

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局(43) 国際公開日
2007年3月15日 (15.03.2007)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2007/029702 A1(51) 国際特許分類:
H04L 27/22 (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2006/317556

(22) 国際出願日: 2006年9月5日 (05.09.2006)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
 特願2005-257539 2005年9月6日 (06.09.2005) JP
 特願2006-060102 2006年3月6日 (06.03.2006) JP
 特願2006-060103 2006年3月6日 (06.03.2006) JP
 特願2006-110786 2006年4月13日 (13.04.2006) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 日本電信電話株式会社 (NIPPON TELEGRAPH AND TELEPHONE CORPORATION) [JP/JP]; 〒1008116 東京都千代田区大手町二丁目3番1号 Tokyo (JP).

(72) 発明者; および

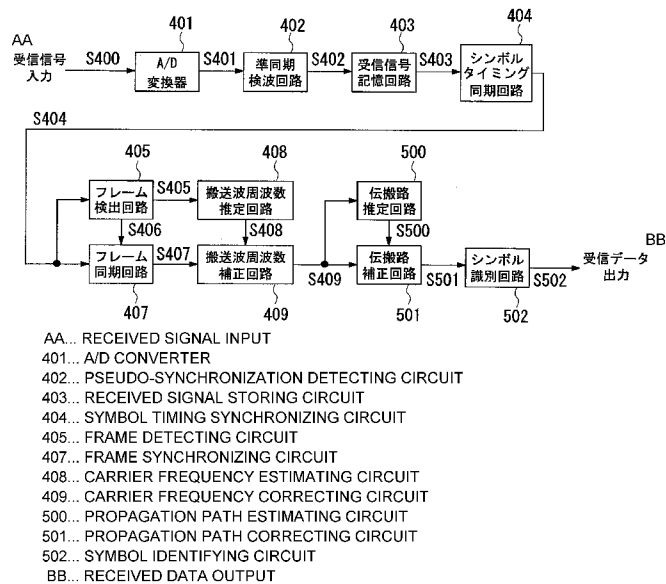
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 藤田 隆史 (FUJITA, Takafumi) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町3丁目9-11 NTT知的財産センタ内 Tokyo (JP). 内田 大誠 (UCHIDA, Daisei) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町3丁目9-11 NTT知的財産センタ内 Tokyo (JP). 藤野 洋輔 (FUJINO, Yosuke) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町3丁目9-11 NTT知的財産センタ内 Tokyo (JP). 加々見 修 (KAGAMI, Osamu) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町3丁目9-11 NTT知的財産センタ内 Tokyo (JP). 梅比良 正弘 (UMEHIRA, Masahiro) [JP/JP]; 〒1808585 東京都武蔵野市緑町3丁目9-11 NTT知的財産センタ内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 志賀 正武, 外 (SHIGA, Masatake et al.); 〒1048453 東京都中央区八重洲2丁目3番1号 Tokyo (JP).

[続葉有]

(54) Title: RADIO TRANSMITTING APPARATUS, RADIO RECEIVING APPARATUS, RADIO TRANSMITTING METHOD, RADIO RECEIVING METHOD, WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM AND WIRELESS COMMUNICATION METHOD

(54) 発明の名称: 無線送信装置と無線受信装置および無線送信方法と無線受信方法ならびに無線通信システムと無線通信方法



(57) Abstract: A radio transmitting apparatus inserts a training signal, as a pilot signal, into a transport burst at given symbol intervals. A radio receiving apparatus subjects the received burst signal to an A/D conversion and then to a symbol timing synchronization. After the symbol timing establishment, the radio receiving apparatus detects a frame position from the received burst signal, extracts the pilot signal therefrom, performs a frame synchronization and uses the pilot signal information to estimate a carrier frequency. After the frame synchronization establishment, the radio receiving apparatus performs a carrier frequency correction for the received burst signal, and estimates, based on the received burst signal as frequency corrected, a propagation path distortion and outputs

[続葉有]

WO 2007/029702 A1



(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, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

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).

添付公開書類:

— 国際調査報告書

(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,

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。

it. Then, the radio receiving apparatus performs a propagation path distortion correction for the received burst signal as frequency corrected, and converts the information symbol sequence of the received burst signal as propagation-path corrected to a received data bit sequence.

(57) 要約: 無線送信装置はトレーニング信号を一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入し、無線受信装置は受信バースト信号のAD変換を行い、シンボルタイミング同期を行い、該シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からフレーム位置の検出とパイロット信号の抽出を行い、フレーム同期を行い、パイロット信号情報を用いて搬送波周波数推定を行う。またフレーム同期確立後の受信バースト信号に対して搬送波周波数補正を行い、周波数補正後の受信バースト信号に基づき伝搬路歪みを推定し出力する。そして周波数補正後の受信バースト信号に対して伝搬路歪み補正を行い、該伝搬路補正後の受信バースト信号の情報シンボル系列を受信データビット系列に変換する。

明 細 書

無線送信装置と無線受信装置および無線送信方法と無線受信方法ならびに無線通信システムと無線通信方法

技術分野

[0001] 本発明は、デジタル無線通信システム、すなわちデジタル無線通信技術を応用した信号伝送システムにおける無線送信装置および無線送信方法ならびに無線通信システムに関する。特に、無線受信装置で受信したバースト信号を記憶手段あるいは記憶過程において一括して蓄積し、さらに一括蓄積信号をデジタル信号処理することによってバースト同期処理並びに復調処理(シンボル識別処理)を行う一括蓄積復調を応用した無線送信装置と無線受信装置および無線送信方法と無線受信方法ならびに無線通信システムと無線通信方法に関する。

本願は、2005年9月6日に日本に出願された特願2005-257539号、2006年3月6日に日本に出願された特願2006-60102号および特願2006-60103号、ならびに2006年4月13日に日本に出願された特願2006-110786号に基づき優先権を主張し、その内容をここに援用する。

背景技術

[0002] デジタル無線通信の変調方式として、周波数変調方式(FSK: Frequency Shift Keying)、位相変調方式(PSK: Phase shift Keying)、QAM(Quadrature Amplitude Modulation)などが知られている。FSKは非線形変調方式であるが、電力効率に優れ通信端末の小型化低消費電力化に有効であり、無線呼出しシステムなどに利用されてきた。

[0003] ただし、近年の無線通信の高速大容量化の流れの中で、多くの無線通信システムで周波数利用効率の点で優れたPSKやQAM等の線形変調方式が利用される場面が多くなってきている。QAMは周波数利用効率の向上に有効であり、振幅と位相の両者に信号情報を重畳するため、狭い帯域で多くの情報を伝送可能である。そこで、固定マイクロ中継システムや無線LAN(Local Area Network)システムの高速度伝送モードなどで広く利用されている。しかしQAMは電力効率が低く、多値化に伴って高い

信号対雑音電力比を確保する必要がある。

[0004] 一方で、PSKは位相のみに信号情報を重畳する方式で、64QAMや256QAMなどの多値QAMと比較すると周波数利用効率の点では劣っている。しかしFSKやQAMと比較して、低い信号対雑音電力比の環境でもビット誤り率特性に優れるという特徴がある。これは送信電力を抑制しつつ長距離の無線伝送を行う場合に有効であり、特に二相位相変調(BPSK: Binary PSK)や四相位相変調(QPSK: Quadrature PSK)は、衛星通信システムや携帯電話システム、無線LANの低速伝送モードなど、最も広範に用いられているデジタル無線変調方式の一つである。

[0005] 周波数帯域の有効利用を考える上では、周波数軸上の議論だけでなく時間軸上での効率の議論も必要である。今日の無線通信システムでは、時間軸上でパケット(あるいはバースト)を多重化して伝送する時分割伝送方式(TDM: Time Division Multiplexing)が主流である。TDM伝送方式は、時間軸上で柔軟にパケット長やパケット数を変更・割り当てるのに適した多重化方式といえる。

[0006] ここで、TDM伝送方式等で用いられる従来の無線送信装置のブロック図を図26に例示する。従来の無線送信装置は、送信データビット系列S100を情報シンボル系列に変換するシンボル生成回路101と、搬送波再生信号生成回路、クロック再生信号生成回路、フレーム同期信号生成回路からなるプリアンブル(トレーニング信号)S102を生成するプリアンブル生成回路102と、前記プリアンブルS102と前記情報シンボル系列S101を多重化し送信バースト信号S103を生成する多重化回路103と、前記送信バースト信号S103をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換回路104とから構成される。なお、従来の送信装置で生成される送信バーストのフレーム構成については図28に例示する。

[0007] さらに、従来の無線受信装置のブロック図を図27に例示する。従来の同期検波を用いた逐次復調無線受信装置は、アナログ受信バースト信号S200をアナログ-デジタル(A/D)変換しデジタル受信バースト信号に変換するA/D変換回路201と、受信バースト信号S201から搬送波再生信号部分を抽出し搬送波再生を行う搬送波再生回路202と、搬送波再生後にシンボルタイミング再生信号部分を抽出しシンボルタイミング再生を行うシンボルタイミング同期回路203と、検出されたシンボルタイミング

に基づいて伝搬路歪みを推定する伝搬路推定回路204と、伝搬路歪み情報を用いて伝搬路歪みを補正する伝搬路歪み補正回路205と、伝搬路歪み補正後に受信情報シンボルを識別し受信データビット系列に変換するシンボル識別回路206と、シンボル識別後にフレーム同期信号を抽出しフレーム検出を行うフレーム検出回路207と、検出されたフレーム位置を用いてフレーム同期を行うフレーム同期回路208とかから構成される。

[0008] このように、無線パケット(バースト)伝送においては、シンボルタイミングや搬送波周波数等のバースト同期信号を抽出するために、プリアンプル信号やパイロット信号に代表されるトレーニング信号系列を無線バースト内に備えている。また、これらのトレーニング信号は、バースト内で変動する伝搬路歪みを補償するためにも用いられる。プリアンプル信号やパイロット信号はそれ自身は情報を持たない冗長信号であるため、伝送効率を低下させる原因となる。特にパケット長が小さい場合、伝送効率劣化が顕著となる。

[0009] そこで伝送効率の劣化を抑制する方法として、受信器自身の局所発振器で準同期された受信バースト信号を一旦記憶回路に蓄積し、蓄積された受信バースト信号から同期用の信号を抽出してバースト同期・復調処理を行う一括復調方式がこれまでに提案されている(非特許文献1参照)。一括復調方式では、受信バースト信号全てを一旦蓄積して繰り返し読み出し、シンボルタイミング同期、搬送波周波数推定、伝搬路推定等の処理を行うことが可能となる。従ってトレーニング信号の短縮が可能となり、伝送効率の劣化を抑制できる。

非特許文献1: 並木淳治、「無線短パケット用蓄積一括復調方式」、電子通信学会論文誌、1984年、vol. J67/B No. 1、p. 54-61

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0010] 無線タグやセンサーネットワークのようなシステムでは、無線LANや次世代携帯電話などの広帯域通信システムと異なり、短パケット(バースト)通信が支配的になると考えられる。ここで、単純に各種同期用トレーニング信号を羅列した従来の逐次復調方式では、パケット長の短縮に伴い、著しくフレーム利用効率が劣化する。そこで既知

の信号の短縮のためフレーム構成の工夫が必要になる。また、逐次復調方式で用いられる搬送波再生には引き込み精度を維持するためにはある程度のバースト長が必要であり、パケット長の短縮に伴い搬送波周波数同期特性が劣化するという問題がある。

[0011] 一方、例えば非特許文献1等にも示された一括復調方式では、データ信号であるペイロード部を用いて搬送波周波数推定およびシンボルタイミング再生を行うため、プリアンプル部を省略できる。また、徐々に引き込む搬送波再生ではなく搬送波周波数を一括で推定し補正するため、短パケットでの同期検波に適した方式である。しかし、無線バーストをデータシンボルでのみ構成した一括復調方式では、バースト長が極端に短い場合、搬送波電力対雑音電力比(CNR: Carrier-to-Noise power Ratio)が低い領域では搬送波周波数推定に必要なエネルギーを確保できず、無線伝送ビット誤り率を劣化させるという問題がある。また、フレーム同期信号はデータ信号とは別に用意する必要があるため、これによるフレーム利用効率の低下は不可避である。

[0012] 本発明は、上記の事情を考慮してなされたもので、既知のトレーニング信号系列を工夫して短縮・共通化することによって無線伝送におけるフレーム利用効率が向上可能な無線送信装置および無線送信方法ならびに無線通信システムを提供することを目的とする。また、本発明は、低CNR領域での搬送波周波数同期特性の精度を向上させた無線送信装置と無線受信装置および無線送信方法と無線受信方法ならびに無線通信システムを提供することを目的とする。さらに、本発明は、搬送波再生、シンボルタイミング再生、フレーム同期および伝搬路推定に必要な信号を共通のトレーニング信号系列を用いて実施できる無線送信装置と無線受信装置および無線送信方法と無線受信方法ならびに無線通信システムと無線通信方法を提供することを目的とする。

[0013] また、さらに、上記のようなトレーニング信号系列として、バースト内に複数配置されているパイロット信号を利用して伝搬路推定を行うことが考えられる。しかし、例えばバースト内に配置されたパイロット信号を利用して搬送波周波数推定を行う場合、CNRが低い領域では周波数スリップ現象(雑音による位相変動と変調による位相変動とが識別できなくなる現象)のために搬送波周波数推定精度が劣化し、搬送波周波

数の誤検出が増加してしまう。

[0014] また、バーストが短パケットである場合には、バースト内のパイロット信号数が少なくなることで、搬送波周波数推定の精度が劣化することもある。これらの場合、無線伝送ビット誤り率が劣化してしまうという問題がある。

[0015] 本発明は、さらに、上記の事情を考慮してなされたもので、バースト同期処理の精度を向上させることができる無線受信装置および無線受信方法ならびに無線通信システムを提供することを目的とする。本発明は、例えばパイロット信号が複数配置された無線バーストを受信して搬送波周波数推定を行う場合に、周波数スリップ現象による搬送波周波数の誤検出確率を抑制し、搬送波周波数推定精度を向上させることが可能な無線受信装置および無線受信方法を提供することを目的とする。

[0016] 本発明は、また、短パケットを利用する場合であっても、無線伝送ビット誤り率を劣化させず、良好な特性を実現できる無線受信装置および無線受信方法ならびに無線通信システム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

[0017] 本発明は、上述の課題を解決すべくなされたもので、送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成手段と、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化手段と、前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換手段と、を備えた無線送信装置において、前記トレーニング信号生成手段で生成されるトレーニング信号を、前記多重化手段によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入することを特徴とする無線送信装置である。

[0018] また本発明は、上記無線送信装置において、前記トレーニング信号生成手段は、フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成手段と、前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化手段と、前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ手段と、を備えることを特徴とする。

[0019] また本発明は、上記無線送信装置において、前記同期符号系列生成手段が、 N_p 行(N_p はバースト信号に挿入する1パイロット信号のシンボル数) $N_q - 1$ 列(N_q はバースト信号に挿入するパイロット信号の数)の同期符号系列行列を生成して出力し、前記差動符号化手段は、初期パターンベクトルに対して前記同期符号系列行列を列方向に差動符号化することで N_p 行 N_q 列の差動符号化後行列を生成し、前記インターリーブ手段は、前記差動符号化後行列の第 m 行第 n 列の要素が第 n 番目のパイロット信号の第 m シンボルのパイロットパターンに対応するよう並び替えて出力することを特徴とする。

[0020] また本発明は、送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成手段と、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化手段と、前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換手段と、を備え、前記トレーニング信号生成手段で生成されるトレーニング信号を、前記多重化手段によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入する無線送信装置と無線通信接続を行う無線受信装置であって、前記無線送信装置から送信された無線バースト信号を受信する受信手段と、前記受信バースト信号のアナログ／デジタル変換を行うアナログ／デジタル変換手段と、前記アナログ／デジタル変換後の受信バースト信号を用いてシンボルタイミング同期を行うシンボルタイミング同期手段と、前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からフレーム位置の検出とパイロット信号の抽出とを行うフレーム検出手段と、前記検出フレーム位置の情報を用いてフレーム同期を行うフレーム同期手段と、前記フレーム検出手段で抽出されたパイロット信号情報を用いて搬送波周波数推定を行う搬送波周波数推定手段と、前記フレーム同期確立後の受信バースト信号に対して、前記推定搬送波周波数を用いて搬送波周波数補正を行う搬送波周波数補正手段と、前記周波数補正後の受信バースト信号に基づき、伝搬路歪みを推定し出力する伝搬路推定手段と、前記周波数補正後の受信バースト信号に対して、前記伝搬路歪み情報を用いて伝搬路歪み補正を行う伝搬路補正手段と、前記伝搬路補正後の受信バースト信号の情報シンボル系

列を受信データビット系列に変換するシンボル識別手段とを備えることを特徴とする無線受信装置である。

[0021] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記フレーム検出手段が、フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成手段と、前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化手段と、前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ手段と、を備え、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出手段と、前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成手段で生成されたパイロット信号系列を用いて相関値を算出する相関値算出手段と、を備えることにより前記フレーム位置の検出することを特徴とする。

[0022] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記搬送波周波数推定手段は、前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成手段で生成されたパイロット信号系列を用いて自己相関値の和を算出する自己相関値和算出手段で出力される自己相関値和の位相を検出し、搬送波周波数を推定することを特徴とする。

[0023] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記フレーム検出手段が、フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成手段と、前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化手段と、前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ手段と、を備え、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出手段と、前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成手段で生成されたパイロット信号系列を用いて相関値を算出する相関値算出手段と、を備え、前記自己相関値和算出手段は、前記相関値算出手段の算出した相関値を用いて前記事故相関値の和を算出することを特徴とする。

- [0024] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記搬送波周波数推定手段は、精推定の結果に対して複数の周波数オフセット値を加減算することで複数の推定搬送波周波数を生成して出力する周波数オフセット加減算手段をさらに備え、前記搬送波周波数補正手段では、受信バースト信号に対して、前記周波数オフセット加減算手段が生成した複数の推定搬送波周波数により搬送波周波数補正を行うことで複数の周波数補正後受信バースト信号を生成することを特徴とする。
- [0025] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記複数の搬送波周波数補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する最尤判定選択手段をさらに備え、前記伝搬路推定手段および前記伝搬路補正手段では、前記決定された周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、
前記伝搬路補正手段で伝搬路補正された受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行うシンボル識別手段をさらに備えることを特徴とする。
- [0026] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記伝搬路推定手段および前記伝搬路補正手段では、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、前記複数の伝搬路補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する最尤判定選択手段をさらに備え、
前記最尤判定選択手段で選択された受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行うシンボル識別手段をさらに備えることを特徴とする。
- [0027] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記伝搬路推定手段および前記伝搬路補正手段では、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、前記複数の伝搬路補正後の受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行うシンボル識別手段と、前記複数のシンボル識別後の受信バーストデータ信号に対して誤り検出判定選択を行い、所望の受信バーストデータ信号を決定する誤り検出判定選択手段をさらに備えることを特徴とする。
- [0028] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記伝搬路推定手段および前記

伝搬路補正手段では、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、前記複数の伝搬路補正後の受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行うシンボル識別手段と、前記複数のシンボル識別後の受信バーストデータ信号に対して誤り検出判定選択を行う誤り検出判定選択手段と、前記誤り検出判定選択手段で誤りの検出されない受信バーストが複数存在した場合に、前記誤りの検出されない複数の受信バーストの伝搬路補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する最尤判定選択手段をさらに備えることを特徴とする。

