルタ(例えば、ルートレイズドコサインフィルタ)により帯域が制限され、送信信号は、図6(A)の実線に示すアナログベースバンド信号波形として送信される。  
10

**【0065】**

図6(B)は、入力信号(点線)をADコンバータ101が $P=2$ 倍のオーバーサンプリングタイミングによって(つまり、 $1/2f_s$ ごとに)サンプリングしたサンプル列(黒点)を表す。図6(B)では、送信信号点のタイミング(シンボルタイミング)とサンプリングタイミングが一致している場合が示される。

**【0066】**

一方、図6(C)には、サンプリングタイミングの位相がシンボルタイミングとずれている場合が示されている。  
20

**【0067】**

図6(B)及び図6(C)において、サンプリングされた信号を周波数領域に変換し、周波数 $b_{in}$ 毎の位相差を検出すると、図6(D)に表す様に、サンプリング位相差は、周波数に比例した位相回転として検出できる。

**【0068】**

例えば、補正係数算出部107は、レファレンス信号(図5(B)参照)の周波数 $b_{in}$ 毎の複素ベクトルの位相を基準とし、既知信号であるガードインターバル303の信号を歪み補正した場合の周波数 $b_{in}$ 毎の残留位相誤差を直線近似する(図6(D)参照)。  
。

**【0069】**

補正係数算出部107は、残留位相誤差を打ち消すために、逆回転を掛ける様に補正することにより、時間領域信号に変換した場合のサンプリングタイミングをシンボルタイミングに合わせることができる(図6(E)参照)。  
30

**【0070】**

図6(E)では、図6(C)に示す入力信号に対し、周波数領域において図6(D)に表す様な位相回転を補正してから時間領域信号に変換することにより、シンボルタイミング( $1/f_s$ 間隔)に送信信号点が再生されている(再生した信号点602参照)。再生した信号を復調部103において判定することによって、図6(E)の実線によって示す受信ビット列が得られる。

**【0071】**

ここで、数式を用いてサンプリングタイミングずれ補正について説明する。  
40

**【0072】**

送受信間のサンプリングクロック周波数ずれがあると、受信装置10においてフーリエ変換の対象とする切り出しブロック期間が送信信号に対して徐々にずれていく。図7は、送受信間のサンプリング周波数ずれによる切り出しブロックのタイミングずれを表すタイミングチャートである。

**【0073】**

図7(A)はサンプリング周波数ずれが無い場合を示し、図7(B)はサンプリング周波数ずれがある場合を示す。サンプリング周波数のずれとして、切り出しブロックのタイミングずれ $t$ が生じている。  
50

## 【0074】

図6(B)、(C)に表す様に、ブロック内においてサンプル位相がずれることにより、周波数領域に変換された信号には、図6(D)に示す様に、周波数  $b_{in}$  に比例する位相回転が生じる。

## 【0075】

位相回転が生じた受信信号をフーリエ変換した値  $R'(f)$  は、数式(5)によって表される。ここで、パラメータ  $N$  は、FFTポイント数(ブロックのサンプル数)を表す。パラメータ  $f$  は、周波数  $b_{in}$  を表す。パラメータ  $t$  は、切り出しブロックのタイミングずれを表す。

## 【0076】

## 【数5】

$$R'(f) = H(f)X(f)\exp(-j2\pi f \Delta t / N) \dots (5)$$

10

## 【0077】

伝送路推定シンボルの切り出しとデータシンボルの切り出しとにおいて、送信信号に対して切り出しブロックのタイミングずれ  $t$  が生じることにより、次の様な事象が起こる。

## 【0078】

具体的には、前述したデータシンボルの受信信号をフーリエ変換した値  $R'_{data}(f)$  を、伝送路推定シンボルによって推定された伝送路特性  $H(f)$  によって除算して周波数領域等化しても、数式(6)に表す様に、切り出しブロックのタイミングずれ  $t$  に起因する各周波数における位相回転の項が残る。

