

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2008 年 1 月 24 日 (24.01.2008)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2008/010283 A1(51) 国際特許分類:
H04J 11/00 (2006.01)代田区丸の内二丁目 7 番 3 号 三菱電機株式会社内
Tokyo (JP).

(21) 国際出願番号: PCT/JP2006/314415

(74) 代理人: 酒井 宏明 (SAKAI, Hiroaki); 〒1006019 東京都千代田区霞が関三丁目 2 番 5 号 霞が関ビルディング 酒井国際特許事務所 Tokyo (JP).

(22) 国際出願日: 2006 年 7 月 20 日 (20.07.2006)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三菱電機株式会社 (MITSUBISHI ELECTRIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千代田区丸の内二丁目 7 番 3 号 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

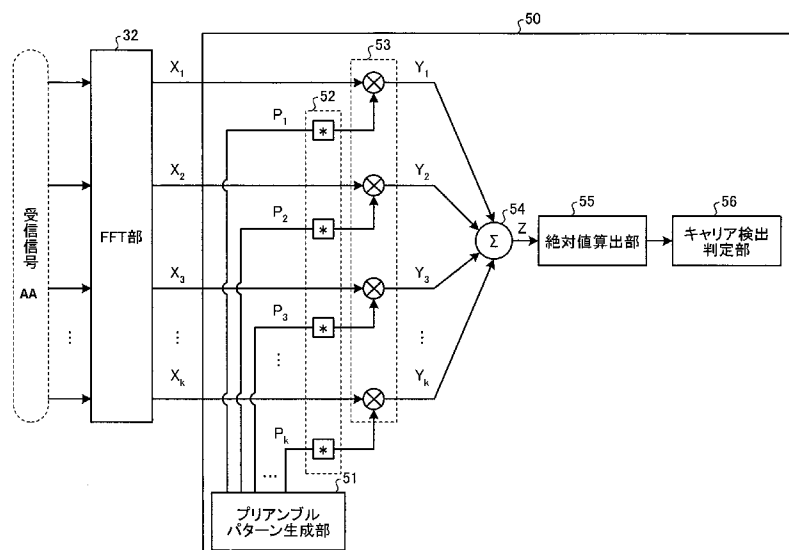
(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 小林 剛 (KOBAYASHI, Tsuyoshi) [JP/JP]; 〒1008310 東京都千

[続葉有]

(54) Title: SIGNAL DETECTING APPARATUS

(54) 発明の名称: 信号検出装置



AA RECEIVED SIGNALS
32 FFT PART
51 PREAMBLE PATTERN GENERATING PART
55 ABSOLUTE VALUE CALCULATING PART
56 CARRIER DETECTING/DETERMINING PART

(57) Abstract: A signal detecting apparatus for detecting a desired OFDM modulated signal from among received signals. The signal detecting apparatus comprises an FFT part that converts received signals to first frequency domain signals of the respective carriers; a preamble pattern generating part (51) that generates second frequency domain information of the respective carriers, based on signals which include predetermined known information, have different frequencies and different initial phases and which are obtained by multiplexing signals of a plurality of carriers; complex conjugators (52) that generate complex conjugates of the second frequency domain information for the respective carriers; complex multipliers (53) that multiply the first frequency domain signals of the respective

carriers by the complex conjugates of the respective carriers generated by the complex conjugators; a complex summing amplifier (54) that adds together a part or all of multiplication outputs from the multiplying means; and a signal detecting means (an absolute value

[続葉有]

WO 2008/010283 A1



(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

calculating part (55), a carrier detecting/determining part (56)) that calculates an absolute value of an addition result or calculates a square value of the addition result and uses a predetermined threshold value to detect/determine a desired signal.

(57) 要約: 本発明は、受信信号の中からOFDM変調された所望信号を検出する信号検出装置であって、受信信号をキャリア毎の第1の周波数領域信号に変換するFFT部と、所定の既知情報が含まれかつ周波数および初期位相が異なる、複数のキャリアの信号が多重化された信号に基づいて、キャリア毎の第2の周波数領域情報を生成するプリアンブルパターン生成部(51)と、第2の周波数領域情報の複素共役をキャリア毎に生成する複素共役器(52)と、キャリア毎の第1の周波数領域信号と、複素共役生成手段により生成されたキャリア毎の複素共役と、を乗算する複素乗算器(53)と、乗算手段による乗算出力の一部または全部を加算する複素総和器(54)と、加算結果の絶対値または当該加算結果の2乗値を算出し、予め規定されたしきい値を用いて所望信号の検出判定を行う信号検出手段(絶対値算出部(55)、キャリア検出判定部(56))と、を備える。

明 細 書

信号検出装置

技術分野

- [0001] 本発明は、通信装置を構成する受信機において所望信号の検出等を行う信号検出装置に関するものであり、特に、既知信号を使用して所望信号の検出およびシンボルタイミングの検出を行う信号検出装置に関するものである。

背景技術

- [0002] CSMA(Carrier Sense Multiple Access)方式を用いる通信システムでは、データを送る信号の前に既知の信号波形を付して送信し、その通信システムに属する通信機器は、この既知の信号波形が伝送路上に存在するか否かを常時監視している。そして、通信機器は、既知の信号波形の存在を検出した場合、送信データがあっても送信を行わず、受信動作を行うようにしている。また、TDMA(Time Division Multiple Access)方式を用いる通信システムの場合も、端末が時分割の基本となる周期およびタイミングに同期できるように、基地局が既知の信号波形を定期的送信し、端末はこの既知の信号波形を検出することで同期を行うような場合がある。このような既知の信号波形はプリアンプルなどと呼ばれ、自機器の通信システムの信号が伝送路上に存在しているか否かを検出する動作をキャリア検出、またはキャリアセンスなどと呼ぶことがある。
- [0003] 従来のキャリア検出では、通信機器は単に受信信号電力(RSSI:Received Signal Strength Indicator)を測定し、この測定結果に基づいて信号の有無を判断していた。具体的には、RSSIの測定結果をあるしきい値と比較し、RSSIの測定値がしきい値より大きい場合には信号が存在すると判断し、RSSIの測定値がしきい値より小さい場合には信号が存在しないものと判断していた。
- [0004] また、伝送路上の信号波形と、既知の波形であるプリアンプル信号波形との相関値を常時監視し、この相関値があるしきい値より大きい場合に信号が存在すると判断し、一方、相関値がしきい値より小さい場合には信号が存在しないものと判断することにより、より確実に対象とする通信システムの信号の存在を検出するようにする方法

なども存在する(たとえば、特許文献1)。

- [0005] さらに、変調方式としてOFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)を用いる通信システムでは、送信側で高速逆フーリエ変換(IFFT:Inverse Fast Fourier Transform)を用いて複数の周波数に異なる情報を載せた時間波形を生成し、受信側では高速フーリエ変換(FFT:Fast Fourier Transform)により個々の周波数の情報を分離する処理が行われる。このIFFT/FFTの処理単位はシンボルなどと呼ばれ、受信の際のFFT処理では適切なシンボルタイミングを用いて受信信号を切り出し、FFT入力とする必要がある。このシンボルタイミングの検出にもプリアンプル信号が用いられ、受信側では前述のキャリア検出と同様に受信波形の相関値を求め、その相関値が最大となるピーク位置のタイミングを基準に、シンボルタイミングを検出する方法が用いられている(たとえば、非特許文献1)。

- [0006] 特許文献1:特開2005-295085号公報(第3-6頁、第1図)

非特許文献1:守屋正博・久保田周治 監修「改定版 802.11高速無線LAN教科書」
株式会社インプレス、2005年1月1日、P206-212

発明の開示

発明が解決しようとする課題

- [0007] しかしながら、上記従来のRSSIによる検出判定では、電力のみに基づいた検出であるため、他のシステムの信号やノイズなどの電力であっても、しきい値を超えればキャリア検出と判断してしまう、すなわち誤った検出を行う可能性が高いという問題があった。

- [0008] また、相関値を用いる方法には自己相関を用いる方法と相互相関を用いる方法があり、自己相関では、繰返し送信される信号を対象に、繰返し期間だけ遅延させた信号との乗算結果を積分することで相関値を求める。これに対して、相互相関では、既知のプリアンプル信号波形と受信波形の各サンプルの乗算結果を積分することで相関値を求める。一般に、自己相関では乗算回路が1つでよいが緩やかなピークしか得られずタイミングの検出精度は相互相関より劣る。相互相関では相関を求めるサンプル数だけ乗算回路が必要となるが急峻なピークが得られるためタイミングの検出精度が高い。なお、自己相関、相互相関ともに、積分にはサンプル数分の乗算結果の

総和を求める加算回路が必要であり、いずれの場合にも相関値を求める期間を長く取るほど検出精度が高くなる一方で、回路規模が増大するという問題があった。

[0009] 本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、高精度なキャリア検出およびタイミング検出を実現する信号検出装置を得ることを目的とする。

課題を解決するための手段

[0010] 上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明にかかる信号検出装置は、受信信号の中からOFDM方式で変調された所望信号を検出するための信号検出装置であって、前記受信信号をキャリア毎の周波数領域情報(第1の周波数領域信号)に変換する信号変換手段と、所定の既知情報が含まれかつ周波数および初期位相が異なる、複数のキャリアの信号が多重化された信号に基づいて、キャリア毎の周波数領域情報(第2の周波数領域情報)を生成する既知周波数情報生成手段と、前記既知周波数情報生成手段から出力された第2の周波数領域情報の複素共役をキャリア毎に生成する複素共役生成手段と、前記キャリア毎の第1の周波数領域信号と、前記複素共役生成手段により生成されたキャリア毎の複素共役と、を同一の周波数領域同士で乗算する乗算手段と、前記乗算手段による乗算出力の一部または全部を加算する加算手段と、前記加算結果の絶対値または当該加算結果の2乗値を算出し、当該算出結果および予め規定された所定のしきい値、を用いて所望信号の検出判定を行う信号検出手段と、を備えること特徴とする。

発明の効果

[0011] この発明によれば、受信したプリアンブル信号をFFTにて周波数領域の情報に変換し、変換後の情報を既知のプリアンブルパターンの複素共役値とそれぞれ乗算して得られた結果を用いて、受信したプリアンブル信号とプリアンブルパターンとの類似性を判定することによりキャリア検出およびタイミング判定を行うようにしたので、従来使用していた電力のみでキャリア検出等を行う場合と比較して、誤検出の発生頻度を抑え、キャリア検出精度を高くすることができる、という効果を奏する。