[0029] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記周波数オフセット加減算手段において、前記搬送波周波数推定手段による前記精推定値に対して加減算する複数の周波数オフセット値は、受信バースト信号におけるパイロット信号挿入周期の逆数を整数倍したものであることを特徴とする。

[0030] また本発明は、上述の無線受信装置において、シンボル間干渉を除去するための波形整形フィルタリング手段をさらに備え、前記シンボルタイミング同期後の受信バースト信号に対して波形整形フィルタリングを行い、波形整形フィルタリング後の受信バースト信号を前記搬送波周波数推定手段の粗推定および前記搬送波周波数補正手段で利用することを特徴とする。

[0031] また本発明は、上述の無線受信装置において、シンボル間干渉を除去するための第一の波形整形フィルタリング手段をさらに備え、前記第一の波形整形フィルタリング手段によって前記シンボルタイミング同期後の受信バースト信号に対して波形整形フィルタリングを行い、前記第一の波形整形フィルタリング手段通過後の受信バースト信号を前記搬送波周波数推定手段の粗推定に利用し、前記搬送波周波数補正手段では前記第一の波形整形フィルタリング手段を通過しない受信バースト信号に対して搬送波周波数補正を行い、前記搬送波周波数補正手段による搬送波周波数補正後の受信バースト信号に対してシンボル間干渉を除去するための波形整形フィルタリングを行う第二の波形整形フィルタリング手段をさらに備え、前記第二の波形整形フィルタリング手段による波形整形フィルタリング後の受信バースト信号を前記伝搬路推定手段および伝搬路補正手段にて利用することを特徴とする。

- [0032] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記伝搬路推定手段は時分割で複数の周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路推定処理を行うことを特徴とする。
- [0033] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記伝搬路補正手段は時分割で複数の周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路補正処理を行うことを特徴とする。
- [0034] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記伝搬路推定手段を複数備え、複数の周波数補正後受信バースト信号に対し並行して伝搬路推定処理を行うことを特徴とする。
- [0035] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記伝搬路補正手段を複数備え、複数の周波数補正後受信バースト信号に対し並行して伝搬路補正処理を行うことを特徴とする。
- [0036] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記伝搬路推定手段が、前記周波数補正後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出手段と、搬送波再生情報、クロック再生情報およびフレーム同期情報を含むパイロット信号を生成するトレーニング信号生成手段と、前記受信信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成手段で生成されたパイロット信号を用いて、パイロット信号位置における伝搬路歪み推定を行うパイロット部伝搬路推定手段と、前記パイロット信号位置の伝搬路歪み情報を用いて、データ信号部の伝搬路歪みを補間推定し、受信バースト全体の伝搬路歪み情報を出力するデータ部伝搬路補間推定手段と、を備えることを特徴とする。
- [0037] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記伝搬路補間推定手段が、データ信号部の伝搬路歪み情報として、データ信号部両端のパイロット信号位置における伝搬路歪み情報を信号点平面上でシンボル位置毎に線形補間して出力することを特徴とする。
- [0038] また本発明は、上述の無線受信装置において、前記伝搬路補間推定手段が、データ信号部の伝搬路歪み情報として、データ信号部近傍の複数のパイロット信号位置における伝搬路歪み情報を信号点平面上で単純平均して出力することを特徴とする。

る。

[0039] また本発明は、送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成処理と、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成処理と、前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化処理と、前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換処理と、を有する無線送信装置における無線送信方法であって、前記トレーニング信号生成手段で生成されるトレーニング信号を、前記多重化手段によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入することを特徴とする無線送信方法である。

[0040] また本発明は、上述の無線送信方法であって、前記トレーニング信号生成処理において、フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成処理と、前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化処理と、前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ処理と、を行うことを特徴とする。

[0041] また本発明は、上述の無線送信方法であって、前記同期符号系列生成処理において、 N_p 行(N_p はバースト信号に挿入する1パイロット信号のシンボル数) $N_q - 1$ 列(N_q はバースト信号に挿入するパイロット信号の数)の同期符号系列行列を生成して出力し、前記差動符号化処理において、初期パターンベクトルに対して前記同期符号系列行列を列方向に差動符号化することで N_p 行 N_q 列の差動符号化後行列を生成し、前記インタリーブ処理において、前記差動符号化後行列の第 m 行第 n 列の要素が第 n 番目のパイロット信号の第 m シンボルのパイロットパターンに対応するよう並び替えて出力することを特徴とする。

[0042] また本発明は、送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成手段と、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化手段と、前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換手段と、を備え、前記トレーニング信号生成手段で生成されるトレーニング信号を、前記多重化手段によっ

て、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入する無線送信装置と無線通信接続を行う無線受信装置における無線受信方法であって、前記無線送信装置から送信された無線バースト信号を受信する受信処理と、前記受信バースト信号のアナログ／デジタル変換を行うアナログ／デジタル変換処理と、前記アナログ／デジタル変換後の受信バースト信号を用いてシンボルタイミング同期を行うシンボルタイミング同期処理と、前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からフレーム位置の検出とパイロット信号の抽出とを行うフレーム検出処理と、前記検出フレーム位置の情報をを用いてフレーム同期を行うフレーム同期処理と、前記フレーム検出処理により抽出されたパイロット信号情報を用いて搬送波周波数推定を行う搬送波周波数推定処理と、前記フレーム同期確立後の受信バースト信号に対して、前記推定搬送波周波数を用いて搬送波周波数補正を行う搬送波周波数補正処理と、前記周波数補正後の受信バースト信号に基づき、伝搬路歪みを推定し出力する伝搬路推定処理と、前記周波数補正後の受信バースト信号に対して、前記伝搬路歪み情報を用いて伝搬路歪み補正を行う伝搬路補正処理と、前記伝搬路補正後の受信バースト信号の情報シンボル系列を受信データビット系列に変換するシンボル識別処理とを行うことを特徴とする無線受信方法である。

[0043] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記フレーム検出処理においては、フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成処理と、前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化処理と、前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ処理と、を行い、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成処理と、前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出処理と、前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成手段で生成されたパイロット信号系列を用いて相関値を算出する相関値算出処理と、を行うことにより前記フレーム位置の検出することを特徴とする。

[0044] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記搬送波周波数推定処理は、前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成処理

において生成されたパイロット信号系列を用いて自己相関値の和を算出する自己相関値和算出処理において出力される自己相関値和の位相を検出し、搬送波周波数を推定することを特徴とする。

[0045] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記フレーム検出処理においては、フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成処理と、前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化処理と、前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ処理と、を行い、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成処理と、前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出処理と、前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成処理において生成されたパイロット信号系列を用いて相関値を算出する相関値算出処理と、を有し、前記自己相関値和算出処理において、前記相関値算出処理で算出した相関値を用いて前記事故相関値の和を算出することを特徴とする。

[0046] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記搬送波周波数推定処理は、精推定の結果に対して複数の周波数オフセット値を加減算することで複数の推定搬送波周波数を生成して出力する周波数オフセット加減算処理をさらに備え、前記搬送波周波数補正処理においては、受信バースト信号に対して、前記周波数オフセット加減算処理において生成した複数の推定搬送波周波数により搬送波周波数補正を行うことで複数の周波数補正後受信バースト信号を生成することを特徴とする。

[0047] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記複数の搬送波周波数補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する最尤判定選択処理をさらに備え、前記伝搬路推定処理および前記伝搬路補正処理においては、前記決定された周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、前記伝搬路補正処理において伝搬路補正された受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行うことを特徴とする。

[0048] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記伝搬路推定処理および前記伝搬路補正処理において、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに

対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、前記複数の伝搬路補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する最尤判定選択処理をさらに備え、前記最尤判定選択処理において選択された受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行うことを特徴とする。

[0049] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記伝搬路推定処理および前記伝搬路補正処理において、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、前記複数の伝搬路補正後の受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行い、前記複数のシンボル識別後の受信バーストデータ信号に対して誤り検出判定選択を行い、所望の受信バーストデータ信号を決定する誤り検出判定選択処理をさらに備えることを特徴とする。

[0050] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記伝搬路推定処理および前記伝搬路補正処理において、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、前記複数の伝搬路補正後の受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行い、前記複数のシンボル識別後の受信バーストデータ信号に対して誤り検出判定選択を行い、前記誤り検出判定選択処理で誤りの検出されない受信バーストが複数存在した場合に、前記誤りの検出されない複数の受信バーストの伝搬路補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定することを特徴とする。

[0051] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記周波数オフセット加減算処理において、前記搬送波周波数推定処理による前記精推定値に対して加減算する複数の周波数オフセット値は、受信バースト信号におけるパイロット信号挿入周期の逆数を整数倍したものであることを特徴とする。

[0052] また本発明は、上述の無線受信方法であって、シンボル間干渉を除去するための波形整形フィルタリング処理をさらに備え、前記シンボルタイミング同期後の受信バースト信号に対して波形整形フィルタリングを行い、波形整形フィルタリング後の受信バースト信号を前記搬送波周波数推定処理の粗推定および前記搬送波周波数補正処理で利用することを特徴とする。

[0053] また本発明は、上述の無線受信方法であって、シンボル間干渉を除去するための

第一の波形整形フィルタリング処理をさらに備え、前記第一の波形整形フィルタリング処理において前記シンボルタイミング同期後の受信バースト信号に対して波形整形フィルタリングを行い、前記第一の波形整形フィルタリング処理通過後の受信バースト信号を前記搬送波周波数推定処理の粗推定に利用し、前記搬送波周波数補正処理においては前記第一の波形整形フィルタリング処理を通過しない受信バースト信号に対して搬送波周波数補正を行い、前記搬送波周波数補正処理による搬送波周波数補正後の受信バースト信号に対してシンボル間干渉を除去するための波形整形フィルタリングを行う第二の波形整形フィルタリング処理をさらに備え、前記第二の波形整形フィルタリング処理による波形整形フィルタリング後の受信バースト信号を前記伝搬路推定処理および伝搬路補正処理にて利用することを特徴とする。

[0054] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記伝搬路推定処理において時分割で複数の周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路推定処理を行うことを特徴とする。

[0055] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記伝搬路補正処理において時分割で複数の周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路補正処理を行うことを特徴とする。

[0056] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記伝搬路推定処理を複数備え、複数の周波数補正後受信バースト信号に対し並行して伝搬路推定処理を行うことを特徴とする。

[0057] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記伝搬路補正処理を複数備え、複数の周波数補正後受信バースト信号に対し並行して伝搬路補正処理を行うことを特徴とする。

[0058] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記伝搬路推定処理において、前記周波数補正後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出処理と、搬送波再生情報、クロック再生情報およびフレーム同期情報を含むパイロット信号を生成するトレーニング信号生成処理と、前記受信信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成処理において生成されたパイロット信号を用いて、パイロット信号位置における伝搬路歪み推定を行うパイロット部伝搬路推定処

理と、前記パイロット信号位置の伝搬路歪み情報を用いて、データ信号部の伝搬路歪みを補間推定し、受信バースト全体の伝搬路歪み情報を出力するデータ部伝搬路補間推定処理と、を有することを特徴とする。

[0059] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記伝搬路補間推定処理において、データ信号部の伝搬路歪み情報として、データ信号部両端のパイロット信号位置における伝搬路歪み情報を信号点平面上でシンボル位置毎に線形補間して出力することを特徴とする。

[0060] また本発明は、上述の無線受信方法であって、前記伝搬路補間推定処理において、データ信号部の伝搬路歪み情報として、データ信号部近傍の複数のパイロット信号位置における伝搬路歪み情報を信号点平面上で単純平均して出力することを特徴とする。

[0061] また本発明は、また本発明は、無線送信装置と無線受信装置とを有する無線通信システムであって、前記無線送信装置は、送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成手段と、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化手段と、前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換手段と、を備え、前記トレーニング信号生成手段で生成されるトレーニング信号を、前記多重化手段によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入し、前記無線受信装置は、前記無線送信装置から送信された無線バースト信号を受信する受信手段と、前記受信バースト信号のアナログ／デジタル変換を行うアナログ／デジタル変換手段と、前記アナログ／デジタル変換後の受信バースト信号を用いてシンボルタイミング同期を行うシンボルタイミング同期手段と、前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からフレーム位置の検出とパイロット信号の抽出とを行うフレーム検出手段と、前記検出フレーム位置の情報を用いてフレーム同期を行うフレーム同期手段と、前記フレーム検出手段で抽出されたパイロット信号情報を用いて搬送波周波数推定を行う搬送波周波数推定手段と、前記フレーム同期確立後の受信バースト信号に対して、前記推定搬送波周波数を用いて搬送波周波数補

正を行う搬送波周波数補正手段と、前記周波数補正後の受信バースト信号に基づき、伝搬路歪みを推定し出力する伝搬路推定手段と、前記周波数補正後の受信バースト信号に対して、前記伝搬路歪み情報を用いて伝搬路歪み補正を行う伝搬路補正手段と、前記伝搬路補正後の受信バースト信号の情報シンボル系列を受信データビット系列に変換するシンボル識別手段と、を備えることを特徴とする無線通信システムである。

[0062] また本発明は、無線送信装置と無線受信装置とを有する無線通信システムの無線通信方法であって、前記無線送信装置は、送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成処理と、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成処理と、前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化処理と、前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換処理と、を有し、前記トレーニング信号生成処理で生成されるトレーニング信号を、前記多重化処理によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入し、前記無線受信装置は、前記無線送信装置から送信された無線バースト信号を受信する受信処理と、前記受信バースト信号のアナログ／デジタル変換を行うアナログ／デジタル変換処理と、前記アナログ／デジタル変換後の受信バースト信号を用いてシンボルタイミング同期を行うシンボルタイミング同期処理と、前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からフレーム位置の検出とパイロット信号の抽出とを行うフレーム検出処理と、前記検出フレーム位置の情報を用いてフレーム同期を行うフレーム同期処理と、前記フレーム検出処理で抽出されたパイロット信号情報を用いて搬送波周波数推定を行う搬送波周波数推定処理と、前記フレーム同期確立後の受信バースト信号に対して、前記推定搬送波周波数を用いて搬送波周波数補正を行う搬送波周波数補正処理と、前記周波数補正後の受信バースト信号に基づき、伝搬路歪みを推定し出力する伝搬路推定処理と、前記周波数補正後の受信バースト信号に対して、前記伝搬路歪み情報を用いて伝搬路歪み補正を行う伝搬路補正処理と、前記伝搬路補正後の受信バースト信号の情報シンボル系列を受信データビット系列に変換するシンボル識別処理と、を有することを特徴とする無線通

信方法である。

発明の効果

- [0063] 本発明の無線送信装置および無線受信装置では、図17あるいは図18に例示したフレーム構成を実現できる。ただし、図17あるいは図18で示したパイロット信号は等間隔で配置されており、搬送波再生、シンボルタイミング再生、フレーム同期、伝搬路歪み補正に必要な同期情報が共通トレーニング信号として含まれている。これは図28に示した従来の無線送信装置および無線受信装置で用いられるフレーム構成と比較して、搬送波再生、シンボルタイミング再生およびフレーム同期に必要な情報を個別にフレーム内に持つ必要がない。したがって、特に短パケットの通信トラフィックが支配的な場合でも、伝送効率を向上させることができる。
- [0064] 本発明の搬送波周波数推定は、バースト内に等間隔で分散配置された既知の信号系列であるパイロット信号を用いるため、短パケット長かつCNRが低い環境においても高精度な搬送波周波数同期特性を実現することができる。従来の無線送信装置および受信装置では、バースト内で隣接するシンボルに符号系列情報を埋め込んでいる。したがってランダム信号系列との相互相関値をフレーム位置をずらして比較してピーク検出を行う必要があるため、系列長をある程度長くする必要がある。一方、本発明の無線受信装置では、パイロット信号生成回路で生成される複数の同期符号系列の直交性を利用してフレーム同期を行っている。また、隣接シンボルではなくパイロット挿入間隔単位で差動符号化された符号系列を用いている。したがって、本発明では、フレーム位置を前後にずらすとパイロットがオーバーラップする範囲では符号パターン同士が直交し相互相関値が著しく小さくなるため、短い同期符号系列長でも高精度なフレーム検出が可能となる。
- [0065] また本発明の無線受信装置は、同期符号系列に対する相互相関値を計算してフレーム検出を行うが、同期符号系列はパイロット挿入間隔単位で差動符号化されているため、算出される相互相関値はパイロット挿入間隔毎の自己相関値の和でもある。これを利用して、パイロット挿入間隔あたりの位相回転量、すなわち搬送波周波数オフセットが推定できる。すなわち、同じ信号処理でフレーム同期と搬送波周波数補正を同時に行うことができる。

[0066] また本発明は、パイロット信号が複数配置されたバースト信号を復調する際に、同一パイロット信号内のシンボル信号間の自己相関和をとることで粗推定を行い、さらに、複数のパイロット信号間のシンボル信号間の自己相関和をとることで精推定を行うので、搬送波(キャリア)周波数推定の高精度化を図ることができる。さらに、精推定を行った結果に対して複数の周波数オフセットを加減算することで複数の周波数候補を生成し、それらの候補に対して、一括復調処理に必要な伝搬路推定、同期検波(伝搬路補正)をそれぞれ実施し、さらに同期検波後の信号に対して最尤判定を行い、最適な信号を求めた上で復調処理を行うようにしているので、単一の推定周波数を用いる場合に比べてより正確なキャリア周波数補正を実現することができる。この場合の装置構成は、複数の信号に対して時系列に処理するものと、複数の装置を並列的に設けて同時に処理するものが考えられる。

[0067] また本発明の無線送信装置および受信装置では、各パイロット信号はデータ内に分散して配置される。したがって、パイロット信号毎に高精度な伝搬路推定を行うことが可能となり、伝搬路変動追従性を向上させることができる。