20

## 【0079】

## 【数6】

$$R'_{data}(f) / H(f) = X'_{data}(f) \exp(-j2\pi f \Delta t / N) \dots (6)$$

## 【0080】

ここで、データ部分に既知系列として挿入されているガードインターバル303を  $x_{gi}(t)$  とし、ガードインターバル303をフーリエ変換した値を  $X_{gi}(f)$  とする。ガードインターバル303については、伝送路特性  $H(f)$  及び  $X_{gi}(f)$  によって除算することにより、数式(7)に表す様に、切り出しブロックのタイミングずれ  $t$  に起因する位相回転  $\vartheta(f)$  を推定できる。

30

## 【0081】

## 【数7】

$$\begin{aligned} \vartheta(f) &= R'_{gi}(f) / H(f) / X_{gi}(f) \\ &= X_{gi}(f) \exp(-j2\pi f \Delta t / N) / X_{gi}(f) \\ &= \exp(-j2\pi f \Delta t / N) \dots (7) \end{aligned}$$

40

## 【0082】

よって、補正係数算出部107は、位相回転  $\vartheta(f)$  をキャンセルするような逆特性  $1/\vartheta(f)$  を数式(8)に表す様に求めることができる。

## 【0083】

## 【数8】

$$\vartheta(f) = \exp(-j2\pi f \Delta t / N) \dots (8)$$

50

**【0084】**

これにより、伝送路特性  $H(f)$  を補正すると、タイミングずれ  $t$  が補正された伝送路特性  $H''(f)$  は、式(9)により表される。

**【0085】****【数9】**

$$H''(f) = H(f) / \vartheta(f) \dots (9)$$

**【0086】**

これ以降のデータシンボルは、補正された伝送路特性  $H''(f)$  によって等化されるため、等化器 102 は、送信データシンボルを再生できる。再生したデータシンボルは、式(10)により表される。

**【0087】****【数10】**

$$\begin{aligned} R''_{\text{data}}(f) / H''(f) &= \\ H(f) X'_{\text{data}}(f) \exp(-j2\pi f \Delta t / N) / H(f) \exp(-j2\pi f \Delta t / N) &= \\ X'_{\text{data}}(f) \dots (10) \end{aligned}$$

10

20

**【0088】**

本実施形態の受信装置によれば、N シンボルに相当するブロック単位において周波数領域に変換し、伝送路の歪み特性及びサンプリング位相誤差を補正するので、回路規模を増大せずに、シンボルタイミングずれ及び歪み補正できる。

**【0089】**

従って、サンプル毎の高速演算が求められる時間領域におけるシンボル同期を用いなくても、つまり、シンボル速度が高速であるため、時間領域処理によるシンボル同期が困難な場合でも、シンボルタイミングずれを補償できる。

**【0090】**

以上、図面を参照しながら各種の実施形態について説明したが、本発明はかかる例に限定されることは言うまでもない。当業者であれば、特許請求の範囲に記載された範疇内において、各種の変更例または修正例に想到し得ることは明らかであり、それらについても当然に本発明の技術的範囲に属すると了解される。

30

**【0091】**

なお、実施の形態にかかる各構成は、集積回路である LSI として実現されてもよい。この場合、1チップ化されてもよいし、一部または全てを含むように1チップ化されてもよい。ここでは、LSIと称したが、集積度の違いによっては、IC、システムLSI、スーパーLSI、ウルトラLSIと称呼されることもある。

**【0092】**

また、集積回路化の手法は、LSIに限られず、専用回路または汎用プロセッサにより集積回路化してもよい。また、LSI 製造後にプログラムできる FPGA (Field-Programmable Gate Array) 又は、LSI 内部の回路セルの接続、設定を再構成可能なリコンフィギュラブル・プロセッサを用いてもよい。

40

**【0093】**

また、これらの機能ブロックの演算は、例えば DSP、CPU を用いて演算できる。さらに、これらの処理ステップはプログラムとして記録媒体に記録して実行できる。

**【0094】**

さらには、半導体技術の進歩または派生する別技術により LSI に置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その別技術を用いて機能ブロックを集積化してもよい。