図面の簡単な説明

[0012] [図1]図1は、本発明にかかる信号検出装置を備えた通信装置に対してデータを送信する側の通信装置(送信機)の構成例を示す図である。

[図2]図2は、本発明にかかる信号検出装置を備えた通信装置(受信機)の実施の形態1の構成例を示す図である。

[図3]図3は、実施の形態1のキャリア検出タイミング判定部の構成例を示す図である。

。

[図4]図4は、実施の形態2のキャリア検出タイミング判定部の構成例を示す図である。

。

[図5]図5は、FFT入力範囲に対するプリアンプル信号先頭位置と θ_z の関係の一例を示す図である。

[図6]図6は、実施の形態4の受信機の構成例を示す図である。

[図7]図7は、実施の形態5の受信機の構成例を示す図である。

[図8]図8は、実施の形態6のキャリア検出タイミング判定部の構成例を示す図である。

。

[図9]図9は、実施の形態6のキャリア検出タイミング判定部の別の構成例を示す図である。

符号の説明

- [0013]
- 1 送信機
 - 2 伝送路
 - 3、3b、3c 受信機
 - 10 送信情報
 - 11 変調部
 - 12 IFFT部
 - 13 デジタル／アナログ変換部(D／A)
 - 14 送信信号
 - 30 受信情報
 - 31 復調部
 - 32 FFT部
 - 33 アナログ／デジタル変換部(A／D)
 - 34 受信信号

- 35 時間信号平均化部
- 36 周波数情報平均化部
- 40 プリアンブル生成部
- 50、50a、50d、50e キャリア検出タイミング判定部
- 51 プリアンブルパターン生成部
- 52 複素共役器
- 53 複素乗算器
- 54 複素総和器
- 55 絶対値算出部
- 56 キャリア検出判定部
- 57 位相算出部
- 58 タイミング判定部
- 59 時間平均化部

発明を実施するための最良の形態

[0014] 以下に、本発明にかかる信号検出装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

[0015] 実施の形態1.

図1は、本発明にかかる信号検出装置を備えた通信装置に対してデータをOFDM変調して送信する通信装置(送信機)の構成例を示す図であり、1が送信機を示す。この送信機1は、bit列からなる送信情報10を入力とし、その変調結果を出力する変調部11と、変調部11の出力を周波数領域から時間領域へ変換するIFFT部12と、IFFT部12の出力をアナログ形式に変換するデジタル／アナログ変換部(D／A)13と、キャリア検出およびタイミング判定を行うための既知信号(以後、プリアンブルと呼ぶ)を生成する際に、その元となるプリアンブルパターンを生成するプリアンブル生成部40を備える。なお、14はアナログ変換された送信信号、2は伝送路である。

[0016] また、図2は、本発明にかかる信号検出装置を備えた通信装置(受信機)の実施の形態1の構成例を示す図であり、3が受信機を示す。この受信機3は、送信側からの受信信号34をデジタル形式に変換するアナログ／デジタル変換部(A／D)33と、A

／D変換部33の出力を時間領域から周波数領域へ変換するFFT部32と、FFT部32の出力を復調してbit列からなる受信情報30を生成する復調部31と、FFT部32の出力に基づいてキャリア検出およびタイミング検出を行うキャリア検出タイミング判定部50と、を備える。なお、2は、図1に示したものと同一伝送路であり、通信システムを形成する送信機1および受信機3は、この伝送路2を介して信号のやりとりを行う。

[0017] つづいて、上述した構成の送信機1および受信機3の詳細動作について説明する。ここでは、送信機1が送信情報10に基づいて送信信号を生成し、この生成された信号を受信機3が受信し、その復調を行って受信信号30を生成する(送信情報10を復元する)動作を説明する。

[0018] まず、送信機1がプリアンプル信号の送信を含む、信号送信動作を図1に基づいて説明する。プリアンプル信号を送信する場合、プリアンプル生成部40は、あらかじめ定められた既知のプリアンプルパターンを生成する。このプリアンプルパターンは、たとえばM系列と呼ばれるような‘0’と‘1’のbit列からなる擬似ランダムパターンである。生成されたプリアンプルパターンは、変調部11に入力され、変調部11は、たとえばBPSK(Binary Phase Shift Keying)やQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)、QAM(Quadrature Amplitude Modulation)などの変調方式に応じて、入力されたプリアンプルパターン(bit列)をサブキャリア毎に分割し、さらに複素平面上にマッピングする。たとえば、プリアンプルパターンをBPSK変調するものとした場合、プリアンプル生成部40から入力されたbit列を1bitずつ分割し、‘0’であれば $-1+0j$ 、‘1’であれば $1+0j$ というように、複素平面上の2点を表す複素データに変換する。

[0019] 変調部11で生成された複素データは、サブキャリア毎の周波数領域の情報としてIFFT部12に入力される。IFFT部12は、入力された情報を時間領域情報に変換し、サブキャリア毎の波形を合成した合成波と等しいデジタル時間波形情報を出力する。さらに、デジタル時間波形情報は、デジタル／アナログ変換部(以下、D／A変換部と呼ぶ)13によりアナログ形式の信号に変換され、送信信号14として伝送路2へ送出される。

[0020] なお、プリアンプルパターンは全てのサブキャリアに割り当てても、一部のサブキャリアのみを用いて割り当ててもよい。

- [0021] また、送信情報10を送信する場合には、変調部11への入力が入力部40から入力される既知パターンに代えて任意の送信情報bit列(送信情報10)となる点が異なるのみで、変調部11、IFFT部12およびD/A変換部13の基本的な動作は、上述したプリアンブル信号送信時の動作と同様である。ただし、送信情報の変調方式はプリアンブルの変調方式と同じである必要はなく、他の変調方式を用いても良い。
- [0022] なお、プリアンブル生成部40の実現方法には、M系列のような擬似ランダム系列であればシフトレジスタとXOR演算回路を用いてプリアンブルパターンを生成する方法や、メモリとしてあらかじめプリアンブルパターンを記憶させておく方法などがある。また、プリアンブル生成部40をメモリ構成とする場合、プリアンブル信号のデジタル時間波形情報を格納するようにしてもよい。この場合、プリアンブル生成部40の出力は、D/A変換部13へ直接入力する。
- [0023] つぎに、受信機3が、伝送路2を介して信号(受信信号34)を受信した場合の動作について説明する。データの受信時には、受信信号34の入力があると、アナログ/デジタル変換部(以下、A/D変換部と呼ぶ)33は、それをデジタル時間波形情報に変換する。信号変換手段に相当するFFT部32は、A/D変換部33からの入力を周波数領域へ変換することにより、サブキャリア毎の周波数領域情報として複素データを生成する。復調部31は、たとえば、BPSK、QPSK、QAMなどのあらかじめ定められた復調方式に応じて、A/D変換部33からの入力を、サブキャリア毎にbit列にマップし、連続したbit列として受信情報30を生成する。
- [0024] プリアンブル信号の受信処理についても、FFT部32が、A/D変換部33入力を時間領域から周波数領域への変換を行う動作まではデータの受信処理と同じである。そして、プリアンブル信号受信時には、FFT部32により生成されたサブキャリア毎の複素データがキャリア検出タイミング判定部50に入力され、キャリア検出タイミング判定部50がキャリア検出およびタイミング判定を行う。
- [0025] つづいて、キャリア検出タイミング検出部50の動作について説明する。図3は、本実施の形態の受信機に含まれるキャリア検出タイミング判定部50の構成例を示す図である。このキャリア検出タイミング検出部50は、送信機1から送信されるものと同じ

既知信号(プリアンブル信号)のサブキャリア毎の周波数情報を生成するプリアンブルパターン生成部51と、複素数を複素共役値に変換する複素共役器52と、複素乗算器53と、複数の複素数の総和を算出する複素総和器54と、複素数の絶対値を算出する絶対値算出部55と、当該算出された複素数の絶対値をあらかじめ定められたしきい値と比較し、絶対値がしきい値以上の場合にキャリアを検出したと判定するキャリア検出判定部56と、を備える。

[0026] FFT部32からキャリア検出タイミング検出部50へ入力されるサブキャリア毎の複素数情報を X_i (i はサブキャリア番号)とする。キャリア検出タイミング検出部50において、既知周波数情報生成手段に相当するプリアンブルパターン生成部51は、プリアンブル信号におけるサブキャリア毎の複素数情報 P_i (i はサブキャリア番号)を生成し、それらを複素共役生成手段に相当する複素共役器52が複素共役値 P_i^* に変換する。その後、乗算手段に相当する複素乗算器53が上記 P_i^* を受信信号の複素数情報 X_i と乗算して Y_i を得る。さらに、加算手段に相当する複素総和器54により Y_i の総和値 Z を算出する。こうして得られる Z は次式(1)で表すことができる。

[0027] [数1]

$$Z = \sum_{i=0}^k Y_i = \sum_{i=0}^k X_i \cdot P_i^* \quad \dots (1)$$

[0028] そして、絶対値算出部55は、複素総和器54が出力した総和値 Z の絶対値を求める。 Z も複素数であり、それを“ $Z = A + Bj$ ”とした場合、これの絶対値は次式(2)で示される。

[0029] [数2]

$$|Z| = \sqrt{A^2 + B^2} \quad \dots (2)$$

[0030] また、上式(2)に示した絶対値(振幅に相当)の代わりに、次式(3)に示すような総和値 Z の2乗値(電力に相当)を絶対値算出部55が算出するなどし、キャリア検出判定部56が総和値 Z の2乗値を用いてキャリア検出を行うようにしてもよい。

$$Z^2 = A^2 + B^2 \quad \dots (3)$$

- [0031] また、全てのサブキャリアについての総和値(乗算結果 Y_i を全て加算したもの)を用いるのではなく、一部のサブキャリアのみについての加算値(乗算結果 Y_i の中から一部選択したものについての加算値)を算出し、その加算結果を用いて以降の処理を行うようにしてもよい。なお、絶対値算出部55およびキャリア検出部56が信号検出手段を構成する。
- [0032] ここで、上式(2)または(3)を使用してキャリア検出が可能な理由について説明する。受信信号の複素数情報 X_i とプリアンブルパターンの複素共役値 P_i^* を乗算することにより、受信信号がプリアンブル信号であれば乗算結果 Y_i は、どのサブキャリアでも“ $1+0j$ ”となり、その総和値は“ $k+0j$ ”、総和値の絶対値は k となる。一方、受信信号がプリアンブル信号と異なる信号であれば Y_i は、サブキャリア毎に異なる値となり、総和値の絶対値は k より小さな値となる。プリアンブルパターンとしてM系列のような擬似ランダムパターンを用いていれば、サブキャリア数が多いほど、プリアンブル信号以外を受信した場合の総和値の絶対値は0(ゼロ)に近づく。
- [0033] 通信を行う実環境においては、伝送路特性により振幅や位相は変化するためプリアンブル信号を受信した場合であっても、上記絶対値が k になるとは限らないが、複数のサブキャリアの総和をとることにより、プリアンブル信号を受信した場合と、その他の信号を受信した場合の絶対値には明確な差を生じることになる。そのため、キャリア検出判定部56は、上記絶対値が、伝送路特性などを考慮して予め定められた信号検出判定用のしきい値を超えた場合にキャリア検出と判定することができ、プリアンブル信号が存在するタイミングを検出できる。プリアンブルパターンをBPSK変調する場合を例として説明したが、他の変調方式を使用した場合も同様である。
- [0034] 信号検出判定用のしきい値は、プリアンブル信号を受信した場合の総和値の絶対値とプリアンブル信号以外を受信した場合の総和値の絶対値の関係に基づいて決定する。たとえば、プリアンブルパターンとして使用するビットパターン、キャリア検出判定時の比較対象(しきい値と比較する対象として総和値の「絶対値」、「絶対値の2乗値」のどちらを使用するのか)、総和値を算出する際に加算する情報の種類(キャリア検出タイミング判定部への入力 X_i に対してどのような処理を実行して得た情報を加