図面の簡単な説明

[0068] [図1]本発明の無線受信装置の第1の実施の形態を示すブロック図である。

[図2]本発明の第2の実施の形態を示すブロック図である。

[図3]信号点位置を用いた最尤推定法について説明する第1の図である。

[図4]本発明の第4の実施の形態を示すブロック図である。

[図5]本発明の無線受信装置で用いるバースト構成図である。

[図6]本発明の第3の実施の形態を示すブロック図である。

[図7]本発明の第5の実施の形態を示すブロック図である。

[図8]本発明の第6の実施の形態を示すブロック図である。

[図9]本発明の第7の実施の形態を示すブロック図である。

[図10]本発明の第8の実施の形態を示すブロック図である。

[図11]信号点位置を用いた最尤推定法について説明する第2の図である。

[図12]第4、第6、第7、第8の実施形態による効果を説明する図である。

[図13]本発明の実施例1におけるパラメータ比較条件を示す図である。

[図14]本発明の実施例1における特性比較を示す図(その1)である。

[図15]本発明の実施例1における特性比較を示す図(その2)である。

[図16]本発明の第9の実施の形態を示すブロック図である。

[図17]本発明の無線送信装置および無線受信装置で用いるフレーム構成図を示す第1の図である。

[図18]本発明の無線送信装置および無線受信装置で用いるフレーム構成図を示す第2の図である。

[図19]本発明の無線送信装置のパイロット生成回路の実施の形態(第10の実施形態)を示すブロック図である。

[図20]本発明の無線送信装置のパイロット生成例を示す図である。

[図21]本発明の無線受信装置の第11の実施の形態を示すブロック図である。

[図22]本発明の無線受信装置のフレーム検出・同期回路の実施の形態(第12の実施形態)を示すブロック図である。

[図23]本発明の無線受信装置のフレーム位置情報の算出方法の例を示す図である。

[図24]実施例2におけるパラメータ比較条件を示す図である。

[図25]実施例2における特性を示す図である。

[図26]従来の無線送信装置の実施の形態を示すブロック図である。

[図27]従来の無線受信装置の実施の形態を示すブロック図である。

[図28]従来の無線送信装置および無線受信装置で用いるフレーム構成図を示す図である。

[図29]本発明の無線受信装置における伝搬路推定回路の実施の形態(第14の実施形態)を示す図である。

[図30]実施例3における伝搬路線形補間推定方法の例を示す図である。

[図31]実施例3における伝搬路平均補間推定方法の例を示す第1の図である。

[図32]実施例3における伝搬路平均補間推定方法の例を示す第2の図である。

[図33]実施例3におけるパラメータ比較条件を示す図である。

[図34]実施例3における特性を示す図である。

[図35]実施例4におけるパラメータ条件を示す図である。

[図36]実施例4における特性を示す第1の図を示す図である。

[図37]実施例4における特性を示す第2の図を示す図である。

[図38]実施例4における特性を示す第3の図を示す図である。

[図39]実施例4における特性を示す第4の図を示す図である。

[図40]実施例4における特性を示す第5の図を示す図である。

[図41]実施例4における特性を示す第6の図を示す図である。

[図42]実施例5ダイバーシチ技術を用いた場合の無線受信装置を示すブロック図である。

[図43]実施例5実験における装置条件及び測定条件を示す図である。

[図44]実施例5実験結果におけるパケット誤り特性を示す図である。

符号の説明

- [0069]
- 11 準同期検波回路
 - 12 アナログ／デジタル(A／D)変換器
 - 13 受信信号記憶回路
 - 14 シンボルタイミング再生回路
 - 15, 31 波形整形フィルタ回路
 - 16 搬送波周波数推定回路
 - 17 搬送波周波数補正回路
 - 18 伝搬路推定回路
 - 19 同期検波回路
 - 20 復調回路
 - 21 周波数オフセット加減算回路
 - 22, 30 (複数受信バースト対応)搬送波周波数補正回路
 - 23, 32, 41 (複数受信バースト対応)伝搬路推定回路
 - 24, 33, 42 (複数受信バースト対応)同期検波回路
 - 25, 34, 46 最尤判定選択回路
 - 40 (複数受信バースト対応)最尤判定選択回路

43, 44 (複数受信バースト対応)復調回路
45 誤り検出選択判定回路
101, 301 シンボル生成回路
102 プリアンブル生成回路
103, 303 多重化回路
104, 304 デジタル/アナログ変換回路
201, 401 アナログ/デジタル変換回路
202 搬送波再生回路
203, 404 シンボルタイミング同期回路
204 伝搬路推定回路
205 伝搬路補正回路
206, 502 シンボル識別回路
207, 405 フレーム検出回路
208, 407 フレーム同期回路
302, 702 パイロット信号生成回路
402 準同期検波回路
403 受信信号記憶回路
408 搬送波周波数推定回路
409 搬送波周波数補正回路
500 伝搬路推定回路
501 伝搬路補正回路
601 同期符号系列生成回路
602 差動符号化回路
603 インタリーバ
701 パイロット部抽出回路
703 自己相関和算出回路
801 パイロット部抽出回路
802 パイロット信号生成回路

803 パイロット部伝搬路推定回路

804 データ部伝搬路補間推定回路

発明を実施するための最良の形態

[0070] 以下、図面を参照して本発明の実施の形態について説明する。図1は、本発明による無線受信装置の第1の実施の形態の構成例を示すブロック図である。図1に示す無線受信装置は、準同期検波回路11と、アナログーデジタル変換器12と、受信信号記憶回路13と、シンボルタイミング再生回路14と、波形整形フィルタ15と、搬送波周波数推定回路16と、搬送波周波数補正回路17と、伝搬路推定回路18と、同期検波回路19と、復調回路20とから構成されている。

[0071] 準同期検波回路11は、入力受信バースト信号に対して受信器自身の局部発振器を用いて準直交同期検波を行う。アナログーデジタル変換器12は、準同期検波回路11から出力されるアナログ検波信号(準同期検波信号)S11をデジタル量子化されたデジタル信号S12に変換する。受信信号記憶回路13は、アナログーデジタル変換器12から出力される受信信号S12を、受信バースト毎に全て一括蓄積する。

[0072] シンボルタイミング再生回路14は、受信信号記憶回路13に記憶されている受信バースト信号S13に含まれる一部あるいは全てのシンボルの受信信号情報からシンボルタイミングを抽出再生し、シンボルタイミングの同期を行う。すなわち、受信信号記憶回路13に蓄積された受信バースト信号S13は、シンボルタイミング再生回路14に入力され、受信バースト信号S13の一部あるいは全ての信号を用いてシンボル識別点が判定され、シンボルタイミング同期の確立された受信バースト信号S14として出力される。

[0073] 波形整形フィルタ15は、シンボルタイミング再生回路14によってシンボルタイミング同期が確立された受信バースト信号S14に対し、シンボル間干渉を除去し所望の受信シンボル情報を抽出する処理を行う。すなわち、シンボルタイミング同期の確立された受信バースト信号S14は、波形整形フィルタ15に入力され、隣接シンボル間干渉が除去され波形整形されたシンボル単位の受信バースト信号S15が出力される。

[0074] 搬送波周波数推定回路16は、波形整形フィルタ15から出力される波形整形後の受信バースト信号S15に含まれる一部あるいは全てのシンボルの受信信号情報から

、受信信号の搬送波周波数の推定を行う。本実施の形態においては、搬送波周波数推定回路16が、受信バースト信号の搬送波周波数の推定を行う際に、まず、同一パイロット信号のシンボル信号間の自己相関和(自己相関関数)により粗推定を行い、さらに複数のパイロット信号間(例えば隣り合う前後のパイロット信号間)のシンボル信号間の自己相関和により精推定を行うという2段階の処理によって搬送波周波数を推定するようにしている。

[0075] 本実施の形態で用いられる受信バーストの構成は、例えば図5に示すようにパイロット信号がデータバースト内に複数配置されたものとなっている。すなわち、任意のデータが所定(既知)の複数のパイロット信号によって分割された形でバースト信号が構成されている。なお、図5に示すように、既知の信号系列であるパイロット信号をデータバースト内に一定間隔(等間隔)等の所定間隔に配置した場合、一括で受信信号に対する信号処理を行う際にそれら等間隔で配置された複数のパイロット信号を利用することでシンボルタイミング同期、搬送波周波数推定、伝搬路推定等のバースト同期処理を容易に高精度化することができる。

[0076] 上述した搬送波周波数推定回路16による2段階の推定処理は次のようにして行うことができる。ここで、図5に示すような受信バースト内の i 番目のパイロット信号(パイロット部)の第 j シンボルを $P_{ij}(i=1, \dots, m, j=1, \dots, n)$ とする。粗推定は、同一パイロット部のシンボル、すなわち j が共通となるシンボル同士のシンボル自己相関和から求められる。また、精推定は、複数の異なるパイロット間で対応する位置のシンボル、すなわち j が共通となるシンボル同士の自己相関和から求められる。搬送周波数の推定は、粗推定では同一パイロット信号内のシンボル信号間の自己相関和を用いる。周波数推定精度は低い、周波数推定範囲が広い、周波数スリップ現象を起こしにくい。一方精推定では複数のパイロット信号間のシンボル信号間の自己相関和を用いる。周波数推定範囲が狭い、周波数スリップ現象を起こし易いが、逆に周波数推定精度は高い。両者を組み合わせることによって、周波数推定範囲が広く、推定精度も高い、搬送波周波数の推定を行なうことができる。

[0077] 搬送波周波数補正回路17は、搬送波周波数推定回路16によって推定された推定搬送波周波数 S_{16} を用いて、波形整形フィルタ15から出力される受信バースト信号

に対して周波数補正を行う。すなわち、波形整形後の受信バースト信号S15は、搬送波周波数補正回路17に入力され、推定搬送波周波数S16を用いて複素乗算あるいは位相回転によって搬送波周波数補正が行われ、搬送波周波数補正後の複数の受信バースト信号S17が出力される。

[0078] 伝搬路推定回路18は、搬送波周波数補正回路17から出力された受信バースト信号S17に含まれる一部あるいは全てのシンボルの受信信号情報から、振幅、位相回転等の伝搬路歪みをシンボル単位で推定して伝搬路歪み情報信号S18を出力する。同期検波回路(伝搬路補正手段)19は、伝搬路推定回路18によって推定された伝搬路情報を用いて、搬送波周波数補正回路17から出力された受信バースト信号S17に対してシンボル単位で伝搬路歪み補正により直交同期検波を行う。復調回路20は、同期検波回路19から出力される直交同期検波後の受信バースト信号(同期検波信号)S19を用いて受信バースト信号の復調処理を行う。

[0079] 以上のようにして、図1に示す無線受信装置は、受信信号記憶回路13を用いて受信バースト信号を一括蓄積し、蓄積した信号を用いてシンボルタイミング再生、搬送波周波数推定、伝搬路推定等を行う。特に、搬送波周波数推定の際にはパイロット信号のシンボル信号間の自己相関和による2段階の推定を行うことで、効率良くかつ高精度に推定処理を行っている。

[0080] 次に、図2を参照して、本発明の第2の実施の形態について説明する。図1並びに後述する図4、図6、図7、図8、図9及び図10の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。図2に示す第2の実施の形態では、図1に示す第1の実施の形態に対して周波数オフセット加減算回路21が追加されている。

[0081] 図2において、受信信号S10は、準同期検波回路11に入力され、準同期検波信号S11として出力される。準同期検波信号S11はアナログ／デジタル変換器12に入力され、デジタル量子化された受信信号S12として出力される。デジタル変換された受信信号S12は、受信信号記憶回路13に受信バースト全体にわたって蓄積される。受信信号記憶回路13に蓄積された受信バースト信号S13は、同期処理及び復調処理のために適宜読み出される。

[0082] 受信信号記憶回路13に蓄積された受信バースト信号S13は、シンボルタイミング

再生回路14に入力され、受信バースト信号S13の一部あるいは全ての信号を用いてシンボル識別点が判定され、シンボルタイミング同期の確立された受信バースト信号S14として出力される。シンボルタイミング同期の確立された受信バースト信号S14は、波形整形フィルタ15に入力され、隣接シンボル間干渉が除去され波形整形されたシンボル単位の受信バースト信号S15が出力される。

[0083] 波形整形後の受信バースト信号S15は、搬送波周波数推定回路16に入力され、受信バースト信号S15の一部あるいは全ての信号を用いて搬送波周波数の粗推定及び精推定が行われ、推定搬送波周波数S16が出力される。推定搬送波周波数S16は周波数オフセット加減算回路21に入力され、周波数オフセット加減算回路21によって、搬送波周波数推定時に生じる周波数スリップ等の影響を考慮して計算される特定の周波数オフセットが加減算され、その結果得られる推定搬送波周波数を加えた複数の推定搬送波周波数S21が出力される。

[0084] また、波形整形後の受信バースト信号S15は、搬送波周波数補正回路22へも入力され、複数の推定搬送波周波数S21を用いて複素乗算あるいは位相回転によって搬送波周波数補正が行われ、複数の推定搬送波周波数S21の各周波数に対応した搬送波周波数補正後の受信バースト信号S22が複数出力される。

[0085] 図1を参照して説明した本発明による無線受信装置の第1の実施の形態で受信バースト信号の搬送波周波数の粗推定及び精推定を行った場合には、精推定の引き込み範囲が $\pm f_s / (2N_{pd})$ (f_s : 変調速度 (symbol/秒)、 N_{pd} : パイロット挿入間隔 (symbol)) となる。但し、この時パイロット挿入周期 T_p は N_{pd} / f_s (秒) で与えられる。ここで、パイロット信号挿入間隔 N_{pd} 、すなわちパイロット信号挿入周期 T_p が大きいほど、搬送波周波数推定の引き込み範囲は小さくなる。粗推定の引き込み精度に対して精推定の引き込み範囲の乖離が大きくなると、周波数スリップ現象を生じやすくなる。その結果、搬送波周波数の誤検出率が増加し、無線伝送誤り率が劣化する。

[0086] そこで、図2に示す本発明の第2の実施の形態では、搬送波周波数補正回路22において、搬送波周波数オフセットの精推定値 Δf として、周波数オフセット加減算回路21から出力される周波数スリップを考慮した複数の推定周波数候補 $\{\Delta f \pm u \cdot f_s / N_{pd} \text{ (} u=1, 2, 3, \dots \text{)}\}$ を用いて、並列に搬送波周波数補正を行っている。すなわち、

周波数オフセット加減算回路21において、搬送波周波数推定回路16で推定された精推定値に対して加減算される複数の周波数オフセット値は、受信バースト信号におけるパイロット信号挿入周期を整数倍したものとなっている。この構成では、仮に周波数スリップ現象が生じた場合でも、複数の推定周波数候補の中には適切な推定搬送波周波数が含まれている可能性が高いことを利用している。

[0087] 搬送波周波数補正後の複数の受信バースト信号S22は、伝搬路推定回路23に入力され、複数の受信バースト信号S22の一部あるいは全ての信号を用いて伝搬路歪みを推定し、伝搬路歪み情報信号S23が出力される。搬送波周波数補正後の複数の受信バースト信号S22は、同期検波回路24に入力され、伝搬路歪み情報信号S23を用いてそれぞれシンボル単位で伝搬路歪み補正が行われ、直交同期検波後の受信バースト信号S24が出力される。

[0088] 直交同期検波後の複数の受信バースト信号S24は、最尤判定選択回路25に入力され、異なる推定搬送波周波数を用いて直交同期検波された複数の受信バースト信号から、信号点位置等の特徴を用いて最適なバーストの最尤判定選択を行い、その最適な受信バースト信号S25が出力される。最尤判定選択された直交同期検波後の受信バースト信号S25は、復調回路20に入力され、所望の受信バーストデータ信号が抽出、復調される。

[0089] 図1に示した本発明の無線受信装置の第1の実施の形態では、単一の推定搬送波周波数に対して搬送波周波数補正、伝搬路推定、同期検波を行うのに対し、図2に示した本発明の第2の実施の形態では、搬送波周波数推定回路16から出力される推定搬送波周波数S16に対し周波数オフセット加減算回路21で周波数オフセットを加減算して推定搬送波周波数S21を複数出力し、搬送波周波数補正、伝搬路推定、同期検波を同時並列的にを行い、最終的に最尤判定選択回路25によって最適受信バーストを選択している点が異なる。

[0090] ここで、図3を参照して、最尤判定選択回路25における信号点位置を用いた最尤推定法について説明する。ここでは、変調方式をQPSKとした場合を例に挙げる。不適切な推定搬送波周波数を用いて周波数補正を行った場合、図3の左に示すように信号点位相がロックせず信号点配置がランダムとなる。一方、適切な推定搬送波周

波数を用いて周波数補正を行った場合、図3の右に示すように信号点位相がロックして、QPSKの理想的な信号点位置付近に分布する。すなわち、直交同期検波後のペイロード部の各信号点から最寄りのQPSK理想信号点位置までの距離の和を計算し、この距離和が最短となる搬送波周波数候補を選択すればよい。ただし、ユークリッド距離やマンハッタン距離等直交座標系における距離判定だけでなく、極座標系における理想信号点位置との位相差の和等を利用してよい。

[0091] また、図2の構成では、上述したように複数の推定搬送波周波数候補から適切な推定搬送波周波数を選択するために、同期検波回路24の後に最尤判定選択回路25を用いている。不適切な推定搬送波周波数候補を用いて搬送波周波数補正を行った場合には、同期検波後の信号点配置がランダムとなる。この特徴を利用して最尤判定選択回路25を構成することで、適切な推定搬送波周波数を選択することが可能となる。

[0092] 次に、本発明における無線受信装置の第3の実施の形態について図6を参照して説明する。図2のものに対応する部分には同じ参照番号を付してある。図6の第3の実施の形態は、図2に示した第2の実施の形態と全く等価な処理を行うものであるが、搬送波周波数補正、伝搬路推定、同期検波の並列処理を個別に書き下したものである。すなわち、図6の搬送波周波数補正回路22a、22b、22c、…が図2の搬送波周波数補正回路22に対応し、図6の伝搬路推定回路23a、23b、23c、…が図2の伝搬路推定回路23に対応し、そして、図6の同期検波回路24a、24b、24c、…が図2の同期検波回路24に対応している。また、図6の推定搬送波周波数S21a、S21b、S21c、…、S21x、搬送波周波数補正後の複数の受信バースト信号S22a、S22b、S22c、…、伝搬路歪み情報信号S23a、S23b、S23c、…、及び受信バースト信号S24a、S24b、S24c、…、S24xが、図2の推定搬送波周波数S21、受信バースト信号S22、伝搬路歪み情報信号S23、及び受信バースト信号S24にそれぞれ対応している。

[0093] なお、実回路の構成上は、図2に示した第2の実施の形態のように同じ回路を時分割で繰り返し用いても、図6に示した第3の実施の形態のように並列に回路を配置しても構わない。

- [0094] 次に、本発明における無線受信装置の第4の実施の形態を図4に示す。図1、図2、図6、図7、図8、図9及び図10の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。図4において、受信信号S10は、準同期検波回路11に入力され、準同期検波信号S11として出力される。準同期検波信号S11はアナログ／デジタル変換器12に入力され、デジタル量子化された受信信号S12として出力される。
- [0095] デジタル変換された受信信号S12は、受信信号記憶回路13に受信バースト全体にわたって蓄積される。受信信号記憶回路13に蓄積された受信バースト信号S13は、同期処理及び復調処理のために適宜読み出される。受信信号記憶回路13に蓄積された受信バースト信号S13は、シンボルタイミング再生回路14に入力され、受信バースト信号S13の一部あるいは全ての信号を用いてシンボル識別点が判定され、シンボルタイミング同期の確立された受信バースト信号S14として出力される。シンボルタイミング同期の確立された受信バースト信号S14は、第一の波形整形フィルタ15（本実施の形態では2つの波形整形フィルタを用いるためそれらを第一及び第二の波形整形フィルタとして区別している。）に入力され、隣接シンボル間干渉が除去され波形整形されたシンボル単位の受信バースト信号S15が出力される。
- [0096] 第一の波形整形後の受信バースト信号S15は、搬送波周波数推定回路16に入力され、受信バースト信号S15の一部あるいは全ての信号を用いて搬送波周波数の粗推定及び精推定が行われ、推定搬送波周波数S16が出力される。推定搬送波周波数S16は、周波数オフセット加減算回路21に入力され、搬送波周波数推定時に生じる周波数スリップ等の影響を考慮して計算される特定の周波数オフセットを加減算し、その結果得られる推定搬送波周波数を加えた複数の推定搬送波周波数S21が出力される。
- [0097] また、シンボルタイミング同期確立後の受信バースト信号S14は、搬送波周波数補正回路30に入力され、複数の推定搬送波周波数S21を用いて複素乗算あるいは位相回転によって搬送波周波数補正が行われ、搬送波周波数補正後の複数の受信バースト信号S30が出力される。搬送波周波数補正後の複数の受信バースト信号S30は、第二の波形整形フィルタ31に入力され、隣接シンボル間干渉が除去され波形整形されたシンボル単位の受信バースト信号S31が出力される。