**【産業上の利用可能性】**

50

## 【0095】

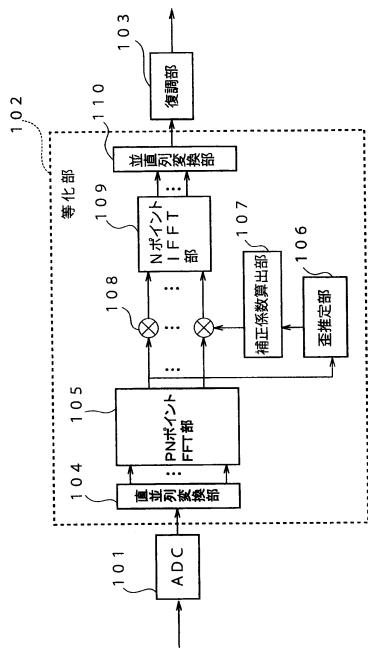
本発明は、シングルキャリア伝送方式に用いる周波数領域等化器（等化部）を有する受信装置として、小回路規模・低消費電力が要求されるモバイル通信を含む無線通信機器全般に広く適用できる。

## 【符号の説明】

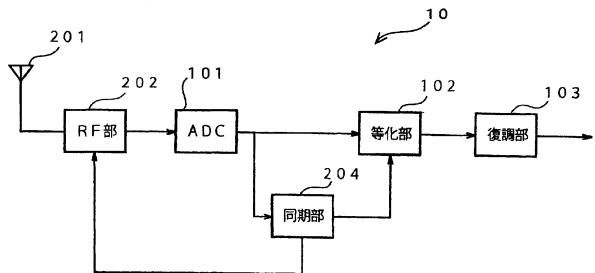
## 【0096】

10	10 1	受信装置
10 2	10 1 A D コンバータ	
10 3	10 2 等化部	
10 4	10 3 復調部	10
10 5	10 4 シリアル／パラレル変換部	
10 6	10 5 P N ポイントフーリエ変換部（F F T部）	
10 7	10 6 歪推定部	
10 8	10 7 補正係数算出部	
10 9	10 8 補正係数乗算部	
11 0	10 9 N ポイント逆フーリエ変換部（I F F T部）	
20	20 1	11 0 パラレル／シリアル変換部
20 2	20 1 アンテナ	
20 3	20 2 R F 部	
20 4	20 3 同期部	20
30 1	20 4 ブリアンブル	
30 2	30 1 伝送路推定用フィールド	
30 3	30 2 ガードインターバル	
30 4	30 3 データ	
40 1	30 4 4 0 1 、 4 0 2 - 1 、 4 0 2 - 2 、 4 0 2 - 3 サンプル列	
40 2	4 0 3 時間軸信号	
40 3	4 0 4 - 1 、 4 0 4 - 2 、 4 0 4 - 3 、 4 0 5 サンプル列	
50 1	5 0 1 ベースバンド信号のスペクトル	
50 2	5 0 1 a 信号の周波数特性	30
50 3	5 0 2 リファレンス信号の周波数特性	
50 4	5 0 3 補正係数	
60 1	5 0 4 歪みが補正されたスペクトル	
60 2	6 0 1 送信の信号点	
60 3	6 0 2 再生された信号点	