算するのか)、総和値を算出する際の加算対象数(加算する情報の数)、などを考慮して決定する。なお、伝送路特性を考慮して予め決定しておいた複数のしきい値の中から、伝送路特性に応じて適宜最適なしきい値を選択して使用するようにしてもよいし、予め決定しておいたしきい値を伝送路特性に応じて適宜調整しながら使用するようにしてもよい。

[0035] このように、本実施の形態においては、送信側は、あらかじめ定めた複数の周波数に、それぞれあらかじめ定めプリアンプルパターンを割り当てたものをプリアンプル信号として送信する。一方、受信側では、プリアンプル信号受信時も、データ復調時と同様にFFTを用いて周波数毎に情報を分離し、それらをプリアンプルパターンの複素共役値とそれぞれ乗算して得られた結果を用いて、受信したプリアンプル信号とプリアンプルパターンとの類似性を判定することによりキャリア検出およびタイミング判定を行うようにした。これにより、従来使用していた電力のみでキャリア検出等を行う場合と比較して、誤検出を行う可能性を小さくすることができる。

[0036] また、上記FFT部32や複素乗算器53は、一般的なOFDM受信器がデータ受信のために通常備えている回路であり、キャリア検出とデータの復調は同時に行う必要がないので、同じ回路をキャリア検出に用いることが可能である。すなわち、従来の時間領域の相関によるキャリア検出と比較して、少ない回路規模で上述した受信機を実現することができる。

[0037] 実施の形態2.

つづいて、実施の形態2の信号検出装置について説明する。上述した実施の形態1では、受信信号のFFT結果とプリアンプルパターンの共役複素値の複素乗算結果の総和を用いてキャリア検出の判定を行うようにしたものであるが、本実施の形態においては、プリアンプルパターンの共役複素数値の複素乗算結果をさらに、2つのサブキャリア間で共役複素乗算を行った結果を用いて、プリアンプル信号受信タイミングをFFTに入力される時間間隔より細かな単位で判定する場合について説明する。

[0038] 本実施の形態の送信機は、上述した実施の形態1の送信機と同様の構成(図1参照)をとる。また、受信機は、実施の形態1の受信機と同様の構成(図2参照)をとるが、キャリア検出タイミング判定部の詳細構成が一部異なる。そのため、本実施の形態

においては、キャリア検出タイミング判定部以外の部分については、その説明を省略し、タイミング検出判定部(本実施の形態ではタイミング検出判定部50aとする)の動作についてのみ説明を行う。

[0039] 図4は、実施の形態2のキャリア検出タイミング判定部50aの構成例を示す図である。このキャリア検出タイミング判定部50aは、実施の形態1のキャリア検出タイミング判定部50に対して、複素乗算器53の後段にさらに(第2の)複素共役器52および(第2の)複素乗算器が追加され、また、位相算出部57およびタイミング判定部58が追加された構成をとる。なお、その他の部分については、キャリア検出タイミング判定部50と同一の符号を付してその説明は省略する。

[0040] 上述した構成のキャリア検出タイミング判定部50aにおいて、後段の複素共役器52は、前段の複素乗算器53出力の Y_k 以外(すなわち $Y_1, Y_2, \dots, Y_{k-1}$)を複素共役値($Y_1^*, Y_2^*, \dots, Y_{k-1}^*$)に変換する。後段の複素乗算器53は、後段の複素共役器52出力($Y_1^*, Y_2^*, \dots, Y_{k-1}^*$)と前段の複素乗算器53出力の Y_1 以外(すなわち $Y_2, Y_3, \dots, Y_k$)をそれぞれ乗算する。複素総和器54は、後段の複素乗算器53出力の総和値 Z を算出する。ここで、後段の複素乗算器53出力を $Y'_{i-(i-1)}$ とすると、総和値 Z は、次式(4)で表すことができる。

[0041] [数3]

$$Z = \sum_{i=1}^k Y'_{i-(i-1)} = \sum_{i=1}^k Y_i \cdot Y_{i-1}^* = \sum_{i=1}^k (X_i \cdot P_i^*) \cdot (X_{i-1} \cdot P_{i-1}^*)^* \dots (4)$$

[0042] ここで、後段の複素共役器52および後段の複素乗算器53を追加した理由について説明する。受信したプリアンプル信号をFFT部32に入力する際の入力範囲が送信側の生成時の出力範囲と一致しない場合、プリアンプル信号の複素数情報 X_i とプリアンプルパターンの複素共役値 P_i^* の乗算結果 Y_i は、ベクトルとして見た場合IFFT部12の出力範囲と受信時のFFT部32の入力範囲のズレ量および各サブキャリアの周波数に応じた位相回転を生じる。その結果、上記各 Y_i をそのまま複素加算すると、位相の違いにより互いに打ち消しあう成分が生じてしまう。そのため、隣接サブキャリアの複素共役値 Y_{i-1}^* に対して Y_i をさらに複素乗算して得られる $Y'_{i-(i-1)}$ は、サブキャリア

間隔周波数に応じた位相回転量を持つベクトルとなり、サブキャリア間隔周波数が一定であれば、どのサブキャリア間でも同じ位相を持つベクトル(複素数情報)となる。

[0043] 複素総和器54の出力は、絶対値算出部55および位相算出部57へ入力される。絶対値算出部55およびキャリア検出判定部56における処理は、上述した実施の形態1と同様である。ただし、キャリア検出判定部56が使用する信号検出判定用のしきい値は、実施の形態1において使用したものと異なる。すなわち、キャリア検出判定部56は、たとえば複素総和器54が総和値を算出する際に加算する情報の種類(複素共役器52および複素乗算器53がキャリア検出タイミング判定部への入力 X_i に対してどのような処理を実行して得た情報を加算するのか)を考慮して、実施の形態1において使用したしきい値を変形などして得られるものを使用する。

[0044] 実施の形態1では、キャリア検出判定56において、入力値(絶対値算出部55の出力)がしきい値を超えた時点をプリアンプル信号の検出タイミングとしていた。しかしながら、FFT部32に入力される時間波形はFFT部32の入力範囲に応じた時間間隔の幅があり、この時間間隔以上のタイミング情報は得られない(検出精度を上げることができない)。そのため、本実施の形態においては、さらに詳細なタイミングを得るため、まず位相算出器57が、次式(5)を用いて総和値 Z の位相を求める。

[0045] [数4]

$$\theta_Z = \begin{cases} \tan^{-1}(B/A) & (\text{if } A \geq 0) \\ \tan^{-1}(B/A) + \pi & (\text{if } A < 0 \& B \geq 0) \\ \tan^{-1}(B/A) - \pi & (\text{if } A < 0 \& B < 0) \end{cases}$$

... (5)

[0046] また、図5は、FFT入力範囲に対するプリアンプル信号先頭位置と θ_Z の関係の一例を示す図である。前述したように、プリアンプル信号生成時のIFFT部12の出力範囲と受信時のFFT部32の入力範囲が一致しない場合、 $Y'_{i-(i-1)}$ はFFT部32の入力範囲のズレ量とサブキャリア間隔周波数に応じた位相回転を生じたものとなる。そこで、タイミング判定器58は、次式(6)を用いて現在のFFT部32への受信信号入力範囲とプリアンプルの先頭位置のズレ量 ΔT_{FFT} を算出し、 ΔT_{FFT} を使用して受信タイミングを判定する。ここで T_{FFT} はFFT部32の入力範囲に相当する時間である。なお、位相

算出部57およびタイミング判定部58がタイミング判定手段を構成する。

[0047] [数5]

$$\Delta T_{\text{FFT}} = \begin{cases} \theta_z \times \frac{T_{\text{FFT}}}{2\pi} & (\text{if } \theta_z \geq 0) \\ T_{\text{FFT}} + \theta_z \times \frac{T_{\text{FFT}}}{2\pi} & (\text{if } \theta_z < 0) \end{cases}$$

・・・(6)

[0048] 上記 ΔT_{FFT} に基づいて受信タイミングを調整することにより、受信機は、より正確なタイミングでデータを復調することができる。

[0049] なお、本実施の形態においては、隣接サブキャリア間でY'を求め、その総和値を用いるようにしているが、任意のサブキャリア間でY'を求めるようにしてもよい。また一部のサブキャリアのみを用いるようにしてもよい。ただし、任意のサブキャリア間でY'を求める場合には、そのサブキャリア間の周波数間隔に応じてY'の位相を1サブキャリア間の周波数間隔での位相回転に相当する値としてから総和値Zを算出するなどの補正が必要である。

[0050] このように、本実施の形態においては、送信側は、あらかじめ定めた複数の周波数に、それぞれあらかじめ定めプリアンプルパターンを割り当てたものをプリアンプル信号として送信する。一方、受信側では、プリアンプル信号受信時も、データ復調時と同様にFFTを用いて周波数毎に情報を分離し、それらをプリアンプルパターンの複素共役値とそれぞれ乗算して得られた結果を用いて、受信したプリアンプル信号とプリアンプルパターンとの類似性を判定することによりキャリア検出およびタイミング判定を行うようにした。これにより、従来使用していた電力のみでキャリア検出等を行う場合と比較して、誤検出を行う可能性を小さくすることができる。

[0051] また、上記FFT部32や複素乗算器53は、一般的なOFDM受信器がデータ受信のために通常備えている回路であり、キャリア検出とデータの復調は同時に行う必要がないので、同じ回路をキャリア検出に用いることが可能である。すなわち、従来の時間領域の相関によるキャリア検出と比較して、少ない回路規模で上述した受信機を実現することができる。

[0052] さらに、プリアンプル信号生成時のIFFT部12の出力範囲と受信時のFFT部32の

入力範囲が一致しない場合のFFT出力の位相回転に着目し、サブキャリア間の位相偏差量からFFT部32への入力範囲の時間内のどのタイミングにおいてプリアンブル信号の先頭を受信したかを知ることができる。

[0053] 実施の形態3.