- [0098] 第二の波形整形後の受信バースト信号S31は、伝搬路推定回路32に入力され、複数の受信バースト信号S31の一部あるいは全ての信号を用いて伝搬路歪みを推定し、伝搬路歪み情報信号S32が出力される。搬送波周波数補正後の複数の受信バースト信号S31は、同期検波回路33に入力され、伝搬路歪み情報信号S32を用いてそれぞれシンボル単位で伝搬路歪み補正が行われ、直交同期検波後の受信バースト信号S33が出力される。
- [0099] 直交同期検波後の複数の受信バースト信号S33は、最尤判定選択回路34に入力され、異なる推定搬送波周波数を用いて直交同期検波された複数の受信バースト信号から、信号点位置等の特徴を用いて最適なバーストの最尤判定選択を行い、その最適な受信バースト信号S34が出力される。最尤判定選択された直交同期検波後の受信バースト信号S34は、復調回路20に入力され、所望の受信バーストデータ信号が抽出、復調される。
- [0100] 図4に示す本発明の第4の実施の形態は、図2に示す本発明の無線受信装置の第2の実施の形態と比較して大部分は共通である。ただし、図2の第2の実施の形態では、波形整形フィルタ15通過後の受信バースト信号S15に対して搬送波周波数補正回路22で搬送波周波数補正を行うのに対して、図4の本発明の第4の実施の形態では、第一の波形整形フィルタ15通過前の受信バースト信号S14に対して搬送波周波数補正回路30で搬送波周波数補正を行い、その後第二の波形整形フィルタ31を通過させている点が異なる。
- [0101] 波形整形フィルタ15は、希望シンボル信号抽出に影響する帯域制限通過フィルタである。送受信器間の搬送波周波数オフセットがこの帯域制限通過フィルタの通過帯域と比較して無視できない場合、すなわち搬送波周波数推定回路16で推定された搬送波周波数オフセット Δf が大きい場合には、波形整形フィルタ15後の希望信号電力が帯域制限によって削減されてしまことになる。一方、図4の第4の実施の形態では、第一の波形整形フィルタ15通過前の信号S14に対して搬送波周波数補正を行い、周波数補正後に第二の波形整形フィルタ31を通過させている、この構成によって、送受信器間の搬送波周波数オフセットが大きい場合でも、受信バースト信号の希望信号電力の削減を回避することが可能となる。

[0102] なお、図4の搬送波周波数補正回路30、波形整形フィルタ31、伝搬路推定回路32、同期検波回路33及び最尤判定選択回路34が、それぞれ、図2の搬送波周波数補正回路22、波形整形フィルタ15、伝搬路推定回路23、同期検波回路24及び最尤判定選択回路25と同様な構成を有している。

[0103] 次に、本発明における無線受信装置の第5の実施の形態を図7に示す。図4の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。これは図4に示した第4の実施の形態と全く等価な処理を行うものであるが、搬送波周波数補正、伝搬路推定、同期検波の並列処理を個別に書き下したものである。実回路の構成上は、図4に示した第4の実施の形態のように同じ回路を繰り返し用いても、図7に示した第5の実施の形態のように並列に回路を配置しても構わない。

[0104] なお、図7の搬送波周波数補正回路30a、30b、30c、…が図4の搬送波周波数補正回路30に対応し、図7の波形整形フィルタ31a、31b、31c、…が図4の波形整形フィルタ31に対応し、図7の伝搬路推定回路32a、32b、32c、…が図4の伝搬路推定回路32に対応し、そして、図7の同期検波回路33a、33b、33c、…が図4の同期検波回路33に対応している。また、図7の推定搬送波周波数S21a、S21b、S21c、…、S21x、搬送波周波数補正後の複数の受信バースト信号S30a、S30b、S30c、…、受信バースト信号S31a、S31b、S31c、…、伝搬路歪み情報信号S32a、S32b、S32c、…、及び受信バースト信号S33a、S33b、S33c、…、S33xが、図4の推定搬送波周波数S21、受信バースト信号S30、受信バースト信号S31、伝搬路歪み情報信号S32、及び受信バースト信号S33にそれぞれ対応している。

[0105] 以上述べたように、本発明における無線受信装置を用いることによって、高精度な搬送波周波数推定及び補正が可能となる。すなわち、無線バーストの長さが短く、搬送波信号電力対雑音電力比が小さい領域においても、良好な無線伝送誤り率特性を実現できる。

[0106] また、本発明によれば、パイロット信号が等間隔(一定間隔)で配置された無線バーストを受信して搬送波周波数推定を行う場合に、周波数スリップ現象による搬送波周波数の誤検出確率を抑制し、搬送波周波数推定精度を向上させることが可能となる。搬送波周波数推定精度を向上させることによって、CNRの低い環境においても無

線伝送ビット誤り率の劣化を抑制でき、無線伝送距離を拡大することができる。また、短パケットを利用する場合であっても、無線伝送ビット誤り率を劣化させず、良好な特性を実現できる。

[0107] 次に、図8を参照して、本発明の第6の実施の形態について説明する。図1、図2、図4、図6、図7並びに後述する図9、図10の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。図8に示す第6の実施の形態では、図4に示す第4の実施の形態と比較して最尤判定選択回路の位置が異なる。

[0108] 図8において、受信信号S10の入力から波形整形後の受信バースト信号S31の出力の部分までは、図4に示した第4の実施の形態と全く共通である。

第二の波形整形後の受信バースト信号S31は、最尤判定選択回路40に入力され、複数の搬送波周波数補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い、一つの周波数補正後受信バースト信号S40が選択出力される。一つに絞られた周波数補正後受信バースト信号S40は、伝搬路推定回路41に入力され、受信バースト信号S40の一部あるいは全ての信号を用いて伝搬路歪みを推定し、伝搬路ゆがみ情報信号S41が出力される。周波数補正後受信バースト信号S40は、同期検波回路42に入力され、伝搬路歪み情報信号S41を用いてそれぞれシンボル単位で伝搬路歪み補正が行われ、直交同期検波後の受信バースト信号S42が出力される。直交同期検波後の単一の受信バースト信号S42は、復調回路43に入力され、所望の受信バーストデータ信号が抽出、復調される。

[0109] 図8に示す本発明の第6の実施の形態は、図4に示す第4の実施の形態と比較して大部分は共通である。ただし、図4に示す第4の実施の形態では、複数の周波数補正後受信バースト信号S31に対して伝搬路推定および直交同期検波を行った後に最尤判定選択を行うのに対し、図8に示す第6の実施の形態では、複数の周波数補正後受信バースト信号S31を用いて最尤判定選択を行い、適切な受信バースト信号を選択した後に、伝搬路推定および直交同期検波を行う点が異なる。

[0110] ここで、図11を参照して、最尤判定選択回路40における信号点位置を用いた最尤推定法について説明する。ここでは、変調方式をQPSKとした場合を例に挙げる。不適切な推定搬送波周波数を用いて周波数補正を行った場合、図11の左に示すよう

に、4通倍後の信号点位相がロックせず信号点配置がランダムとなる。一方、適切な推定搬送波周波数を用いて周波数補正を行った場合、図11の右に示すように4通倍後の信号点位相がロックして、ある信号点位置の周囲に分布する。すなわち、4通倍後の信号点位置の分散を計算し、この分散が最小となる搬送波周波数候補を選択すればよい。ただし直交座標系における分散に限らず、極座標系での位相成分の分散や、分散に代わる指標を用いてもよい。

[0111] 図8に示す本発明の第6の実施の形態は、同期検波前の受信バースト信号情報を用いて最尤判定選択を行うため、図4に示す第4の実施の形態と比較して伝送特性の劣化が懸念される。一方で、伝搬路推定および直交同期検波を複数の受信バーストに対して実施する必要がないため、回路の規模を小さくすることが可能となる。すなわち、バースト内での伝搬路変動がさほど大きくないと見なせる場合は、装置の簡略化に有効であるといえる。また、バーストが長い、あるいは十分CNRを確保できる環境においても、同様に伝搬路補償の影響を小さく見なせるため、第6の実施の形態は装置の簡略化に有効である。

[0112] 次に、図9を参照して、本発明の第7の実施の形態について説明する。図1、図2、図4、図6、図7、図8並びに後述する図10の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。図9に示す第7の実施の形態では、図4に示す第4の実施の形態と比較して最尤判定選択ではなく誤り検出を用いた判定選択を行う点が異なる。

図9において、受信信号S10の入力から直交同期検波後の複数の受信バースト信号S33の出力の部分までは、図4に示した第4の実施の形態と全く共通である。

直交同期検波後の複数の受信バースト信号S33は、復調回路44にそれぞれ入力され、複数の受信バーストデータ信号S44として復調される。複数の復調後受信バーストデータ信号S44は、誤り検出選択判定回路45に入力され、誤りの検出されない所望の受信バーストデータ信号S45が選択、抽出される。なお、図9においては搬送波周波数補正回路30、伝搬路推定回路32、同期検波回路33の構成がそれぞれ1つである場合を示しているが、これらの構成が図6や図7(図6、図7においては符号が異なる)で示すように、並列に構成されるようにしてもよい。

[0113] 図9に示す本発明の第7の実施の形態は、図4に示す第4の実施の形態と比較して

大部分は共通である。ただし、図4に示す第4の実施の形態では、最尤判定選択の後選択された受信バースト信号のみに対して復調処理を行うのに対し、図9に示す第7の実施の形態では、全ての受信バースト信号S33に対して復調処理を行い、複数の受信バーストデータ信号S44に対して誤り検出を行い所望の受信バーストデータ信号を選択する点異なる。なお、受信データを用いた誤り検出方式としては、CRC (Cyclic Redundancy Check) などが代表的例として挙げられる。

[0114] ここで、図12を参照して、本発明の第7の実施の形態の伝送特性の特徴について定性的に説明する。図4に示す第4の実施の形態の伝送特性と比較して、図9に示す第7の実施の形態は低CNR領域での伝送特性に優れる。ただし、これはデータ伝送に誤り訂正符号が適用されていることが前提となる。複数の受信バーストに対して一旦全て復調および誤り訂正復号を実施することにより、誤り検出の精度が向上する。したがって、誤り訂正を介さない第4の実施の形態と比較して、低CNR領域での伝送特性が向上する。さらに、図12ではパケット誤り率 $=Pe_f$ でフロア特性を示している。これは不適切な搬送波周波数で周波数補正された受信バーストからの受信バーストデータ信号がランダムビット系列になるために、誤りバーストであるにもかかわらず、極めて低い確率ではあるが誤りが検出されないことがあるためである。ただし、一般に誤りの誤検出はCRCビット長を延長する等によって抑制が可能である。あるいは、以下に示す第8の実施の形態を採ることにより、高CNR領域におけるパケット誤り率を抑制することも可能である。

[0115] 次に、図10を参照して、本発明の第8の実施の形態について説明する。図1、図2、図4、図6、図7、図8並び図9の対応する部分とは同じ参照番号を付してある。図10に示す第8の実施の形態では、図9に示す第7の実施の形態と比較して、さらに最尤判定選択を行う点異なる。

[0116] 図10において、受信信号S10の入力から直交同期検波後の複数の受信バーストデータ信号S44の出力の部分までは、図9に示した第7の実施の形態と全く共通である。

複数の復調後受信バーストデータ信号S44は、誤り検出選択判定回路45に入力され、誤りの検出されない所望の受信バーストデータ信号S45が選択、抽出される。た

だし、不適切な搬送波周波数補正によって、誤りバーストであるにもかかわらず誤りが検出されなかった場合には、S45は複数の受信バーストデータ信号として出力される。なお、図10においては搬送波周波数補正回路30、伝搬路推定回路32、同期検波回路33の構成がそれぞれ1つである場合を示しているが、これらの構成が図6や図7(図6、図7においては符号が異なる)で示すように、並列に構成されるようにしてもよい。

[0117] 単一あるいは複数の受信バーストデータ信号S45は、信号点位置最尤判定選択回路46に入力される。入力信号が単一であった場合には、そのまま選択後の受信バーストデータ信号S46として出力される。入力信号が複数であった場合には、本発明の第4の実施の形態における最尤判定選択回路34と同様の処理が行われ適切な受信バーストデータ信号S46が選択され、出力される。

[0118] ここで、図12を参照して、本発明の第8の実施の形態の伝送特性の特徴について定性的に説明する。本発明における第4の実施の形態や第7の実施の形態の伝送特性と比較して、第8の実施の形態は、低CNR領域でも高CNR領域でも伝送特性に優れることが分かる。誤り検出における誤検出率は誤り検出ビット長を延長する等によって抑制が可能であるが、誤り検出ビットはデータ伝送上オーバーヘッドとなる冗長データであるため、短パケット通信においてはスループット劣化の要因となる。図10に示す第8の実施の形態を採ることにより、誤り検出ビット長を抑制しつつ伝送特性を向上させることが可能となる。

[0119] また、本発明の無線受信装置における搬送波周波数推定は、特に無線バースト内で等間隔に分散配置されたパイロット信号を用いた場合、前後のパイロット間での自己相関和を用いて周波数推定を行う構成としたときに、周波数引き込み範囲を等価的に拡大できるという特徴を有している。

[0120] なお、本発明の実施の形態は、上記のものに限定されず、例えば、各実施の形態における各ブロックを、他のブロックと統合して構成したり、あるいはさらに分割して構成したりすることも可能である。また、上記実施の形態では、複数の搬送波周波数補正後の信号に対して、その後の処理を時分割で行う装置構成あるいは並列的に行う装置構成を用いているが、伝搬路推定と同期検波のどちらかを時分割、どちらかを並

列的に構成するようにしてもよい。ただし、この場合には、各処理に対して重みづけなどを行って複数の信号に対する処理を行うようにしたり、あるいは各信号を一旦保持する記憶手段などを適宜追加したりすることになる。

実施例 1

[0121] 図1及び図2に示した本発明の第1及び第2の実施の形態を用いた場合の実施例について図13～図15を参照して説明する。ここでは、図1の無線受信装置と、図2の無線受信装置とについて、残留搬送波周波数推定誤差の累積確率分布、及びパケット誤り率特性について計算機シミュレーションを用いて比較を行っている。本実施例におけるパラメータ比較条件を図13に示す。図1の無線受信装置においては単一の推定搬送波周波数を用いたが、図2の構成では周波数スリップの影響を考慮した3つの推定搬送波周波数を用いた。変調方式をQPSKとし、受信アンテナ2本のダイバーシチ構成、伝搬路は遅延波のないレイリーフェージングを仮定した。バースト長を148シンボル、データ長を128シンボル(16byte)とし、パイロット信号として1信号4シンボルのものを5個配置することとした。

[0122] 本実施例における残留搬送波周波数推定誤差の累積確率分布特性を図14に示す。ただし、CNR=12dBと仮定した。図1の回路(第1の実施の形態)及び図2の回路(第2の実施の形態)共に、267Hz間隔で周波数スリップを生じている。図1の無線受信装置では、搬送波周波数引き込み範囲が±133Hzと狭いため、引き込み特性が劣化している。結果として搬送波周波数の誤検出率が大きくなっている。一方、図2の構成では、 $\pm f_s / N_{pd} = \pm 1 / T_p$ の周波数スリップが救済されるため、図1の無線受信装置と比較して、搬送波周波数引き込み範囲が等価的に±400Hzまで拡大している、その結果、搬送波周波数の誤検出率が低下していることが分かる。

[0123] 本実施例における、搬送波電力対雑音電力比に対するパケット誤り率特性を図15に示す。図2の一括蓄積復調同路では、図1の無線受信装置と比較して、パケット誤り率が1%となる所要CNRが約3.5dB向上している。このように、搬送波周波数の誤検出率を抑制することにより、低CNR領域における無線伝送誤り率特性を向上させることが可能となる。

[0124] 次に、本発明の第9の実施の形態について説明する。

図16は、本発明による無線送信装置の実施形態の構成例を示すブロック図である。

送信データビット系列S300は、シンボル生成回路301でPSK等の情報シンボルに変換(変調)される。パイロット生成回路302では、パイロット信号S302が生成される。送信シンボル列S301は、多重化回路303でパイロット信号S302と多重化され、送信バースト信号S303が生成される。送信バースト信号S303は、D/A変換回路304でD/A変換され、送信バースト信号S304として出力される。

[0125] 図16に示した本発明による第9の実施形態では、無線送信装置において、搬送波再生、シンボルタイミング再生、フレーム同期、伝搬路歪み補正等に必要なトレーニング情報が共通のパイロット信号S302として生成される。多重化回路303により、図17(無線送信装置および無線受信装置で用いるフレーム構成図を示す第1の図である。)に示したような構成のフレームを生成できる。搬送波再生、シンボルタイミング再生およびフレーム同期に必要な情報を個別にフレーム内に持つ必要がないため、特に短パケットの通信トラフィックが支配的な場合でも、伝送効率の向上が可能である。

[0126] 図18は無線送信装置および無線受信装置で用いるフレーム構成図を示す第2の図である。図18は図17で示したフレームをより詳細に示している。この図が示すように、搬送波周波数再生シンボルタイミング再生、フレーム同期、伝搬路歪み補正等の複数のバースト同期機能に対応した符号化パイロットシンボルが生成され、データシンボル系列における各データシンボルの間に送信される。

[0127] 次に、本発明の第10の実施の形態について説明する。

図19は、本発明による無線送信装置のパイロット信号生成回路の実施形態の構成例を示すブロック図である。ただし、図19は図16に示した無線送信装置の実施の形態のパイロット信号生成回路部分の構成例に相当する。同期符号系列生成回路601で生成された同期符号系列信号S601は、差動符号化回路602に入力され差動符号化される。差動符号化された同期符号系列信号S602は、インタリーバ603に入力され、パイロット信号S302が生成される。

[0128] 図20は、本発明の無線送信装置のパイロット生成例を示す図である。

ただし、パイロット信号毎のシンボル数 $N_p = 4$ 、パイロット信号数 $N_q = 5$ の場合を例示している。パイロットパターン行列 U は、例えば以下のようにして求めることができる。同期符号系列生成回路601で、同期符号系列信号 $S61$ として行列 V を生成する。ただし、 $M \geq N_p$ 、 $N \geq N_q$ とする。行列 V は、

[0129] [数1]

$$\mathbf{V} = \begin{pmatrix} \mathbf{v}_1 \\ \mathbf{v}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{v}_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1,1} & v_{1,2} & \cdots & v_{1,N-1} \\ v_{2,1} & v_{2,2} & \cdots & v_{2,N-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{M,1} & v_{M,2} & \cdots & v_{M,N-1} \end{pmatrix}$$

[0130] で与えられる。ここで、生成する同期符号 $v_1, v_2, \dots, v_M$ としては、擬似雑音(PN:Pseudo Noise)符号等を利用することが可能である。ただし、符号間の直交性の高いWalsh-Hadamard符号系列等を利用することで、より高精度なフレーム検出が可能となる。 $M = N_p$ 、 $N = N_q$ 場合には行列 V を出力行列 V' とし、 $M > N_p$ あるいは $N > N_q$ の場合には、行列 V を切り出して得られる行列 V' を同期符号系列信号 $S61$ として出力すればよい。すなわち、行列 V' は、

[0131] [数2]

$$\mathbf{V}' = \begin{pmatrix} \mathbf{v}'_1 \\ \mathbf{v}'_2 \\ \vdots \\ \mathbf{v}'_{Np} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_{1,1} & v_{1,2} & \cdots & v_{1,Nq-1} \\ v_{2,1} & v_{2,2} & \cdots & v_{2,Nq-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ v_{Np,1} & v_{Np,2} & \cdots & v_{Np,Nq-1} \end{pmatrix}$$