【図1】



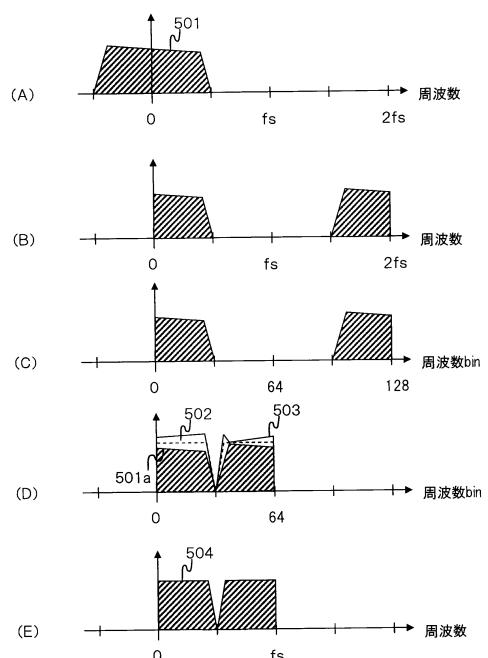
【図2】



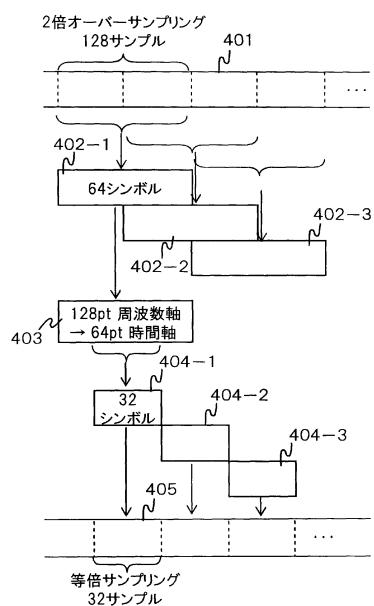
【図3】



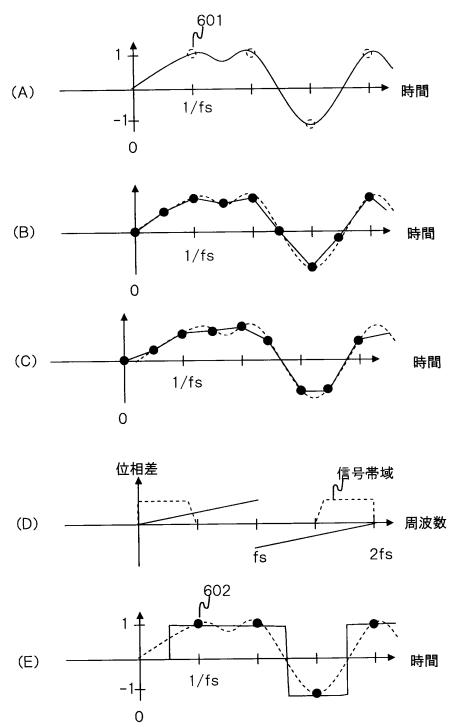
【図5】



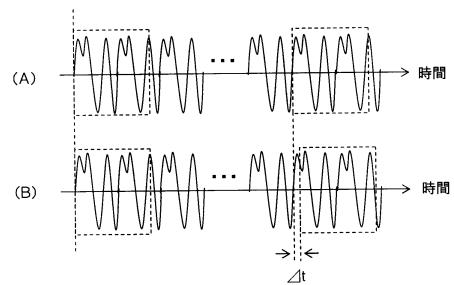
【図4】



【図6】



【図7】



---

フロントページの続き

(72)発明者 四十九 直也  
大阪府門真市大字門真1006番地 パナソニック株式会社内

審査官 高野 洋

(56)参考文献 國際公開第2007/015317 (WO, A1)  
特開2006-245810 (JP, A)  
特許第4635750 (JP, B2)  
特許第4271235 (JP, B2)  
特開2012-120134 (JP, A)  
小原辰徳、武田一樹、安達文幸, シングルキャリア伝送におけるOverlap FDEとブロック間干渉  
キャンセラの特性比較, 電子情報通信学会技術研究報告, 社団法人電子情報通信学会, 2011  
年 2月23日, Vol.110、No.433, pp.25-29  
久万善広、梅比良正弘, オーバーラップFDEにおける短縮化CHU系列を用いたチャネル推定法の検  
討, 電子情報通信学会技術研究報告, 社団法人電子情報通信学会, 2008年 8月20日, Vo  
l.108、No.188, pp.7-12  
小原辰徳、武田一樹、安達文幸, 受信タイミングオフセットが存在する場合の周波数領域等化シ  
ングルキャリア伝送における時間多重パイロットチャネル推定の影響, 電子情報通信学会技術研  
究報告, 社団法人電子情報通信学会, 2010年 1月14日, Vol.109、No.368, pp.217-222  
P.P.Vaidyanathan, Bojan Vrcelj, Theory of fractionally spaced cyclic-prefix equalizers  
, Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP), 2002 IEEE International Conference  
on, 2002年 5月, Vol.2

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H 04 B 7 / 005  
H 04 J 11 / 00