つづいて、実施の形態3の信号検出装置について説明する。以上の実施の形態は、繰り返しのない予め定めた既知のプリアンブルパターンから生成されたプリアンブル信号を使用する場合について説明したものであるが、本実施の形態においては、プリアンブルパターンを複数回連続して繰り返したものに基づいて生成されたプリアンブル信号を使用する場合のキャリア検出およびタイミング判定について説明する。

[0054] 本実施の形態の送信機は、上述した実施の形態1の送信機と同様の構成(図1参照)をとり、プリアンブル信号の生成動作のみが実施の形態1と異なる。また、受信機も、実施の形態1の受信機と同様の構成(図2参照)をとり、キャリア判定動作のみが実施の形態1と異なる。なお、受信機が備えるキャリア検出タイミング判定部の構成を実施の形態2と同様としてもよい。以下、送信機および受信機の動作について、実施の形態1と異なる部分を中心に説明する。

[0055] 送信機は、プリアンブル信号の送信動作において、同じプリアンブルパターンを複数回連続して繰り返した信号を生成し、これをプリアンブル信号として送信する点が実施の形態1の送信機と異なる。なお、プリアンブルパターンの繰り返し回数をL回とする。これ以外の動作は、実施の形態1と同様である。

[0056] 一方、受信機において、キャリア検出判定部56は、1回だけしきい値を超えた場合に直ちにキャリア検出と判定するのではなく、M回($M \leq L$)の連続したFFT処理結果によるZ(複素総和器54の出力)の絶対値(または絶対値の2乗値)のうち、N回($N \leq M$)しきい値を超えた場合にキャリア検出と判定する。

[0057] なお、受信機が備えるキャリア検出タイミング判定部の構成が、実施の形態2で示した受信機と同様の場合、タイミング判定部58は、M回の連続したFFT処理結果のうち、キャリア検出判定部56がしきい値を超えたと判断した場合のZの位相 θ_z の平均値を求める。そして、キャリア検出判定部56がキャリア検出と判定した場合には、 θ_z の平均値を用いて ΔT_{FFT} を算出し、受信タイミングを判定する。または、タイミング判

定部58は、キャリア検出判定部56がしきい値を超えたと判断した場合のZの位相 θ_z から ΔT_{FFT} を求め、さらに ΔT_{FFT} の平均値を求める。そして、キャリア検出判定部56がキャリア検出と判定した場合には、 ΔT_{FFT} の平均値を用いて受信タイミングを判定するようにしてもよい。

[0058] このように、本実施の形態においては、送信側は、あらかじめ定めた複数の周波数に、それぞれあらかじめ定めたプリアンブルパターンを割り当てて複数回連続送信したものをプリアンブル信号として使用する。一方、受信側では、プリアンブル信号受信時も、データの復調と同様にFFTを用いて周波数毎に情報を分離し、それらをプリアンブルパターンの複素共役値と乗算して得られた結果を用いて、受信したプリアンブル信号とプリアンブルパターンとの類似性を複数回判定することによりキャリア検出およびタイミング判定を行うようにした。これにより、従来使用していた電力のみでキャリア検出を行う場合や、実施の形態1、2において示した1回のみの判定結果に基づいてキャリア検出等を行う場合と比較して、誤検出を行う可能性を小さくすることができる。

[0059] また、上記FFT部32や複素乗算器53は、一般的なOFDM受信器がデータ受信のために通常備えている回路であり、キャリア検出とデータの復調は同時に行う必要がないので、同じ回路をキャリア検出に用いることが可能である。すなわち、従来の時間領域の相関によるキャリア検出と比較して、少ない回路規模で上述した受信機を実現することができる。

[0060] さらに、キャリア検出タイミング判定部50の構成が図4のような構成の場合(受信機の構成が実施の形態2の受信機と同様の場合)には、プリアンブル信号生成時のIFFT部12の出力範囲と受信時のFFT部32の入力範囲が一致しない場合のFFT出力の位相回転に着目し、サブキャリア間の位相偏差量からFFT部32への入力範囲の時間内のどのタイミングにおいてプリアンブル信号の先頭を受信したかを知ることができる。

[0061] 実施の形態4.

つづいて、実施の形態4の信号検出装置について説明する。上述した実施の形態3では、送信機が送信するプリアンブル信号がプリアンブルパターンを複数回連続し

て繰り返したものに基づいて生成された場合のキャリア検出およびタイミング判定について説明したが、本実施の形態においては、受信した時間波形を平均化し、それを用いてキャリア検出を判定する場合について説明する。

[0062] 本実施の形態の送信機は、上述した実施の形態1の送信機と同様の構成をとり、プリアンプル信号の生成動作のみが実施の形態1と異なる。この送信機は、プリアンプル信号の送信動作において、同じプリアンプルパターンを複数回連続して繰り返した信号を生成し、これをプリアンプル信号として送信する点が実施の形態1の送信機と異なる。なお、プリアンプルパターンの繰り返し回数をL回とする。これ以外の動作は、実施の形態1と同様である。

[0063] 図6は、実施の形態4の受信機の構成例を示す図である。本実施の形態の受信機は、上述した実施の形態1の受信機に対して時間信号平均化部35が追加された構成をとる。その他の部分については実施の形態1の受信機と同様であるため、同一の符号を付してその説明は省略する。これ以降、本実施の形態の受信機を受信機3bと記載する。

[0064] 図6に基づいて受信機3bの動作を説明する。まず、データを受信する場合、受信機3bは、実施の形態1の受信機3と同様の動作を行う。すなわち、受信信号34の入力があると、A/D変換部33は、それをデジタル時間波形情報に変換し、変換後の受信信号をFFT部32へ入力する。以降の動作は実施の形態1において示した動作と同様である。

[0065] つぎに、プリアンプル信号を受信し、キャリア検出およびタイミング判定を行う場合には、時間信号平均化部35は、A/D変換部33部の出力をFFT部32の入力範囲分の時間毎に直前の1回 ($1 \leq L$) 分の時間波形を平均化し、平均化後のA/D変換部33部出力をFFT部32に対して出力する。

[0066] 時刻tにおいてA/D変換部33から得られるFFT部32の入力範囲分の時間 T_{FFT} 分のデジタル時間波形情報を $S(t)$ として次式(7)のように表した場合、時刻tにおける時間信号平均化部35からの出力 $S_{avr}(t)$ は次式(8)で表すことができる。

[0067] [数6]

$$S(t) = \{s_0(t), s_1(t), s_2(t), \dots, s_{T_{FFT}}(t)\}$$

... (7)

[0068] [数7]

$$S_{avr}(t) = \left\{ \frac{\sum_{i=0}^{L-1} s_0(t - iT_{FFT})}{1}, \frac{\sum_{i=0}^{L-1} s_1(t - iT_{FFT})}{1}, \frac{\sum_{i=0}^{L-1} s_2(t - iT_{FFT})}{1}, \dots, \frac{\sum_{i=0}^{L-1} s_{L_{FFT}}(t - iT_{FFT})}{1} \right\}$$

... (8)

[0069] FFT部32は、上式(8)で表される平均化された時間波形 $S_{avr}(t)$ を周波数領域情報に変換し、キャリア検出タイミング判定部50に対して出力する。以降の動作は実施の形態1において示した動作と同様である。

[0070] なお、本実施の形態においては、実施の形態1の受信機に対して時間信号平均化部35を追加した構成として説明を行ったが、これに限らず、実施の形態2の受信機に対して時間信号平均化部35を追加した構成としてもよい。また、キャリア検出およびタイミング判定を行うにあたり、実施の形態3において説明したような、複数回の判定結果に基づいてキャリア検出等を行うようにしてもよい。

[0071] このように、本実施の形態においては、送信側は、あらかじめ定めた複数の周波数に、それぞれあらかじめ定めたプリアンブルパターンを割り当てて複数回連続送信したものをプリアンブル信号として使用する。一方、受信側では、プリアンブル信号受信の場合、受信した時間波形を平均化した後、データ復調時と同様にFFTを用いて周波数毎に情報を分離し、それらをプリアンブルパターンの複素共役値とそれぞれ乗算して得られた結果を用いて、受信したプリアンブル信号とプリアンブルパターンとの類似性を判定することによりキャリア検出およびタイミング判定を行うようにした。これにより、従来使用していた電力のみでキャリア検出を行う場合や、上述した実施の形態において示した、時間波形を平均化せずにキャリア検出等を行う場合と比較して、誤検出を行う可能性を小さくすることができる。

[0072] また、上記FFT部32や複素乗算器53は、一般的なOFDM受信器がデータ受信のために通常備えている回路であり、キャリア検出とデータの復調は同時に行う必要がないので、同じ回路をキャリア検出に用いることが可能である。すなわち、従来の時間領域の相関によるキャリア検出と比較して、少ない回路規模で上述した受信機を

実現することができる。

[0073] さらに、キャリア検出タイミング判定部50の構成が図4のような構成の場合(受信機の構成が実施の形態2の受信機と同様の場合)には、プリアンブル信号生成時のIFFT部12の出力範囲と受信時のFFT部32の入力範囲が一致しない場合のFFT出力の位相回転に着目し、サブキャリア間の位相偏差量からFFT部32への入力範囲の時間内のどのタイミングにおいてプリアンブル信号の先頭を受信したかを知ることができる。

[0074] 実施の形態5.