[0132] で与えられる。行列 V' は、差動符号化回路602で差動符号化され、差動符号化後の同期符号系列信号 $S62$ として行列 U が生成される。

[0133] [数3]

$$\mathbf{U} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{u}_{Np} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{1,1} & u_{1,2} & \cdots & u_{1,Nq-1} & u_{1,Nq} \\ u_{2,1} & u_{2,2} & \cdots & u_{2,Nq-1} & u_{2,Nq} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ u_{Np,1} & u_{Np,2} & \cdots & u_{Np,Nq-1} & u_{Np,Nq} \end{pmatrix}$$

[0134] ただし、行列Uは、初期パターンベクトル

[0135] [数4]

$$\mathbf{I} = (u_{1,1} \quad u_{2,1} \quad \cdots \quad u_{Np,1})^T$$

[0136] に対して同期符号系列生成回路601より出力された行列V'を列方向に差動符号化して得られる。ここで、インタリーバ63に行列Uを入力することにより、行列Uの第m行第n列要素が、第nパイロットの第mシンボルのパイロットパターンに対応してパイロット信号S63として出力される。また、フレーム同期系列信号情報は差動符号化されて保持されているため、U生成時の初期パターンベクトルIは任意のシンボル系列を選択できる。パイロット信号は無線受信装置においてシンボルタイミング同期にも用いられるが、できるだけ隣接シンボル間の符号が逆転するように初期パターンベクトルIを選択することにより、シンボルタイミング同期特性を向上させることができる。

[0137] 次に、本発明の第11の実施の形態について説明する。

図21は、本発明による無線受信装置の実施形態の構成例を示すブロック図である。

受信バースト信号S400は、A/D変換回路401によってA/D変換される。A/D変換後の受信バースト信号S401は、一旦受信装置の局部発振器に基づき仮搬送波再生を行い、準同期検波回路402によって準同期検波される。なお、準同期検波回路402においてアナログ信号処理を行う場合には、A/D変換回路401の前に当該準同期検波回路402が備えられる。ここで準同期検波回路402は受信信号をサンプリングして出力する回路である。準同期検波後の受信バースト信号S402は、受信信号記憶回路403に一旦記憶され、以後必要に応じて読み出され信号処理される。受信バースト信号S403に基づいてシンボルタイミング再生回路404でシンボルタイミングが確立される。シンボルタイミング確立後の受信バースト信号S404は、フレーム検出回路405に入力され、パイロット信号情報S405およびフレーム位置情報S406が出力される。またパイロット信号情報S405は、搬送波周波数推定回路408に入力され、搬送波周波数が推定される。さらにフレーム位置情報S406は、フレーム同期回路407に入力され、フレーム位置が確立する。フレーム同期確立後の受信バー

スト信号S407は、搬送波周波数補正回路409で推定搬送波周波数S408を用いて搬送波周波数補正される。搬送波周波数補正された受信バースト信号S409に基づき、伝搬路推定回路500で伝搬路歪みが推定される。搬送波周波数補正された受信バースト信号S409は、伝搬路歪み情報S500を用いて同期検波回路501でフェーディング等による伝搬路歪みが補正される。伝搬路歪み補正後の受信バースト信号S501は、シンボル識別回路502で情報シンボルからデータビット系列に変換(復調)され、受信データ信号S502として出力される。なお、図21における伝搬路補正回路501は、図1における同期検波回路19と同等の回路である。通常同期検波の処理は搬送波再生の処理とセットで行われる概念の為、厳密には同期検波には「搬送波周波数補正」や「シンボル識別」の概念を含む。従ってより特定の機能処理として明確にする為に本実施形態においては「伝搬路補正回路」と表している。また、図21におけるシンボル識別回路502は、図1における復調回路と同等の回路である。また図1と比較して本実施形態においては波形整形フィルタ(図1の符号15)を有していないが、本実施形態においては任意の位置に波形整形フィルタを適用できる為、図示していない。

[0138] 図21に示した本発明による無線受信装置の実施形態は、図27に示した従来の無線受信装置の実施形態と同等の同期機能ブロックを備えている。ただし、図27に示した従来の無線受信装置がそれぞれ個別のトレーニング信号系列を必要とするのに対し、図16に示した本発明の無線受信装置では、共通のパイロット信号を対象として実現できる点が異なる。また、各同期処理を実施する順番が異なる。

[0139] 次に、本発明の第12の実施の形態について説明する。

図22は、本発明による無線受信装置のフレーム検出・同期回路の実施形態の構成例を示すブロック図である。

ただし、図22は図21に示した無線受信装置の実施の形態のフレーム検出回路部分の構成例に相当する。シンボルタイミング確立後の受信バースト信号S404は、パイロット部抽出回路701に入力され、パイロット部のみが抽出される。また、パイロット信号生成回路702では、実施形態10に示したパイロット信号と同一のパイロット信号が生成される。相関値算出回路703では、抽出されたパイロット信号S701と、パイロ

ット信号生成回路702で生成されたパイロット信号S702との間で、フレーム位置をずらしながら相関値が計算される。これは、パイロット信号S701とパイロット信号S702の間に相互相関値を算出することに相当し、算出された相互相関値の値を異なるずらしたフレーム位置間で比較し、相関値が最大となるフレーム位置情報S406として出力する。また、算出された相関値はパイロット信号挿入間隔に基づく自己相関値でもあるため、この自己相関値和をパイロット信号情報S405として出力する。

[0140] 図22に示した実施形態の構成例では、抽出されたパイロット信号S701とパイロット信号生成回路702で生成されたパイロット信号S702との間で、相関ピーク検出を用いたフレーム同期を行っている。 $(N_p + N_d)$ シンボル間隔で複素共役乗算、すなわち自己相関の計算を行うことによって、搬送波周波数オフセットによるピーク値の低下を抑制することができる。複素共役乗算は差動信号の抽出に他ならないので、計算された差動信号に対して相互相関値を計算する。ただし、 N_d はパイロット間に挿入される単位データ長である。具体的な手順を以下に説明する。

[0141] 時刻 kT における受信信号を $s(kT)$ とおく。ただし、 T をシンボル時間とし、ナローアパーチャ窓の中央ナイキスト点(インデックス(0))を時間原点とする。

[0142] <1>受信信号の $(N_p + N_d)$ [シンボル]間隔で複素共役乗算を行う。差動信号 $s_{diff}(kT)$ は、

[0143] [数5]

$$s_{diff}(kT) = s(kT)^* \times s(\{k + (N_p + N_d)\}T)$$

[0144] で与えられる。ただし、 $*$ は複素共役を表す。

[0145] <2>パイロットパターン行列 V' を用いて相互相関計算を行う。相互相関値 $S_{cross}(kT)$ は、

[0146] [数6]

$$S_{cross}(kT) = \sum_{m=1}^{N_p} \sum_{n=1}^{N_p-2} \{s_{diff}((k + (m-1))T + (n-1)(N_p + N_d)T) \times v_{mn}\}$$

[0147] で与えられる。ただし、 v_{mn} は行列 V' の m 行 n 列の要素、すなわち第 n パイロット第 m シンボルと第 $(n+1)$ パイロット第 m シンボルとの間の差動信号を表す。

[0148] <3>ナローアパーチャ窓内で $\|S_{cross}(kT)\|$ を最大にする $k=K_{max}$ 、すなわち、

[0149] [数7]

$$K_{\max} = \arg \max_k \|S_{\text{cross}}(kT)\|$$

[0150] が検出するフレームのインデックス、すなわちフレーム位置情報S406となる。

[0151] 図23は、本発明の無線受信装置のフレーム位置情報の算出例を示す図である。

ただし、パイロット信号毎のシンボル数 $N_p = 4$ 、ナローアパーチャ窓幅を3シンボルとした場合である。抽出差動信号 $s_{\text{diff}}((k + iL(N_p + N_d))T)$ を要素とする中間相関ベクトル $s_{\text{mid}}(kT)$, $s_{\text{mid}}((k+1)T)$, $s_{\text{mid}}((k+2)T)$, $s_{\text{mid}}((k+3)T)$ を用意し(ただし $k = -1, 0, +1$)、 $v'_1 \sim v'_4$ との内積をそれぞれ計算し和を取ったものが $S_{\text{cross}}(kT)$ であると解釈できる。この時、各項の相互相関値は、タイミングが一致すれば最大となるが、タイミングが1シンボル以上ずれた場合には相関がほぼ0(相関の相手がパイロット信号)あるいはランダムな相関(相関の相手がデータ)となるため、相関 $\|S_{\text{cross}}(kT)\|$ が最大となるインデックス $k = K_{\max}$ が求めるべきフレームタイミングとなる。

[0152] 次に、本発明の第13の実施の形態について説明する。

フレーム検出回路405において検出された相互相関値ピーク値S405: $S_{\text{cross}}(K_{\max}T)$ の位相成分から、1シンボルあたりの位相回転量推定値S408: Δg を求めることができる。 Δg は、

[0153] [数8]

$$\Delta g = \frac{1}{(N_p + N_d)} \times \tan^{-1} \frac{\text{Im}[S_{\text{cross}}(K_{\max}T)]}{\text{Re}[S_{\text{cross}}(K_{\max}T)]}$$

[0154] で与えられる。検出した1シンボルあたりのキャリア位相回転量 Δg を用いて、全パイロット及び全ペイロードの受信信号(シンボル単位)に対して受信周波数補正を行う。すなわち、搬送波周波数補正後の受信バースト信号S409: $s_{\text{AFC}}(kT)$ は、補正前の受信バースト信号S407: $s(kT)$ に対して

[0155] [数9]

$$s_{\text{AFC}}(kT) = s(kT) \times \exp\{-j\Delta g(k - K_{\max})\}$$

[0156] で与えられる。

実施例 2

[0157] 図16、図19、図21および図22に示した本発明における無線送信装置および無線受信装置の実施の形態を用いた場合の実施例について図24および図25を参照して説明する。ここでは、パケット誤り率特性について計算機シミュレーションを用いて比較を行っている。本実施例2におけるパラメータ比較条件を図24に示す。変調方式はQPSK、伝搬路は1波レイリーフェージング、データ長は16byte(128シンボル長)の短パケットを仮定した。なお、パイロット信号としては4シンボル長のものを5個配置した。また、受信ダイバーシチを実施しないものと2ブランチ最大比合成受信ダイバーシチを実施したものに対し、同期を理想とした場合に対してそれぞれパケット誤り率を比較した。

[0158] 本実施例2における搬送波電力対雑音電力比に対するパケット誤り率特性を図25に示す。本発明の実施例において、搬送波周波数再生、シンボルタイミング再生、フレーム同期、伝搬路歪み補正を含めた総合的な特性劣化は、各種同期を理想とした場合の特性と比較して、パケット誤り率が 10^{-2} となる所要CNRにして約1dBの劣化に抑制できている。一方で、本発明を用いることにより、86%という高いフレーム利用効率を実現している。

[0159] 次に、本発明の第14の実施の形態について説明する。

図29は、本発明の無線受信装置における伝搬路推定回路の構成例を示す図である。

ただし、図29は、図21に示した無線受信装置における伝搬路推定回路の構成例に相当する。

この伝搬路推定回路において、搬送波周波数補正後の受信バースト信号S409は、パイロット部抽出回路801に入力され、受信バースト信号の中のパイロット部分のみが抽出される。また、パイロット信号生成回路802では、上記第10の実施の形態に示したパイロット信号と同一のパイロット信号S802が生成される。次にパイロット部伝搬路推定回路803では、受信バースト信号S409から抽出されたパイロット信号S801と、パイロット信号生成回路802で生成されたパイロット信号S802とを用いて、パイロット位置毎の伝搬路歪み情報S803を出力する。そしてデータ部伝搬路補間推定回路804では、パイロット位置毎の伝搬路歪み情報S803を用いて、データ信号部の伝搬

路歪みを補間推定し、受信バースト全体の伝搬路歪み情報S500として出力する。

- [0160] 図29に示した伝搬路推定回路500の構成例では、パイロット部伝搬路推定回路803で、各パイロット位置での伝搬路を推定している。受信バーストから抽出されたパイロット信号S801はフレーム同期を行うために符号化されているため、あらかじめ既知であるパイロット信号S802を用いて符号情報を除去することで振幅と位相の変動、すなわち伝搬路歪み情報のみを抽出することが可能となる。さらに、パイロット信号は複数シンボルから構成されているため、各パイロットシンボルから得られる伝搬路情報を平均することにより、雑音による伝搬路歪み推定誤差を低減することが可能となる。したがって、低CNR領域においても良好な伝搬路推定が可能となり、各パイロット位置において高精度に伝搬路推定情報S803を出力することができる。なお、受信パイロット信号S801の第 n パイロット第 m シンボルを $s_n(mT)$ 、生成パイロット信号S802の第 n パイロット第 m シンボルを $U_{m,n}$ とすると、第 n パイロット位置における伝搬路推定情報S803は、

- [0161] [数10]

$$h_{est}(P_n) = \frac{1}{N_p} \sum_{m=1}^{N_p} u_{m,n}^* \times s_n(mT) \quad (1 \leq n \leq N_q)$$

- [0162] で与えられる。なお、 $U_{m,n}$ は、

- [0163] [数11]

$$U = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{u}_{N_p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{1,1} & u_{1,2} & \cdots & u_{1,N_q-1} & u_{1,N_q} \\ u_{2,1} & u_{2,2} & \cdots & u_{2,N_q-1} & u_{2,N_q} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ u_{N_p,1} & u_{N_p,2} & \cdots & u_{N_p,N_q-1} & u_{N_p,N_q} \end{pmatrix}$$

- [0164] で与えられる。

- [0165] ここで、受信バースト内での伝搬路歪みは、フェージングの影響により連続的な振幅位相変動となる。したがって、次に、データ部伝搬路補間推定回路804は、周期的に挿入されている各パイロット位置における伝搬路推定情報S803を用いて、データ部分の伝搬路歪みを補間推定し、伝搬路歪み情報S804として出力する。伝搬路歪みの補間方法は任意の内挿方式が利用可能である。例えば、信号点平面上でデ

ータ部の両端のパイロットの伝搬路歪み情報から線形補間する方法、データ部近傍の複数のパイロットを用いて単純平均する方法、データ部近傍の複数のパイロットを用いてスプライン補間する方法、全てのパイロットを用いてナイキスト内挿補間する方法等が挙げられる。

実施例 3

[0166] 図30は本発明の実施例3における伝搬路線形補間推定方法の例を示す図である。

図31は本発明の実施例3における伝搬路平均補間推定方法の例を示す第1の図である。

図32は本発明の実施例3における伝搬路平均補間推定方法の例を示す第2の図である。

図33は本発明の実施例3におけるパラメータ比較条件を示す図である。

図34は本発明の実施例3における特性を示す図である。

次に、図16、図19、図21、図22、および図29に示した本発明における無線送信装置および無線受信装置の実施の形態を用いた場合の実施例について、図30、図31、図32、図33および図34を用いて説明する。ここでは、異なる伝搬路の補間方式に対するパケット誤り率特性(Packet Error Rate: PER)について計算機シミュレーションを用いて比較を行っている。

[0167] 本実施例3において比較対象とした補間方式は、まず、図30に示すように、データ部両端のパイロット位置の伝搬路歪み情報を用いて、データ部の伝搬路歪みをシンボル毎に線形補間する。これにより、スプライン補間する方法やナイキスト内挿補間する方法等と比較して、演算が単純であり回路規模を小さくでき、実装が容易であるという特徴がある。

[0168] またデータ部最近傍となる複数のパイロット位置における伝搬路歪み情報を、単純に平均してデータ部の伝搬路歪みとして補間する方法は、図31、図32で示すように、前記線形補間する方法と比較して、シンボル毎ではなく複数シンボルブロック毎に伝搬路歪み情報として与える点に特徴がある。このため、さらに演算を単純化できるため回路規模が小さくなり、実装が容易であるという特徴がある。

- [0169] 本実施例3におけるパラメータ条件は、図33に示すように、変調方式をQPSK、伝搬路を1波レイリーフェージング、データ長を16byte(128シンボル長)の短パケットと仮定した。なお、パイロット信号としては4シンボル長のものを5個配置した。また、比較のため伝搬路推定を理想とした場合についても評価し、それぞれパケット誤り率を比較した。
- [0170] また、本実施例3における搬送波電力対雑音電力比に対するパケット誤り率特性は、図34に示すように、線形補間および近傍2パイロット平均を用いた場合、伝搬路推定を理想とした場合の特性と比較して、いずれも $PER=10^{-2}$ となる所要CNRにして約1.5dB程度に抑制できている。パイロットシンボル方式における理論値からの劣化は約2dB程度であることが、「Sampei, S. and Sunaga, T., “Rayleigh fading compensation for QAM in land mobile radio communications,” Trans. IEEE Veh. Technol., Vol. 42, No.2, pp.137-47, May 1993.」の文献等により知られており、本発明の方法は十分実用に耐えるものといえる。
- [0171] また図34に示すように、3近傍パイロット平均を用いた場合、2近傍パイロット平均より所要CNR特性がさらに約1.5dB程度劣化している。これはパイロット平均区間が長くなることによる伝搬路追従精度劣化に起因している。しかしより多くのパイロット信号を補間に用いることで対雑音耐性は向上させられるため、想定されるフェージングモデルが変更されたりダイバーシチ技術を併用したりすることでより適用CNR領域が低くなった場合には効果が大きくなり、実用性の高い方法である。また、ドップラー変動が小さくみなせる環境においても実用性の高い方法である。

実施例 4

- [0172] 図35は本発明の実施例4におけるパラメータ条件を示す図である。
- 図36は本発明の実施例4における特性を示す第1の図を示す図である。
- 図37は本発明の実施例4における特性を示す第2の図を示す図である。
- 図38は本発明の実施例4における特性を示す第3の図を示す図である。
- 図39は本発明の実施例4における特性を示す第4の図を示す図である。
- 図40は本発明の実施例4における特性を示す第5の図を示す図である。
- 図41は本発明の実施例4における特性を示す第6の図を示す図である。

次に、図16、図19、図21、図22、および図29に示した本発明における無線送信装置および無線受信装置の実施の形態を用いた場合の実施例について、図35、図36、図37、図38、図39、図40および図41を用いて説明する。ここでは、フレーム誤検出率特性、搬送波周波数同期特性、および総合特性としてのパケット誤り率(Packet Error Rate: PER)特性について計算機シミュレーションを用いて比較を行っている。