つづいて、実施の形態5の信号検出装置について説明する。上述した実施の形態4では、受信した時間波形を平均化してキャリア検出の判定を行うようにしていたが、本実施の形態においては、FFT処理後の周波数情報を平均化し、それを用いてキャリア検出の判定を行う場合について説明する。

[0075] 本実施の形態の送信機は、上述した実施の形態1の送信機と同様の構成をとり、プリアンブル信号の生成動作のみが実施の形態1と異なる。この送信機は、プリアンブル信号の送信動作において、同じプリアンブルパターンを複数回連続して繰り返した信号を生成し、これをプリアンブル信号として送信する点が実施の形態1の送信機と異なる。なお、プリアンブルパターンの繰り返し回数をL回とする。これ以外の動作は、実施の形態1と同様である。

[0076] 図7は、実施の形態5の受信機の構成例を示す図である。本実施の形態の受信機は、上述した実施の形態1の受信機に対して周波数情報平均化部36が追加された構成をとる。その他の部分については実施の形態1の受信機と同様であるため、同一の符号を付してその説明は省略する。これ以降、本実施の形態の受信機を受信機3cと記載する。

[0077] 図7に基づいて受信機3cの動作を説明する。まず、データを受信する場合、受信機3cは、実施の形態1の受信機3と同様の動作を行う。

[0078] つぎに、プリアンブル信号を受信し、キャリア検出およびタイミング判定を行う場合には、FFT部32からの出力であるサブキャリア毎の複素データが周波数情報平均化部36へ入力される。周波数情報平均化部36は、FFT部32の出力範囲分の周波数

帯域毎に直前の L 回 ($1 \leq L$) 分の周波数情報(複素データ)を平均化し、平均化後の周波数情報をキャリア検出タイミング判定部50に対して出力する。

[0079] 時刻 t においてFFT部32から得られるFFT部32の出力範囲分の周波数帯域 F_{FFT} 分の周波数情報を $D(t)$ として次式(9)のように表した場合、時刻 t におけるFFT部32からの出力 $D_{avr}(t)$ は次式(10)で表すことができる。

[0080] [数8]

$$D(t) = \{d_0(t), d_1(t), d_2(t), \dots, d_{F_{FFT}}(t)\} \quad \dots (9)$$

[0081] [数9]

$$D_{avr}(t) = \left\{ \frac{\sum_{i=0}^{L-1} d_0(t - iF_{FFT})}{L}, \frac{\sum_{i=0}^{L-1} d_1(t - iF_{FFT})}{L}, \frac{\sum_{i=0}^{L-1} d_2(t - iF_{FFT})}{L}, \dots, \frac{\sum_{i=0}^{L-1} d_{F_{FFT}}(t - iF_{FFT})}{L} \right\} \quad \dots (10)$$

[0082] キャリア検出タイミング判定部50は、上式(10)で表される平均化された周波数情報 $D_{avr}(t)$ に基づいてキャリア検出およびタイミング判定を行う。なお、キャリア検出動作およびタイミング判定動作は、実施の形態1において示した動作と同様である。

[0083] なお、本実施の形態においては、実施の形態1の受信機に対して周波数情報平均化部36を追加した構成として説明を行ったが、これに限らず、実施の形態2の受信機に対して周波数情報平均化部36を追加した構成としてもよい。また、キャリア検出およびタイミング判定を行うにあたり、実施の形態3において説明したような、複数回の判定結果に基づいてキャリア検出等を行うようにしてもよい。

[0084] このように、本実施の形態においては、送信側は、あらかじめ定めた複数の周波数に、それぞれあらかじめ定めたプリアンブルパターンを割り当てて複数回連続送信したものをプリアンブル信号として使用する。一方、受信側では、プリアンブル信号受信の場合、FFTを用いて周波数毎に情報を分離し、さらに分離後の情報をそれぞれ平均化し、平均化後の情報をプリアンブルパターンの複素共役値とそれぞれ乗算して得られた結果を用いて、受信したプリアンブル信号とプリアンブルパターンとの類

似性を判定することによりキャリア検出およびタイミング判定を行うようにした。これにより、従来使用していた電力のみでキャリア検出を行う場合や、上述した実施の形態において示した、周波数情報を平均化せずにキャリア検出等を行う場合と比較して、誤検出を行う可能性を小さくすることができる。

[0085] また、上記FFT部32や複素乗算器53は、一般的なOFDM受信器がデータ受信のために通常備えている回路であり、キャリア検出とデータの復調は同時に行う必要がないので、同じ回路をキャリア検出に用いることが可能である。すなわち、従来の時間領域の相関によるキャリア検出と比較して、少ない回路規模で上述した受信機を実現することができる。

[0086] さらに、キャリア検出タイミング判定部50の構成が図4のような構成の場合(受信機の構成が実施の形態2の受信機と同様の場合)には、プリアンブル信号生成時のIFFT部12の出力範囲と受信時のFFT部32の入力範囲が一致しない場合のFFT出力の位相回転に着目し、サブキャリア間の位相偏差量からFFT部32への入力範囲の時間内のどのタイミングにおいてプリアンブル信号の先頭を受信したかを知ることができる。

[0087] 実施の形態6.

つづいて、実施の形態6の信号検出装置について説明する。上述した実施の形態4および5では、それぞれ、受信した時間波形およびFFT後の周波数情報を平均化してキャリア検出の判定を行うようにしていたが、本実施の形態においては、キャリア検出の直前およびタイミング判定を行う直前の情報を平均化し、それを用いてキャリア検出およびタイミング判定を行う場合について説明する。

[0088] 本実施の形態の送信機は、上述した実施の形態1の送信機と同様の構成をとり、プリアンブル信号の生成動作のみが実施の形態1と異なる。この送信機は、プリアンブル信号の送信動作において、同じプリアンブルパターンを複数回連続して繰り返した信号を生成し、これをプリアンブル信号として送信する点が実施の形態1の送信機と異なる。なお、プリアンブルパターンの繰り返し回数をL回とする。これ以外の動作は、実施の形態1と同様である。

[0089] また、受信機の構成は、実施の形態1の受信機と同様であるが、キャリア検出タイミ

ング判定部の詳細構成が一部異なる。そのため、本実施の形態においては、キャリア検出タイミング判定部以外の部分については、その説明を省略し、タイミング検出判定部の動作についてのみ説明を行う。

[0090] 図8は、実施の形態6のキャリア検出タイミング判定部の構成例を示す図であり、実施の形態1に記載のキャリア検出タイミング判定部50(図3参照)に対して、キャリア検出の直前の情報を平均化するための時間平均化部59を追加したものである。なお、後述する動作説明において、この構成のキャリア検出タイミング判定部をキャリア検出タイミング判定部50dと記載する。また、時間平均化部59以外の部分については、キャリア検出タイミング判定部50と同一の符号を付してその説明を省略する。

[0091] また、図9は、実施の形態6のキャリア検出タイミング判定部の別の構成例を示す図であり、実施の形態2に記載のキャリア検出タイミング判定部50a(図4参照)に対して、キャリア検出の直前の情報を平均化するための時間平均化部59を追加したものである。なお、後述する動作説明において、この構成のキャリア検出タイミング判定部をキャリア検出タイミング判定部50eと記載する。また、時間平均化部59以外の部分については、キャリア検出タイミング判定部50と同一の符号を付してその説明を省略する。

[0092] キャリア検出タイミング判定部50dおよび50eのいずれにおいても、加算結果平均化手段に相当する時間平均化部59は、複素総和器54の出力を直前の l 回($1 \leq l$)分の周波数情報を平均化して出力する。なお、時刻 t において得られる総和値を $Z(t)$ とし、FFT部32の入力範囲分の時間を T_{FFT} としたとき、時刻 t で時間平均化部59から出力される情報 $Z_{avr}(t)$ は次式(11)で表すことができる。

[0093] [数10]

$$Z_{avr}(t) = \sum_{i=0}^{l-1} Z(t - iT_{FFT})$$

... (11)

[0094] キャリア検出タイミング判定部50dおよび50eのいずれにおいても、絶対値算出部55および位相算出部57が時間平均化部59からの出力に基づいて、上述した実施の形態1または2において示した処理を実行する。そして、キャリア検出部56、タイミン

グ判定部58は、それぞれ、絶対値算出部55からの出力、位相算出部57からの出力に基づいて、上述した実施の形態1または2において示した処理を実行する。

[0095] なお、本実施の形態においては、実施の形態1または2の受信機が備えるキャリア検出タイミング判定部に対して時間平均化部59を追加することとしたが、これに限らず、実施の形態3に示した動作を行うキャリア検出タイミング判定部に対して時間平均化部59を追加するようにしてもよい。

[0096] このように、本実施の形態においては、送信側は、あらかじめ定めた複数の周波数に、それぞれあらかじめ定めたプリアンブルパターンを割り当てて複数回連続送信したものをプリアンブル信号として使用する。一方、受信側では、プリアンブル信号受信の場合、キャリア検出およびタイミング検出を行う際に使用する情報を時間平均化し、その結果を使用してキャリア検出およびタイミング判定を行うようにした。これにより、従来使用していた電力のみでキャリア検出を行う場合や、上述した実施の形態において示した、キャリア検出およびタイミング検出を行う際に使用する情報を平均化せずにキャリア検出等を行う場合と比較して、誤検出を行う可能性を小さくすることができる。

[0097] また、上記FFT部32や複素乗算器53は、一般的なOFDM受信器がデータ受信のために通常備えている回路であり、キャリア検出とデータの復調は同時に行う必要がないので、同じ回路をキャリア検出に用いることが可能である。すなわち、従来の時間領域の相関によるキャリア検出と比較して、少ない回路規模で上述した受信機を実現することができる。

[0098] さらに、キャリア検出タイミング判定部50eを備えた受信機では、プリアンブル信号生成時のIFFT部12の出力範囲と受信時のFFT部32の入力範囲が一致しない場合のFFT出力の位相回転に着目し、サブキャリア間の位相偏差量からFFT部32への入力範囲の時間内のどのタイミングにおいてプリアンブル信号の先頭を受信したかを知ることができる。

産業上の利用可能性

[0099] 以上のように、本発明にかかる信号検出装置は、通信システムに有用であり、特に、既知信号に基づいて、所望信号およびシンボルタイミングを少ない回路規模で高

精度に検出する通信装置が備える受信機に適している。

請求の範囲

- [1] 受信信号の中からOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式で変調された所望信号を検出するための信号検出装置であって、
- 前記受信信号をキャリア毎の周波数領域情報(第1の周波数領域信号)に変換する信号変換手段と、
- 所定の既知情報が含まれかつ周波数および初期位相が異なる、複数のキャリアの信号が多重化された信号に基づいて、キャリア毎の周波数領域情報(第2の周波数領域情報)を生成する既知周波数情報生成手段と、
- 前記既知周波数情報生成手段から出力された第2の周波数領域情報の複素共役をキャリア毎に生成する複素共役生成手段と、
- 前記キャリア毎の第1の周波数領域信号と、前記複素共役生成手段により生成されたキャリア毎の複素共役と、を同一の周波数領域同士で乗算する乗算手段と、
- 前記乗算手段による乗算出力の一部または全部を加算する加算手段と、
- 前記加算結果の絶対値または当該加算結果の2乗値を算出し、当該算出結果および予め規定された所定のしきい値、を用いて所望信号の検出判定を行う信号検出手段と、
- を備えることを特徴とする信号検出装置。
- [2] 前記乗算手段は、
- 前記乗算結果の中から2つ以上の乗算結果を選択して、当該選択した乗算結果の複素共役を生成し、当該生成した各複素共役に対して、一定間隔だけ離れた周波数領域の前記乗算結果をそれぞれ乗算し、
- 前記加算手段は、当該乗算結果の一部または全部を加算することを特徴とする請求項1に記載の信号検出装置。
- [3] さらに、
- 前記信号検出手段が所望信号を検出した場合に、前記加算結果の位相を算出し、得られた位相に基づいて前記所望信号の正確な受信タイミングを判定するタイミング判定手段、
- を備えることを特徴とする請求項2に記載の信号検出装置。