- [0173] 本実施例4におけるパラメータ比較条件は、図35に示すように、変調方式はQPSK、伝搬路は白色熱雑音(AWGN)あるいは1波レイリーフェージング、データ長は16byte(128シンボル長)の短パケットを仮定した。なお、パイロット信号としては4シンボル長のものを5個配置した。また、比較のため、本発明の実施例に加え、各種同期を理想とした場合およびプリアンブルを用いる逐次復調方式のそれぞれの同期特性を併せて比較評価した。
- [0174] 本実施例における搬送波電力対雑音電力比に対するフレーム誤検出率特性を図36および図37で示しているが、アパーチャ窓幅 W_{ap} を、3、5、7および9とした場合について比較を行っている。そして、図36では伝搬路として白色熱雑音のみを考慮した場合を示している。ナローアパーチャ窓幅 $W_{ap}=3$ とした場合、フレーム誤検出率が 10^{-2} となる所要CNRは2.5dBである。後述する図40に示されるように、同期理想とした場合に $PER=10^{-2}$ となる所要CNRが3.0であるから、この場合はフレーム誤検出がパケットの伝送特性に与える影響は殆ど無いといえる。勿論、 $W_{ap}>3$ の場合でも、総合特性としてのパケット誤り率特性に多少の影響を残すものの、十分実用的なフレーム同期特性が得られる。このように、本発明を用いることにより、高精度なフレーム同期を期待できる。
- [0175] また図37では、伝搬路として一波レイリーフェージングを仮定した場合を示しているが、後述する図41に示されるように、同期理想とした場合の $PER=10^{-2}$ となる所要CNRが19dBであるのに対し、フレーム誤検出率が 10^{-2} となる所要CNRは $W_{ap}=3$ の場合に約15dB、 $W_{ap}=5\sim9$ の場合でも約17dBであり、いずれも2dB以上の十分なマージンがあることがわかる。すなわち、本発明を実施して得られるフレーム同期特性は、総合特性としてのパケット誤り率特性の劣化に対して殆ど影響を与えるこ

とはないといえる。

[0176] また本実施例における搬送波周波数同期特性を図38および図39で示している。ここでこれらの図において横軸は送受装置間の搬送波周波数オフセット、縦軸はパケット誤り率である。ただし、搬送波周波数オフセットの値は、変調速度 f_s で正規化されている。また、搬送波周波数同期特性は、異なるCNRの値に対して示されている。そして伝搬路として白色熱雑音のみを考慮した場合を図38で示しており、また、伝搬路として一波レイリーフェージングを仮定した場合を図39で示している。いずれの場合も、 $0.02 \sim 0.024f_s$ 程度の引き込み範囲を有し、引き込み範囲内では非常に平坦で良好な特性を実現できることがわかる。このように、本発明を用いて実現される搬送波周波数同期特性は、伝搬路モデルによらずバランスの取れた良好な搬送波周波数同期特性を実現できるといえる。

[0177] また本実施例における本発明の構成と逐次復調方式とのパケット誤り率特性の比較を図40および図41で示している。ただし、逐次復調方式においてはプリアンブル長 N_{pr} を16、32、64シンボルに変化させている。伝搬路として白色熱雑音のみを考慮した場合を図40で示しており、この図より、プリアンブルを用いる逐次復調方式においては、 $N_{pr} \geq 32$ で特性が飽和していることが分かる。この時、プリアンブルを用いない本発明の構成における $PER = 10^{-2}$ となる所要CNRの劣化は、わずか0.2dBである。その一方で、図35に示したとおり、フレーム利用効率は60～71%から86%と大幅に向上している。伝搬路として一波レイリーフェージングを仮定した場合を図41で示しているが、この図より、プリアンブルを用いる逐次復調方式においては、プリアンブル長を長くするにつれて徐々にパケット誤り率特性は向上している。しかし、プリアンブルを用いない本発明の構成を用いた場合には、パケット誤り率が 10^{-2} となる所要CNRにしてさらに0.5～3dB程度特性が向上していることが分かる。同時に、図35にも示したとおり、プリアンブルを用いる逐次復調方式では60～78%であったフレーム利用効率が、本発明の構成では86%に向上している。すなわち、本発明の実施により、パケット誤り率特性とフレーム利用効率の向上が同時に可能となる。

実施例 5

[0178] 図42はダイバーシチ技術を用いた場合の無線受信装置を示すブロック図である。

無線受信装置が複数のアンテナを備え、ダイバーシチ技術により信号を受信する場合には、図42に示すよう複数のアンテナそれぞれから受信した信号を合成するためのダイバーシチ合成回路503が備えられる。図42においては図21で示した無線受信装置の伝搬路補正回路501とシンボル識別回路502の間にダイバーシチ合成回路を備えた場合の例を示している。

[0179] 次に、図42を用いて無線受信装置にダイバーシチ技術を用いた場合の実験結果について説明する。

図42で示す無線受信装置を実験に用いたが、無線送信装置および無線受信装置の間を、フェージングシミュレータを介して接続した。なお無線受信装置は空間ダイバーシチ特性を検証するため、最大3ブランチの最大比合成ダイバーシチ受信が可能な構成としている。

[0180] 図43は実験における装置条件及び測定条件を示す図である。

変調方式 (Modulation method) は $\pi/4$ -QPSK、無線周波数 (Carrier frequency band) は280MHz、伝搬路 (Propagation channel) は独立無相関の1波レイリーフェージング (1-Path Rayleigh fading) とした。また、データ長 (Data packet length) は16 byteの短パケットとした。

[0181] 図44は実験結果におけるパケット誤り特性を示す図である。

この図では比較の為、計算機シミュレーションの結果も併せて示している。受信ブランチ数がいずれの場合も、実験値とシミュレーション値の差分は概ね1dB(デシベル)以内であるので、図42の構成による実現性が高いことが分かる。また、 $PER=10^{-2}$ となる所用CNR (Carrier-to Noise power ratio) は、シングル受信と比較して2ブランチ受信の場合に約7dB、3ブランチ受信の場合に約11dBのダイバーシチ利得が得られることが実験より確認できており、ダイバーシチ技術と組み合わせた場合でも、本発明の有効性と実現性が高いことが分かる。

請求の範囲

- [1] 送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成手段と、
搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、
前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化手段と、
前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換手段と、
を備えた無線送信装置において、
前記トレーニング信号生成手段で生成されるトレーニング信号を、前記多重化手段によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入することを特徴とする無線送信装置。
- [2] 前記トレーニング信号生成手段は、
フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成手段と、
前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化手段と、
前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ手段と、
を備えることを特徴とする請求項1に記載の無線送信装置。
- [3] 前記同期符号系列生成手段は、 N_p 行(N_p はバースト信号に挿入する1パイロット信号のシンボル数) $N_q - 1$ 列(N_q はバースト信号に挿入するパイロット信号の数)の同期符号系列行列を生成して出力し、
前記差動符号化手段は、初期パターンベクトルに対して前記同期符号系列行列を列方向に差動符号化することで N_p 行 N_q 列の差動符号化後行列を生成し、
前記インタリーブ手段は、前記差動符号化後行列の第 m 行第 n 列の要素が第 n 番目のパイロット信号の第 m シンボルのパイロットパターンに対応するよう並び替えて出力する
ことを特徴とする請求項2に記載の無線送信装置。
- [4] 送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成手段と、

搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、

前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化手段と、

前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換手段と、を備え、

前記トレーニング信号生成手段で生成されるトレーニング信号を、前記多重化手段によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入する無線送信装置

と無線通信接続を行う無線受信装置であって、

前記無線送信装置から送信された無線バースト信号を受信する受信手段と、

前記受信バースト信号のアナログ／デジタル変換を行うアナログ／デジタル変換手段と、

前記アナログ／デジタル変換後の受信バースト信号を用いてシンボルタイミング同期を行うシンボルタイミング同期手段と、

前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からフレーム位置の検出とパイロット信号の抽出とを行うフレーム検出手段と、

前記検出フレーム位置の情報を用いてフレーム同期を行うフレーム同期手段と、

前記フレーム検出手段で抽出されたパイロット信号情報を用いて搬送波周波数推定を行う搬送波周波数推定手段と、

前記フレーム同期確立後の受信バースト信号に対して、前記推定搬送波周波数を用いて搬送波周波数補正を行う搬送波周波数補正手段と、

前記周波数補正後の受信バースト信号に基づき、伝搬路歪みを推定し出力する伝搬路推定手段と、

前記周波数補正後の受信バースト信号に対して、前記伝搬路歪み情報を用いて伝搬路歪み補正を行う伝搬路補正手段と、

前記伝搬路補正後の受信バースト信号の情報シンボル系列を受信データビット系列に変換するシンボル識別手段と

を備えることを特徴とする無線受信装置。

[5] 前記フレーム検出手段が、

フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成手段と、
前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化手段と、前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ手段と、を備え、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、

前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出手段と、

前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成手段で生成されたパイロット信号系列を用いて相関値を算出する相関値算出手段と、
を備えることにより前記フレーム位置の検出する

ことを特徴とする請求項4に記載の無線受信装置。

[6] 前記搬送波周波数推定手段は、

前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成手段で生成されたパイロット信号系列を用いて自己相関値の和を算出する自己相関値和算出手段で出力される自己相関値和の位相を検出し、搬送波周波数を推定する

ことを特徴とする請求項4に記載の無線受信装置。

[7] 前記フレーム検出手段が、

フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成手段と、
前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化手段と、前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ手段と、を備え、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、

前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出手段と、

前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成

手段で生成されたパイロット信号系列を用いて相関値を算出する相関値算出手段と、を備え、

前記自己相関値和算出手段は、前記相関値算出手段の算出した相関値を用いて前記事故相関値の和を算出する

ことを特徴とする請求項6に記載の無線受信装置。

- [8] 前記搬送波周波数推定手段は、精推定の結果に対して複数の周波数オフセットを加減算することで複数の推定搬送波周波数を生成して出力する周波数オフセット加減算手段をさらに備え、

前記搬送波周波数補正手段では、受信バースト信号に対して、前記周波数オフセット加減算手段が生成した複数の推定搬送波周波数により搬送波周波数補正を行うことで複数の周波数補正後受信バースト信号を生成する

ことを特徴とする請求項6に記載の無線受信装置。

- [9] 前記複数の搬送波周波数補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する最尤判定選択手段をさらに備え、

前記伝搬路推定手段および前記伝搬路補正手段では、前記決定された周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、

前記伝搬路補正手段で伝搬路補正された受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行うシンボル識別手段をさらに備える

ことを特徴とする請求項8に記載の無線受信装置。

- [10] 前記伝搬路推定手段および前記伝搬路補正手段では、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、

前記複数の伝搬路補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する最尤判定選択手段をさらに備え、

前記最尤判定選択手段で選択された受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行うシンボル識別手段をさらに備える

ことを特徴とする請求項8に記載の無線受信装置。

- [11] 前記伝搬路推定手段および前記伝搬路補正手段では、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、

前記複数の伝搬路補正後の受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行うシンボル識別手段と、

前記複数のシンボル識別後の受信バーストデータ信号に対して誤り検出判定選択を行い、所望の受信バーストデータ信号を決定する誤り検出判定選択手段をさらに備える

ことを特徴とする請求項8に記載の無線受信装置。

- [12] 前記伝搬路推定手段および前記伝搬路補正手段では、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、
- 前記複数の伝搬路補正後の受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行うシンボル識別手段と、
- 前記複数のシンボル識別後の受信バーストデータ信号に対して誤り検出判定選択を行う誤り検出判定選択手段と、
- 前記誤り検出判定選択手段で誤りの検出されない受信バーストが複数存在した場合に、前記誤りの検出されない複数の受信バーストの伝搬路補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する最尤判定選択手段をさらに備える

ことを特徴とする請求項8に記載の無線受信装置。

- [13] 前記周波数オフセット加減算手段において、
- 前記搬送波周波数推定手段による前記精推定値に対して加減算する複数の周波数オフセット値は、受信バースト信号におけるパイロット信号挿入周期の逆数を整数倍したもの

であることを特徴とする請求項8に記載の無線受信装置。

- [14] シンボル間干渉を除去するための波形整形フィルタリング手段をさらに備え、
- 前記シンボルタイミング同期後の受信バースト信号に対して波形整形フィルタリングを行い、波形整形フィルタリング後の受信バースト信号を前記搬送波周波数推定手段の粗推定および前記搬送波周波数補正手段で利用する

ことを特徴とする請求項6に記載の無線受信装置。

- [15] シンボル間干渉を除去するための第一の波形整形フィルタリング手段をさらに備え

、

前記第一の波形整形フィルタリング手段によって前記シンボルタイミング同期後の受信バースト信号に対して波形整形フィルタリングを行い、

前記第一の波形整形フィルタリング手段通過後の受信バースト信号を前記搬送波周波数推定手段の粗推定に利用し、

前記搬送波周波数補正手段では前記第一の波形整形フィルタリング手段を通過しない受信バースト信号に対して搬送波周波数補正を行い、

前記搬送波周波数補正手段による搬送波周波数補正後の受信バースト信号に対してシンボル間干渉を除去するための波形整形フィルタリングを行う第二の波形整形フィルタリング手段をさらに備え、

前記第二の波形整形フィルタリング手段による波形整形フィルタリング後の受信バースト信号を前記伝搬路推定手段および伝搬路補正手段にて利用する

ことを特徴とする請求項6に記載の無線受信装置。

- [16] 前記伝搬路推定手段は時分割で複数の周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路推定処理を行う

ことを特徴とする請求項10または請求項11に記載の無線受信装置。

- [17] 前記伝搬路補正手段は時分割で複数の周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路補正処理を行う

ことを特徴とする請求項10または請求項11に記載の無線受信装置。

- [18] 前記伝搬路推定手段を複数備え、複数の周波数補正後受信バースト信号に対し並行して伝搬路推定処理を行う

ことを特徴とする請求項10または請求項11に記載の無線受信装置。

- [19] 前記伝搬路補正手段を複数備え、複数の周波数補正後受信バースト信号に対し並行して伝搬路補正処理を行う

ことを特徴とする請求項10または請求項11に記載の無線受信装置。

- [20] 前記伝搬路推定手段が、

前記周波数補正後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出手段と、

搬送波再生情報、クロック再生情報およびフレーム同期情報を含むパイロット信号を生成するトレーニング信号生成手段と、

前記受信信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成手段で生成されたパイロット信号を用いて、パイロット信号位置における伝搬路歪み推定を行うパイロット部伝搬路推定手段と、

前記パイロット信号位置の伝搬路歪み情報を用いて、データ信号部の伝搬路歪みを補間推定し、受信バースト全体の伝搬路歪み情報を出力するデータ部伝搬路補間推定手段と、

を備えることを特徴とする請求項4に記載の無線受信装置。

[21] 前記伝搬路補間推定手段が、

データ信号部の伝搬路歪み情報として、データ信号部両端のパイロット信号位置における伝搬路歪み情報を信号点平面上でシンボル位置毎に線形補間して出力する

ことを特徴とする請求項20に記載の無線受信装置。

[22] 前記伝搬路補間推定手段が、

データ信号部の伝搬路歪み情報として、データ信号部近傍の複数のパイロット信号位置における伝搬路歪み情報を信号点平面上で単純平均して出力する

ことを特徴とする請求項20に記載の無線受信装置。

[23] 送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成処理と、

搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成処理と、

前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化処理と、

前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換処理と、

を有する無線送信装置における無線送信方法であって、

前記トレーニング信号生成手段で生成されるトレーニング信号を、前記多重化手段によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入する

- ことを特徴とする無線送信方法。
- [24] 前記トレーニング信号生成処理において、
フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成処理と、
前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化処理と、
前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ処理と
、
を行うことを特徴とする請求項23に記載の無線送信方法。
- [25] 前記同期符号系列生成処理において、 N_p 行(N_p はバースト信号に挿入する1パイロット信号のシンボル数) $N_q - 1$ 列(N_q はバースト信号に挿入するパイロット信号の数)の同期符号系列行列を生成して出力し、
前記差動符号化処理において、初期パターンベクトルに対して前記同期符号系列行列を列方向に差動符号化することで N_p 行 N_q 列の差動符号化後行列を生成し、
前記インタリーブ処理において、前記差動符号化後行列の第 m 行第 n 列の要素が第 n 番目のパイロット信号の第 m シンボルのパイロットパターンに対応するよう並び替えて出力する
ことを特徴とする請求項24に記載の無線送信方法。
- [26] 送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成手段と、
搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、
前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化手段と、
前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換手段と、を備え、
前記トレーニング信号生成手段で生成されるトレーニング信号を、前記多重化手段によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入する無線送信装置
と無線通信接続を行う無線受信装置における無線受信方法であって、
前記無線送信装置から送信された無線バースト信号を受信する受信処理と、

前記受信バースト信号のアナログ／デジタル変換を行うアナログ／デジタル変換処理と、

前記アナログ／デジタル変換後の受信バースト信号を用いてシンボルタイミング同期を行うシンボルタイミング同期処理と、

前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からフレーム位置の検出とパイロット信号の抽出とを行うフレーム検出処理と、

前記検出フレーム位置の情報を用いてフレーム同期を行うフレーム同期処理と、

前記フレーム検出処理により抽出されたパイロット信号情報を用いて搬送波周波数推定を行う搬送波周波数推定処理と、

前記フレーム同期確立後の受信バースト信号に対して、前記推定搬送波周波数を用いて搬送波周波数補正を行う搬送波周波数補正処理と、

前記周波数補正後の受信バースト信号に基づき、伝搬路歪みを推定し出力する伝搬路推定処理と、

前記周波数補正後の受信バースト信号に対して、前記伝搬路歪み情報を用いて伝搬路歪み補正を行う伝搬路補正処理と、

前記伝搬路補正後の受信バースト信号の情報シンボル系列を受信データビット系列に変換するシンボル識別処理と

を行うことを特徴とする無線受信方法。

[27] 前記フレーム検出処理においては、

フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成処理と、

前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化処理と、前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ処理と、を行い、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成処理と、

前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出処理と、

前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成手段で生成されたパイロット信号系列を用いて相関値を算出する相関値算出処理と

、を行うことにより前記フレーム位置の検出すること
ことを特徴とする請求項26に記載の無線受信方法。

- [28] 前記搬送波周波数推定処理は、
前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成処理において生成されたパイロット信号系列を用いて自己相関値の和を算出する自己相関値和算出処理において出力される自己相関値和の位相を検出し、搬送波周波数を推定する

ことを特徴とする請求項26に記載の無線受信方法。

- [29] 前記フレーム検出処理においては、
フレーム同期のための同期符号系列信号を生成する同期符号系列生成処理と、
前記同期符号系列信号を差動符号化する差動符号化処理と、前記差動符号化された同期符号系列信号のインタリーブを行うインタリーブ処理と、を行い、搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成処理と、
前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出処理と、
前記受信バースト信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成処理において生成されたパイロット信号系列を用いて相関値を算出する相関値算出処理と、を有し、

前記自己相関値和算出処理において、前記相関値算出処理で算出した相関値を用いて前記事故相関値の和を算出する

ことを特徴とする請求項28に記載の無線受信方法。

- [30] 前記搬送波周波数推定処理は、精推定の結果に対して複数の周波数オフセット値を加減算することで複数の推定搬送波周波数を生成して出力する周波数オフセット加減算処理をさらに備え、

前記搬送波周波数補正処理においては、受信バースト信号に対して、前記周波数オフセット加減算処理において生成した複数の推定搬送波周波数により搬送波周波数補正を行うことで複数の周波数補正後受信バースト信号を生成する

ことを特徴とする請求項28に記載の無線受信方法。

- [31] 前記複数の搬送波周波数補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する最尤判定選択処理をさらに備え、
前記伝搬路推定処理および前記伝搬路補正処理においては、前記決定された周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、
前記伝搬路補正処理において伝搬路補正された受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行う

ことを特徴とする請求項30に記載の無線受信方法。

- [32] 前記伝搬路推定処理および前記伝搬路補正処理において、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、
前記複数の伝搬路補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する最尤判定選択処理をさらに備え、
前記最尤判定選択処理において選択された受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行う

ことを特徴とする請求項30に記載の無線受信方法。

- [33] 前記伝搬路推定処理および前記伝搬路補正処理において、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、
前記複数の伝搬路補正後の受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行い、
前記複数のシンボル識別後の受信バーストデータ信号に対して誤り検出判定選択を行い、所望の受信バーストデータ信号を決定する誤り検出判定選択処理をさらに備える