- [4] 前記所定の既知情報を特定パターンのビット列の繰り返しとした場合、
前記信号検出手段は、前記所望信号の検出判定処理を前記ビット列の繰り返し回数を超えない範囲で複数回にわたって実行し、当該複数回の実行結果に基づいて前記所望信号を検出したかどうかを最終的に判断することを特徴とする請求項1、2または3に記載の信号検出装置。
- [5] 前記信号検出手段は、前記複数回の実行結果において所望信号の検出回数が規定回数以上となった場合に、最終的に所望信号を検出したと判断することを特徴とする請求項4に記載の信号検出装置。
- [6] さらに、
前記所定の既知情報を特定パターンのビット列の繰り返しとした場合、時間領域の受信信号を、当該ビット列が乗せられた区間毎に、当該ビット列の繰り返し回数を超えない範囲で複数回にわたって取得し、当該取得した信号を平均化する時間信号平均化手段、
を備え、
前記信号変換手段は、前記時間信号平均化手段の出力を周波数領域情報に変換することを特徴とする請求項1、2または3に記載の信号検出装置。
- [7] さらに、
前記所定の既知情報を特定パターンのビット列の繰り返しとした場合、前記信号変換手段の各出力を、当該ビット列の繰り返し回数を超えない範囲で複数回にわたって取得し、当該取得した出力をキャリア毎に平均化する周波数情報平均化手段、
を備え、
前記乗算手段は、前記信号変換出力に代えて前記周波数情報平均化手段のキャリア毎の平均化出力を使用し、当該各平均化出力と、前記複素共役生成手段により生成されたキャリア毎の複素共役と、を同一の周波数領域同士で乗算することを特徴とする請求項1、2または3に記載の信号検出装置。
- [8] さらに、
前記所定の既知情報を特定パターンのビット列の繰り返しとした場合、前記加算手段の加算出力を当該ビット列の繰り返し回数を超えない範囲で複数回にわたって取

得し、当該取得した加算出力を平均化する加算結果平均化手段、
を備え、

前記信号検出手段は、前記加算結果平均化手段における平均化結果の絶対値または当該平均化結果の2乗値を算出し、当該算出結果および前記しきい値を用いて所望信号の検出判定を行うことを特徴とする請求項1または2に記載の信号検出装置。

[9] さらに、

前記所定の既知情報を特定パターンのビット列の繰り返しとした場合、前記加算手段の加算出力を当該ビット列の繰り返し回数を超えない範囲で複数回にわたって取得し、当該取得した加算出力を平均化する加算結果平均化手段、

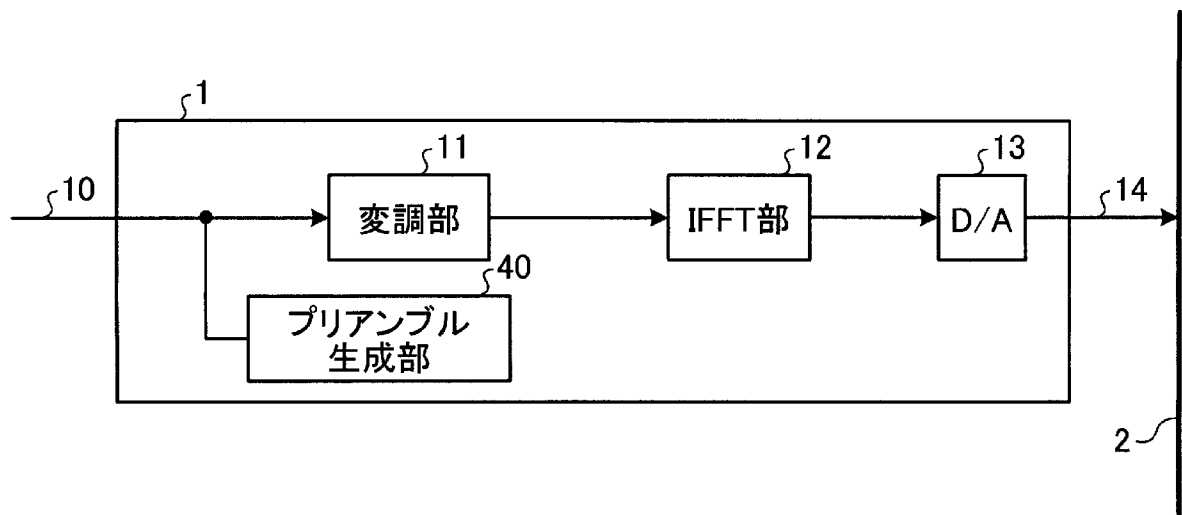
を備え、

前記信号検出手段は、前記加算結果平均化手段における平均化結果の絶対値または当該平均化結果の2乗値を算出し、当該算出結果および前記しきい値を用いて所望信号の検出判定を行い、

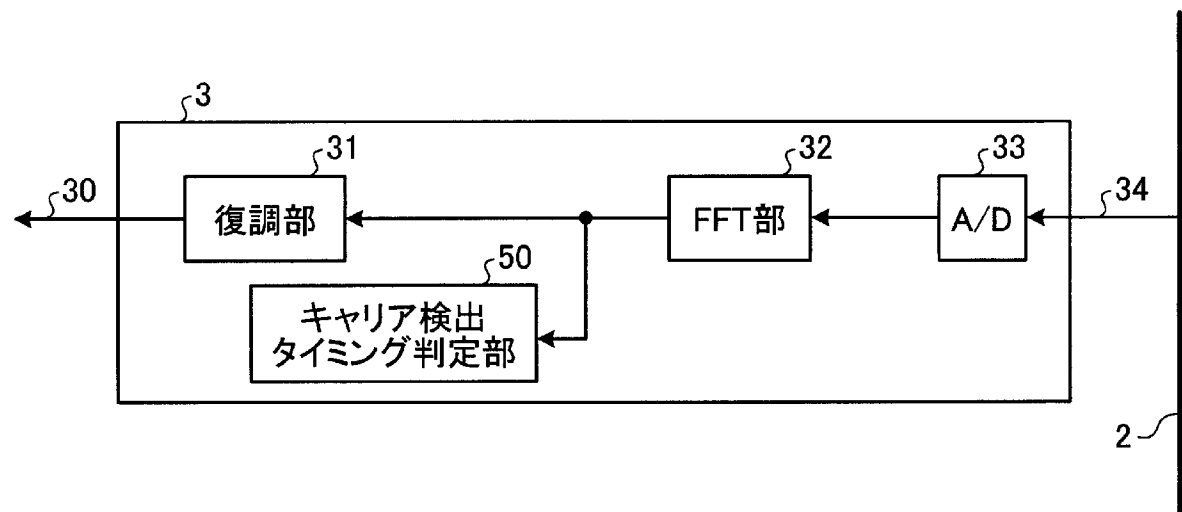
前記タイミング判定手段は、前記加算結果平均化手段における平均化結果の位相を算出し、得られた位相に基づいて前記所望信号の正確な受信タイミングを判定することを特徴とする請求項3に記載の信号検出装置。

[10] 前記所定のしきい値を、前記所定の既知情報を形成するビットパターン、前記乗算手段が実行する処理の内容、および前記加算手段が加算対象とする乗算出力の数、に基づいて決定することを特徴とする請求項1～9のいずれか一つに記載の信号検出装置。

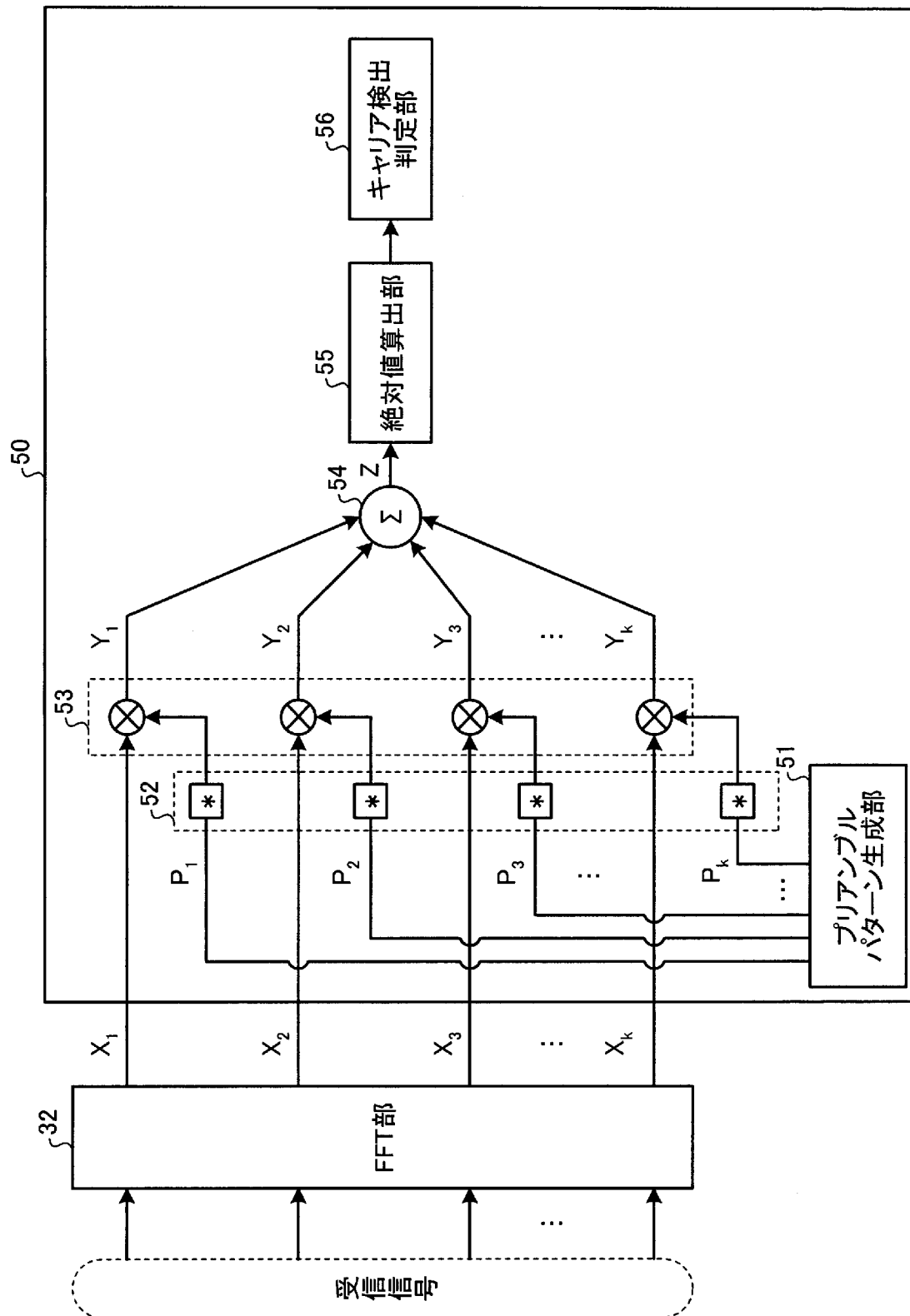
[図1]



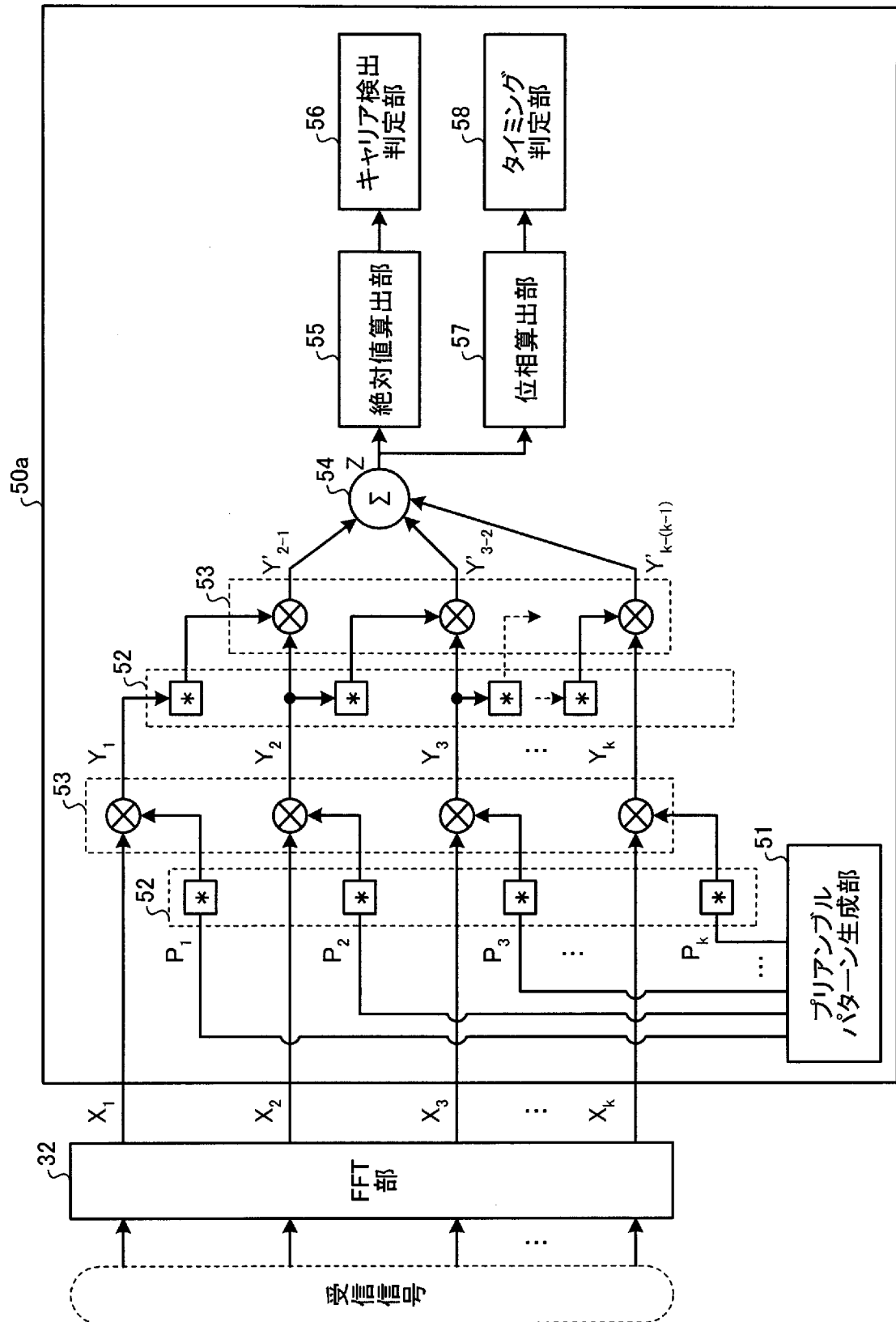
[図2]



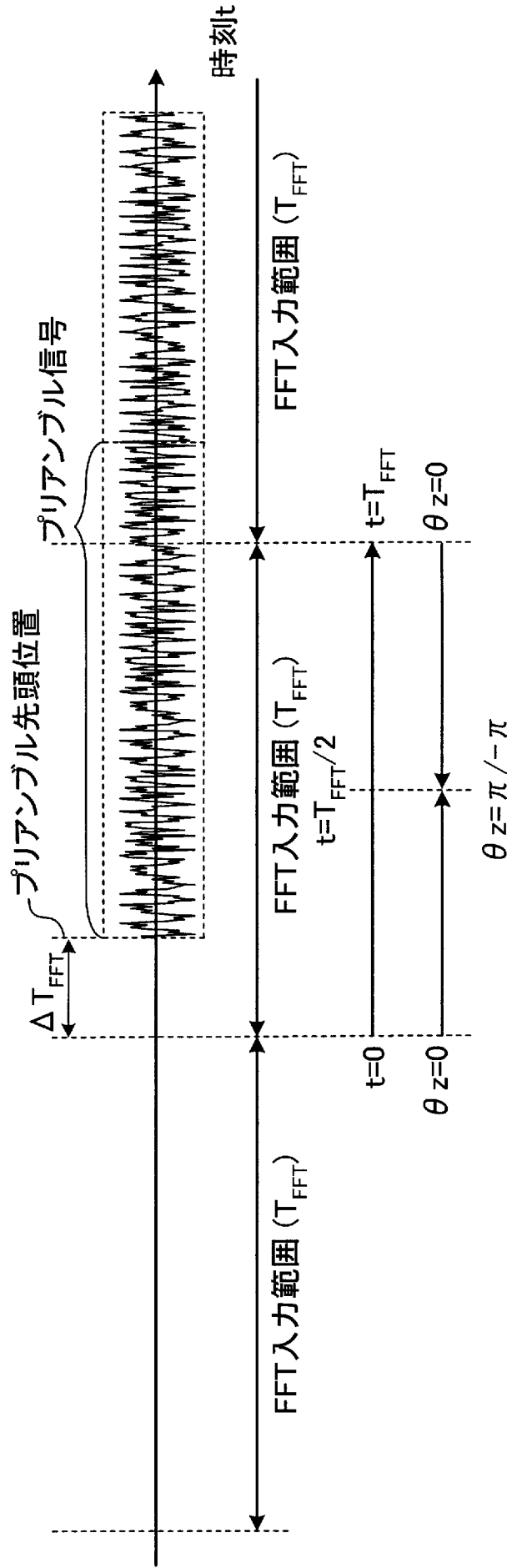
[図3]



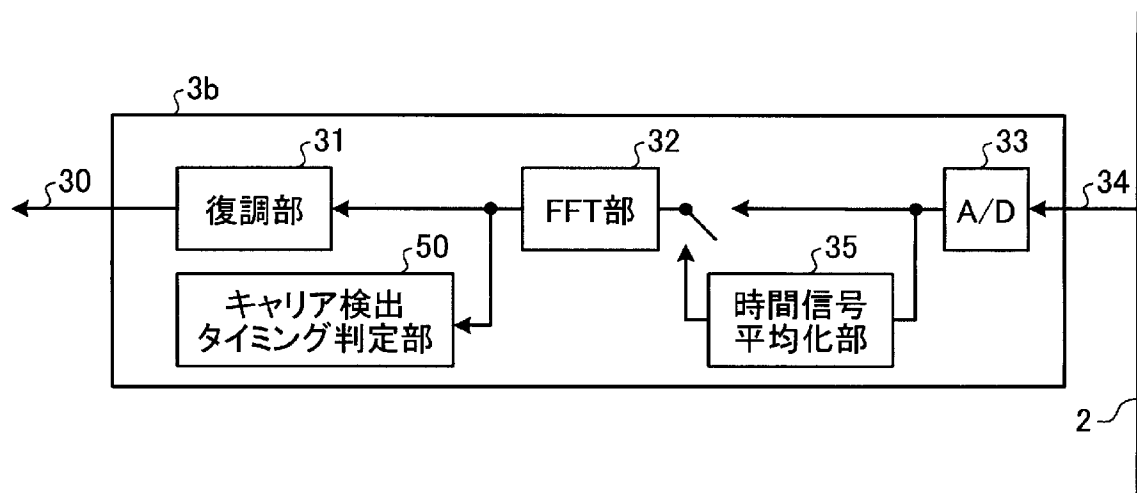
[図4]



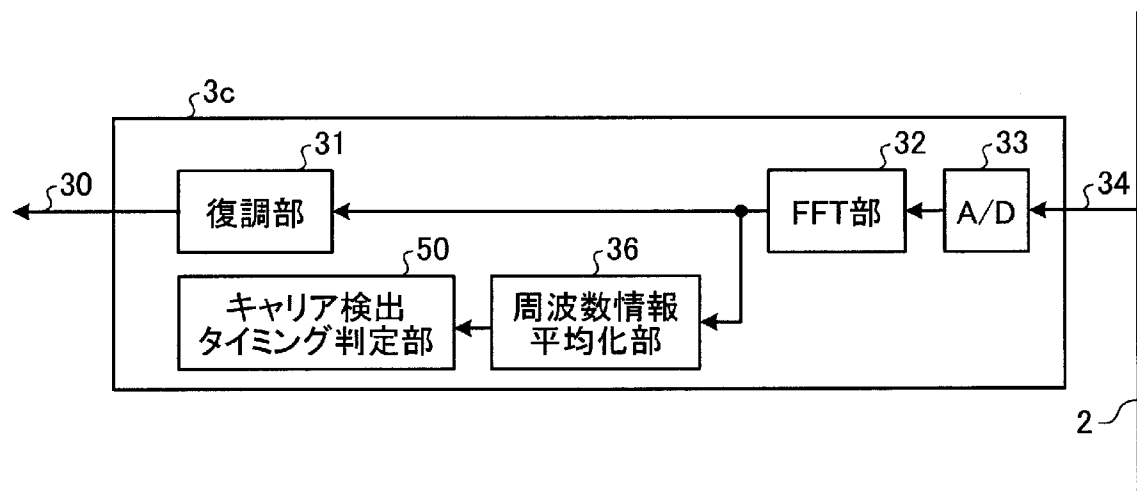
[図5]