ことを特徴とする請求項30に記載の無線受信方法。

- [34] 前記伝搬路推定処理および前記伝搬路補正処理において、前記複数の周波数補正後受信バースト信号それぞれに対して伝搬路推定および伝搬路補正を実施し、
前記複数の伝搬路補正後の受信バースト信号に対してシンボル識別処理を行い、
前記複数のシンボル識別後の受信バーストデータ信号に対して誤り検出判定選択を行い、
前記誤り検出判定選択処理で誤りの検出されない受信バーストが複数存在した場

合に、前記誤りの検出されない複数の受信バーストの伝搬路補正後の信号に対して信号の最尤判定選択を行い一つの周波数補正後受信バースト信号を決定する

ことを特徴とする請求項30に記載の無線受信方法。

[35] 前記周波数オフセット加減算処理において、

前記搬送波周波数推定処理による前記精推定値に対して加減算する複数の周波数オフセット値は、受信バースト信号におけるパイロット信号挿入周期の逆数を整数倍したもの

であることを特徴とする請求項30に記載の無線受信方法。

[36] シンボル間干渉を除去するための波形整形フィルタリング処理をさらに備え、

前記シンボルタイミング同期後の受信バースト信号に対して波形整形フィルタリングを行い、波形整形フィルタリング後の受信バースト信号を前記搬送波周波数推定処理の粗推定および前記搬送波周波数補正処理で利用する

ことを特徴とする請求項28に記載の無線受信方法。

[37] シンボル間干渉を除去するための第一の波形整形フィルタリング処理をさらに備え、

前記第一の波形整形フィルタリング処理において前記シンボルタイミング同期後の受信バースト信号に対して波形整形フィルタリングを行い、

前記第一の波形整形フィルタリング処理通過後の受信バースト信号を前記搬送波周波数推定処理の粗推定に利用し、

前記搬送波周波数補正処理においては前記第一の波形整形フィルタリング処理を通過しない受信バースト信号に対して搬送波周波数補正を行い、

前記搬送波周波数補正処理による搬送波周波数補正後の受信バースト信号に対してシンボル間干渉を除去するための波形整形フィルタリングを行う第二の波形整形フィルタリング処理をさらに備え、

前記第二の波形整形フィルタリング処理による波形整形フィルタリング後の受信バースト信号を前記伝搬路推定処理および伝搬路補正処理にて利用する

ことを特徴とする請求項28に記載の無線受信方法。

[38] 前記伝搬路推定処理において時分割で複数の周波数補正後受信バースト信号に

対して伝搬路推定処理を行う

ことを特徴とする請求項32または請求項33に記載の無線受信方法。

- [39] 前記伝搬路補正処理において時分割で複数の周波数補正後受信バースト信号に対して伝搬路補正処理を行う

ことを特徴とする請求項32または請求項33に記載の無線受信方法。

- [40] 前記伝搬路推定処理を複数備え、複数の周波数補正後受信バースト信号に対し並行して伝搬路推定処理を行う

ことを特徴とする請求項32または請求項33に記載の無線受信方法。

- [41] 前記伝搬路補正処理を複数備え、複数の周波数補正後受信バースト信号に対し並行して伝搬路補正処理を行う

ことを特徴とする請求項32または請求項33に記載の無線受信方法。

- [42] 前記伝搬路推定処理において、

前記周波数補正後の受信バースト信号からパイロット信号を抽出するパイロット信号抽出処理と、

搬送波再生情報、クロック再生情報およびフレーム同期情報を含むパイロット信号を生成するトレーニング信号生成処理と、

前記受信信号から抽出されたパイロット信号と前記トレーニング信号生成処理において生成されたパイロット信号を用いて、パイロット信号位置における伝搬路歪み推定を行うパイロット部伝搬路推定処理と、

前記パイロット信号位置の伝搬路歪み情報を用いて、データ信号部の伝搬路歪みを補間推定し、受信バースト全体の伝搬路歪み情報を出力するデータ部伝搬路補間推定処理と、

を有することを特徴とする請求項26に記載の無線受信方法。

- [43] 前記伝搬路補間推定処理において、

データ信号部の伝搬路歪み情報として、データ信号部両端のパイロット信号位置における伝搬路歪み情報を信号点平面上でシンボル位置毎に線形補間して出力する

ことを特徴とする請求項42に記載の無線受信方法。

- [44] 前記伝搬路補間推定処理において、
データ信号部の伝搬路歪み情報として、データ信号部近傍の複数のパイロット信号位置における伝搬路歪み情報を信号点平面上で単純平均して出力することを特徴とする請求項42に記載の無線受信方法。
- [45] 無線送信装置と無線受信装置とを有する無線通信システムであって、
前記無線送信装置は、
送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成手段と、
搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成手段と、
前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化手段と、
前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換手段と、を備え、
前記トレーニング信号生成手段で生成されるトレーニング信号を、前記多重化手段によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入し、
前記無線受信装置は、
前記無線送信装置から送信された無線バースト信号を受信する受信手段と、
前記受信バースト信号のアナログ／デジタル変換を行うアナログ／デジタル変換手段と、
前記アナログ／デジタル変換後の受信バースト信号を用いてシンボルタイミング同期を行うシンボルタイミング同期手段と、
前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からフレーム位置の検出とパイロット信号の抽出とを行うフレーム検出手段と、
前記検出フレーム位置の情報を用いてフレーム同期を行うフレーム同期手段と、
前記フレーム検出手段で抽出されたパイロット信号情報を用いて搬送波周波数推定を行う搬送波周波数推定手段と、
前記フレーム同期確立後の受信バースト信号に対して、前記推定搬送波周波数を用いて搬送波周波数補正を行う搬送波周波数補正手段と、

前記周波数補正後の受信バースト信号に基づき、伝搬路歪みを推定し出力する伝搬路推定手段と、

前記周波数補正後の受信バースト信号に対して、前記伝搬路歪み情報を用いて伝搬路歪み補正を行う伝搬路補正手段と、

前記伝搬路補正後の受信バースト信号の情報シンボル系列を受信データビット系列に変換するシンボル識別手段と、を備える

ことを特徴とする無線通信システム。

[46] 無線送信装置と無線受信装置とを有する無線通信システムの無線通信方法であって、

前記無線送信装置は、

送信データビット系列を情報シンボル系列に変換するシンボル生成処理と、

搬送波再生情報、クロック再生情報、フレーム同期情報からなるトレーニング信号を生成するトレーニング信号生成処理と、

前記トレーニング信号と前記情報シンボル系列を多重化し送信バースト信号を生成する多重化処理と、

前記送信バースト信号をデジタル／アナログ変換するデジタル／アナログ変換処理と、を有し、

前記トレーニング信号生成処理で生成されるトレーニング信号を、前記多重化処理によって、一定シンボル間隔で送信バースト内にパイロット信号として挿入し、

前記無線受信装置は、

前記無線送信装置から送信された無線バースト信号を受信する受信処理と、

前記受信バースト信号のアナログ／デジタル変換を行うアナログ／デジタル変換処理と、

前記アナログ／デジタル変換後の受信バースト信号を用いてシンボルタイミング同期を行うシンボルタイミング同期処理と、

前記シンボルタイミング確立後の受信バースト信号からフレーム位置の検出とパイロット信号の抽出とを行うフレーム検出処理と、

前記検出フレーム位置の情報を用いてフレーム同期を行うフレーム同期処理と、

前記フレーム検出処理で抽出されたパイロット信号情報を用いて搬送波周波数推定を行う搬送波周波数推定処理と、

前記フレーム同期確立後の受信バースト信号に対して、前記推定搬送波周波数を用いて搬送波周波数補正を行う搬送波周波数補正処理と、

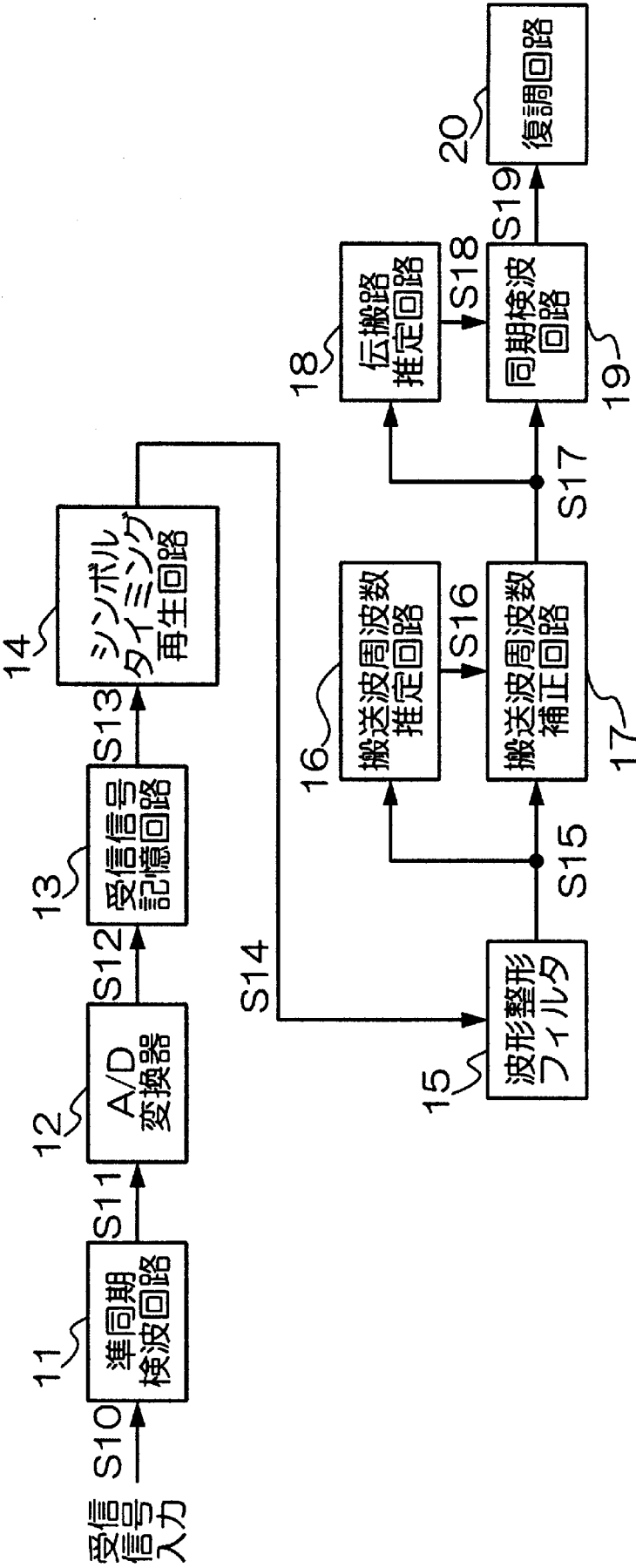
前記周波数補正後の受信バースト信号に基づき、伝搬路歪みを推定し出力する伝搬路推定処理と、

前記周波数補正後の受信バースト信号に対して、前記伝搬路歪み情報を用いて伝搬路歪み補正を行う伝搬路補正処理と、

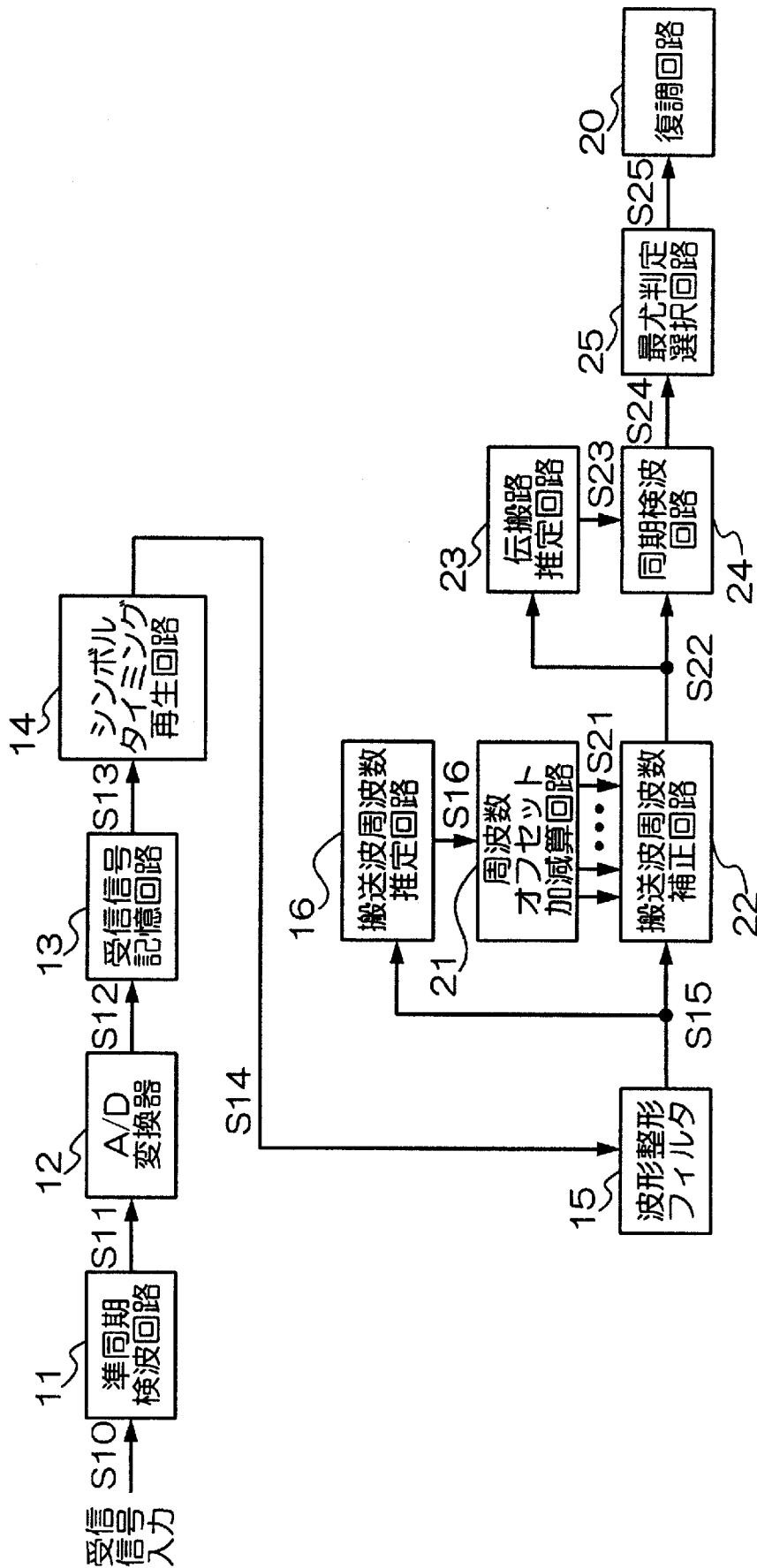
前記伝搬路補正後の受信バースト信号の情報シンボル系列を受信データビット系列に変換するシンボル識別処理と、を有する

ことを特徴とする無線通信方法。

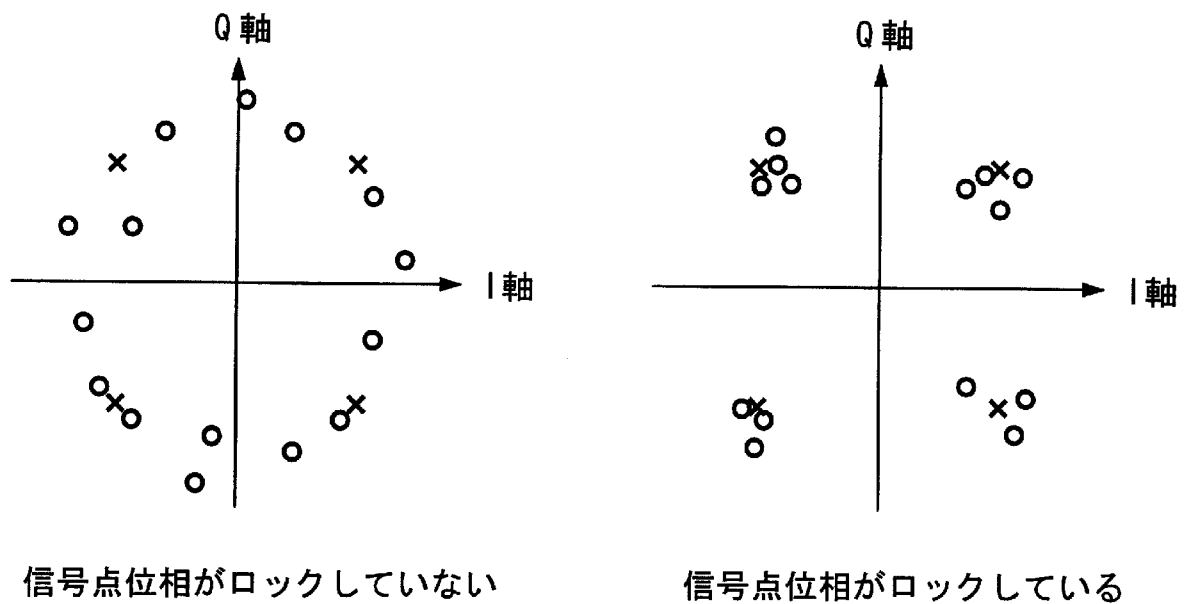
[図1]



[図2]



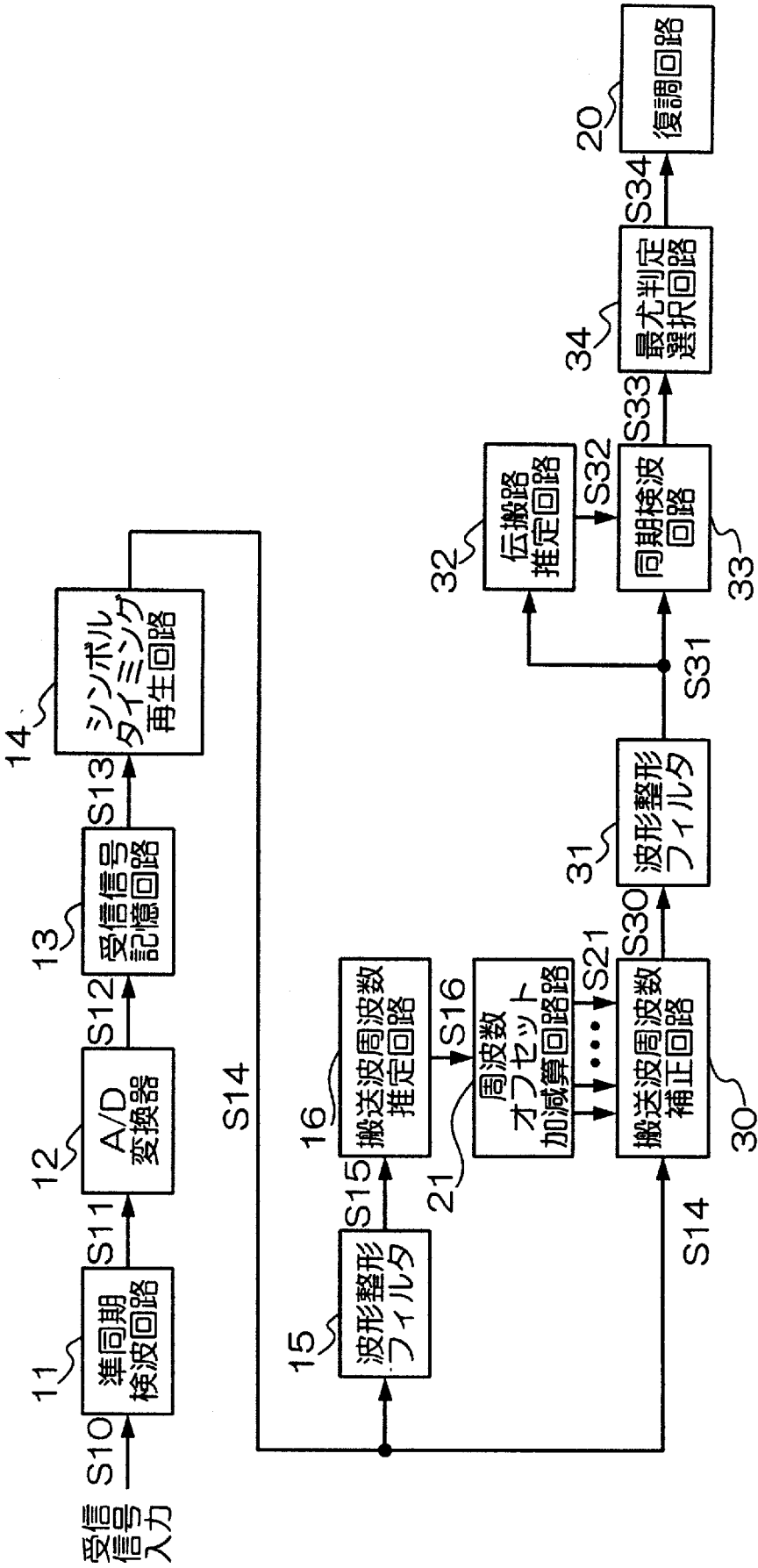
[図3]