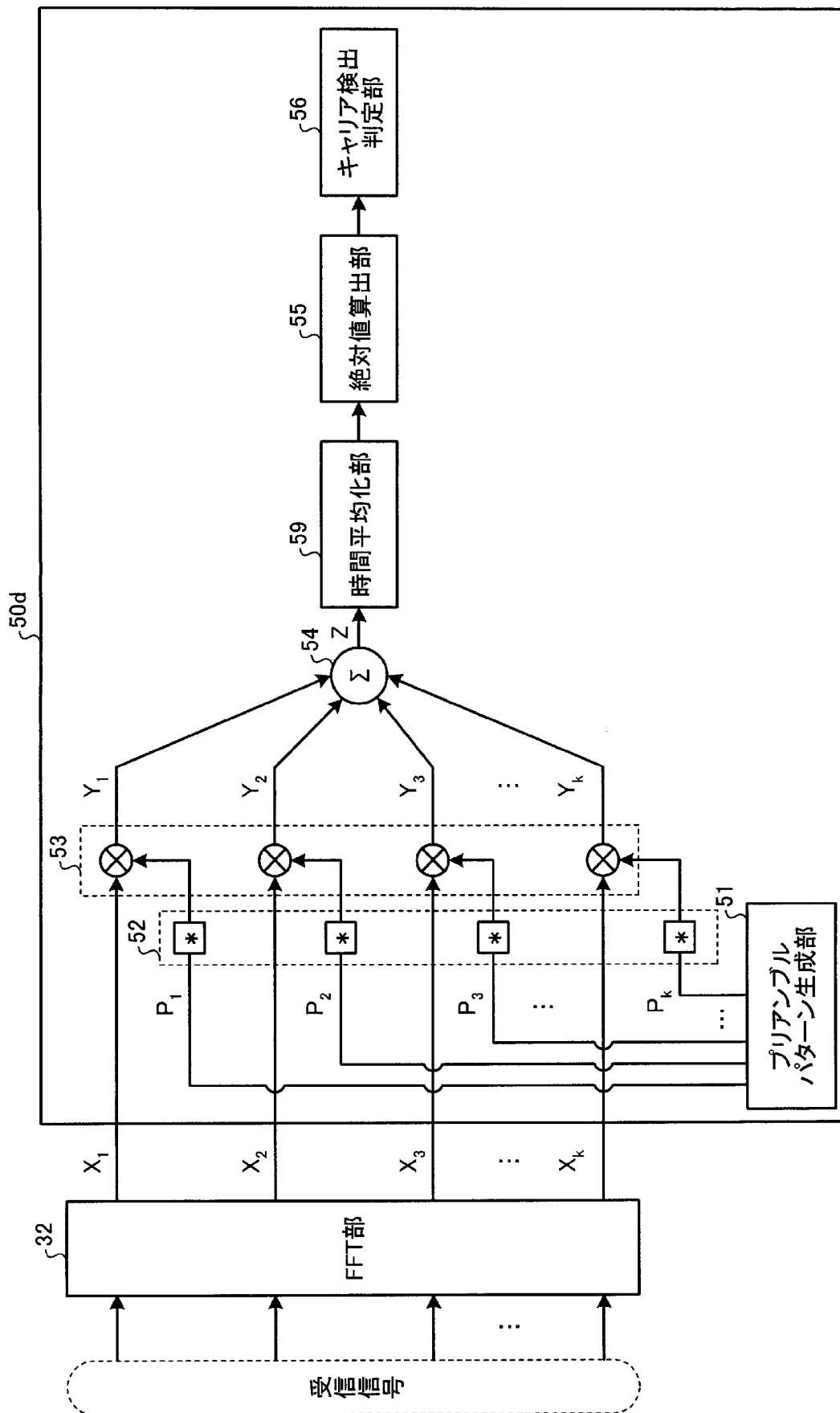
[図6]



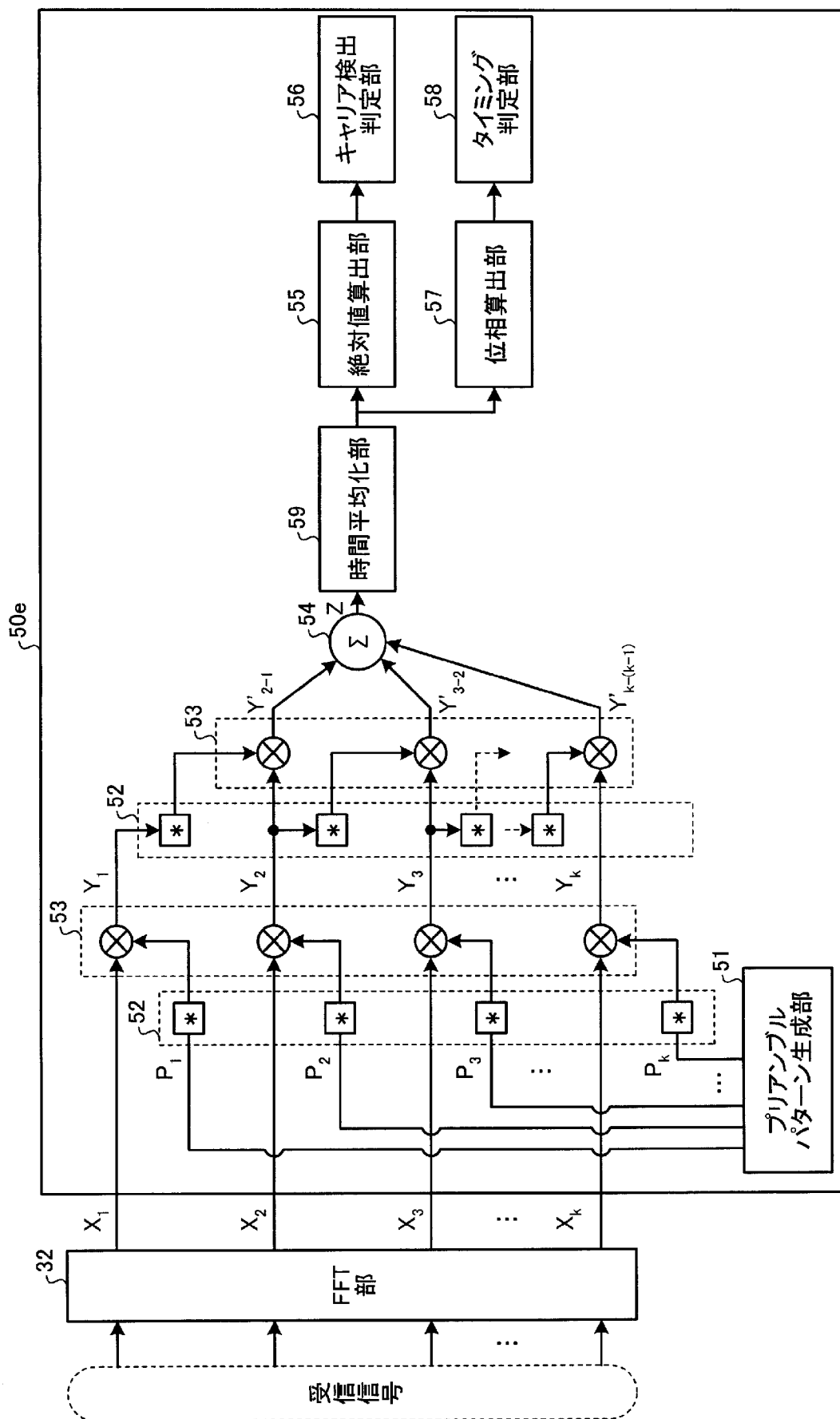
[図7]



[図8]



[図9]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/314415

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J11/00(2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2006
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2006	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2006

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y A	JP 2006-157421 A (Nippon Hoso Kyokai), 15 June, 2006 (15.06.06), Claim 1; Figs. 17 to 19 (Family: none)	1 4-10 2, 3
Y A	JP 2005-295085 A (NEC Corp.), 20 October, 2005 (20.10.05), Par. Nos. [0019] to [0025] & GB 2413740 A & CN 1677966 A & US 2005/0220230 A1	4-10 1-3
Y A	JP 2001-177499 A (Mitsubishi Electric Corp.), 29 June, 2001 (29.06.01), Claims 3, 10, 11 (Family: none)	4-10 1-3

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
 "E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
 "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
 "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
 "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
 "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
 "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
 "&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
03 August, 2006 (03.08.06)

Date of mailing of the international search report
15 August, 2006 (15.08.06)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/314415

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 3-256419 A (Canon Inc.), 15 November, 1991 (15.11.91), Claim 1 & US 5177767 A & EP 446024 A3 & EP 446024 B1 & DE 69132623 E & EP 446024 A	1-10

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H04J11/00(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2－1 9 9 6年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1－2 0 0 6年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6－2 0 0 6年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4－2 0 0 6年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
X Y A	JP 2006-157421 A（日本放送協会）2006.06.15, 請求項1, 第17-19図（ファミリーなし）	1 4-10 2, 3
Y A	JP 2005-295085 A（日本電気株式会社）2005.10.20, 段落【0019】－【0025】 & GB 2413740 A & CN 1677966 A & US 2005/0220230 A1	4-10 1-3

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

0 3 . 0 8 . 2 0 0 6

国際調査報告の発送日

1 5 . 0 8 . 2 0 0 6

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官（権限のある職員）

岡 裕之

5 K

3 2 5 1

電話番号 03-3581-1101 内線 3556

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y A	JP 2001-177499 A (三菱電機株式会社) 2001. 06. 29, 請求項 3, 10, 11 (ファミリーなし)	4-10 1-3
A	JP 3-256419 A (キヤノン株式会社) 1991. 11. 15, 請求項 1 & US 5177767 A & EP 446024 A3 & EP 446024 B1 & DE 69132623 E & EP 446024 A	1-10