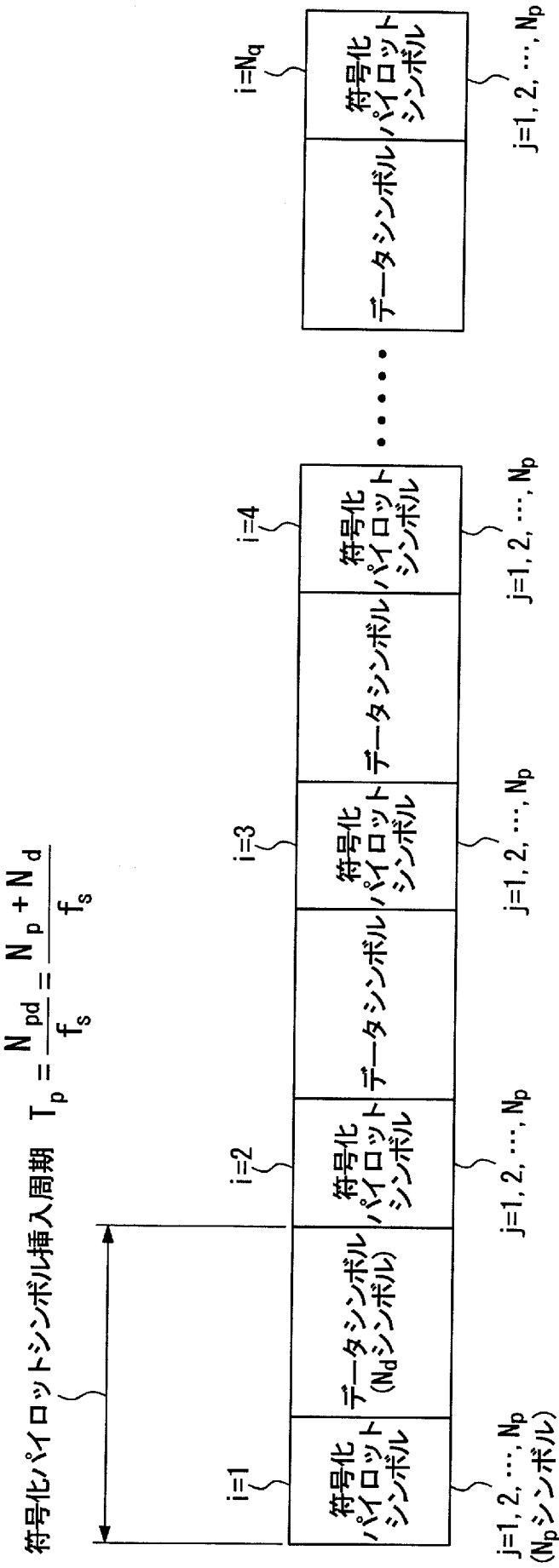
× QPSKの理想的な信号点位置

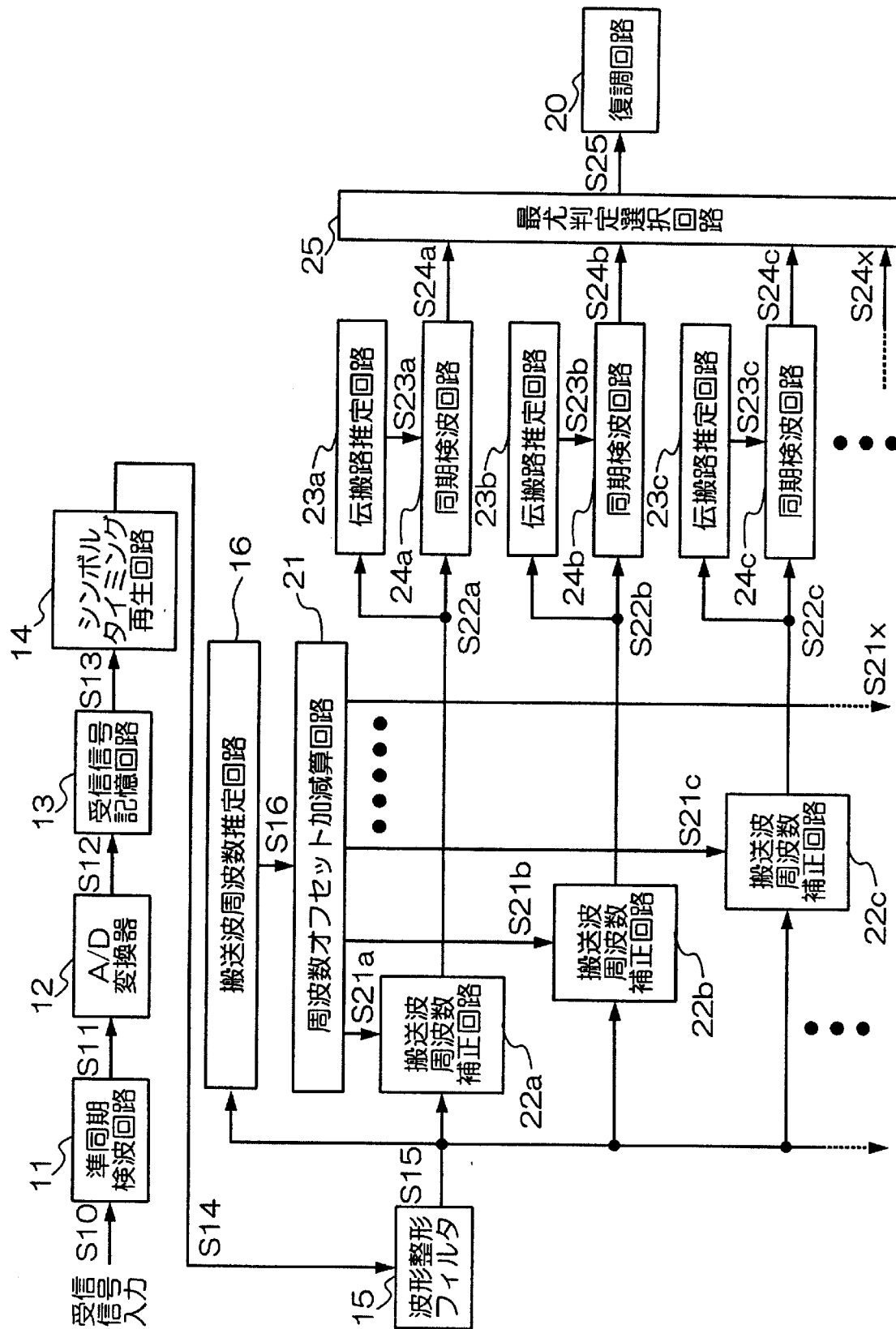
○ 直交同期検波後のペイロード部の信号点

[図4]

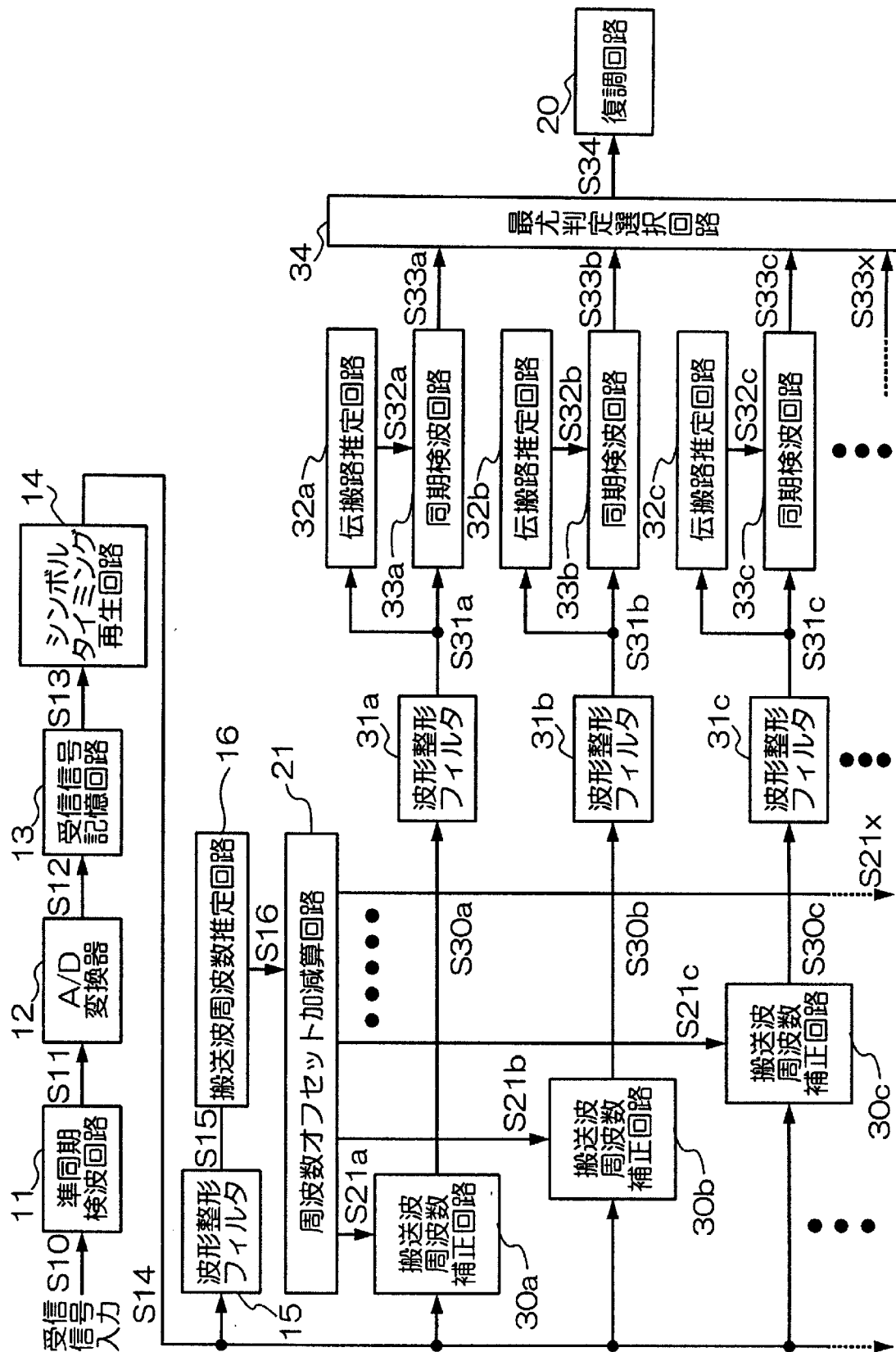


[図5]

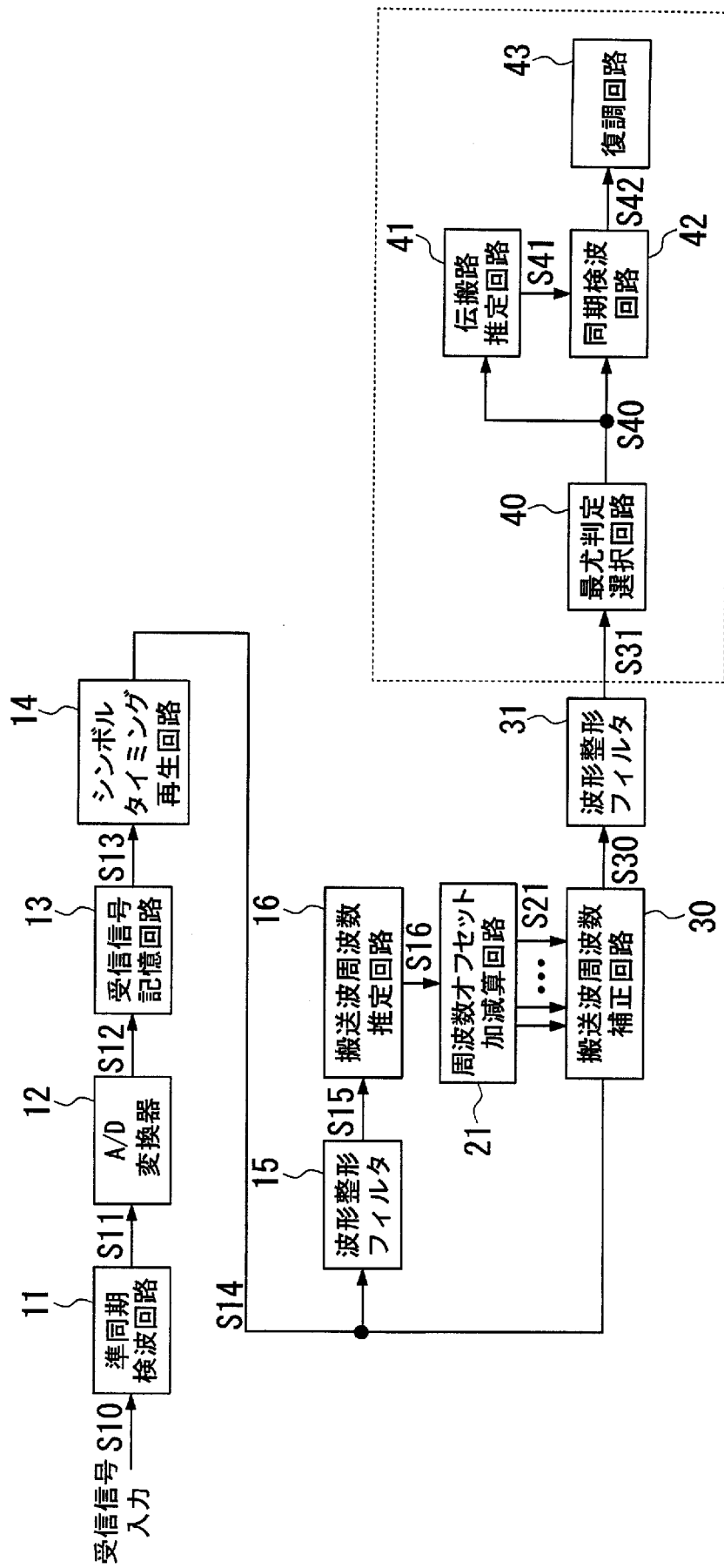




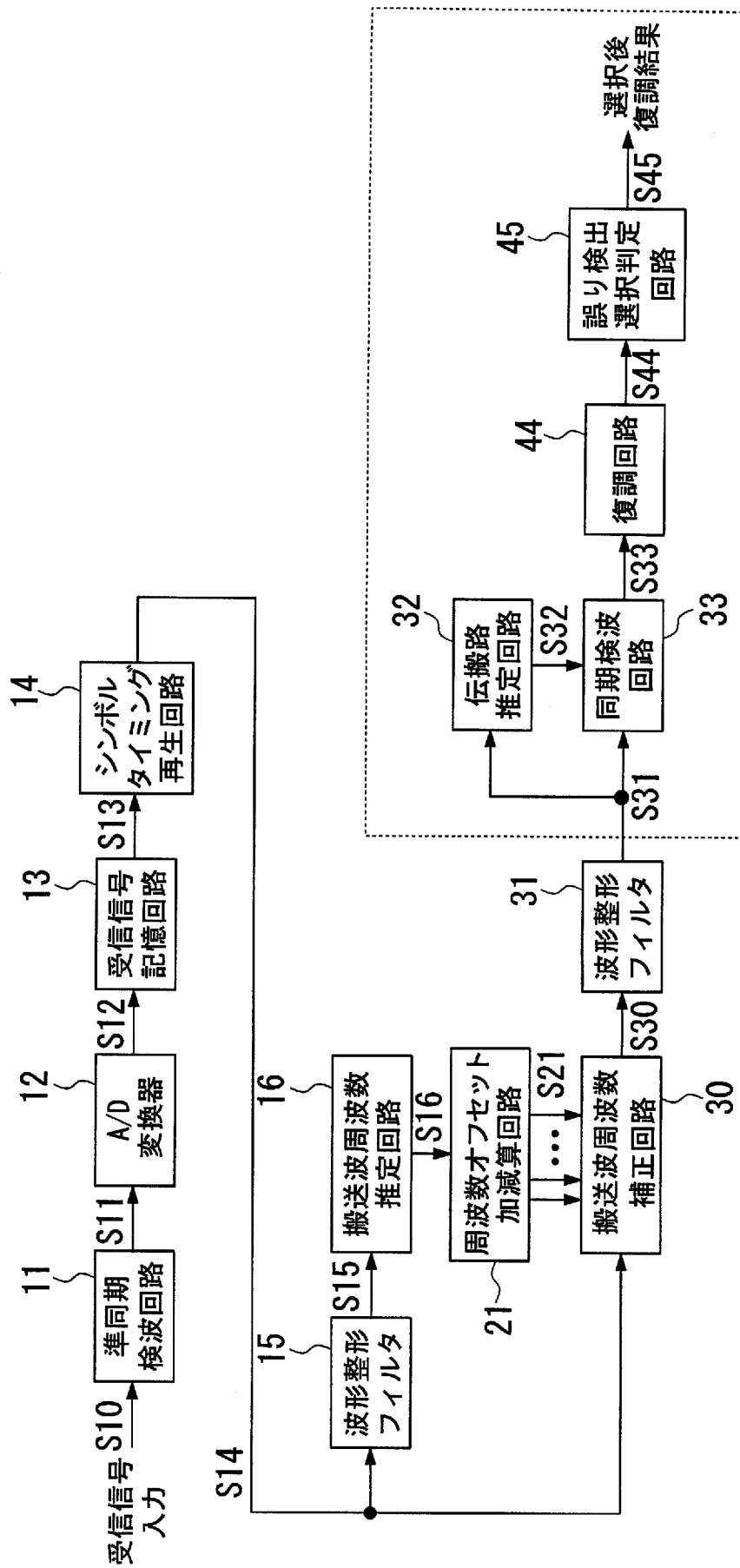
[図7]



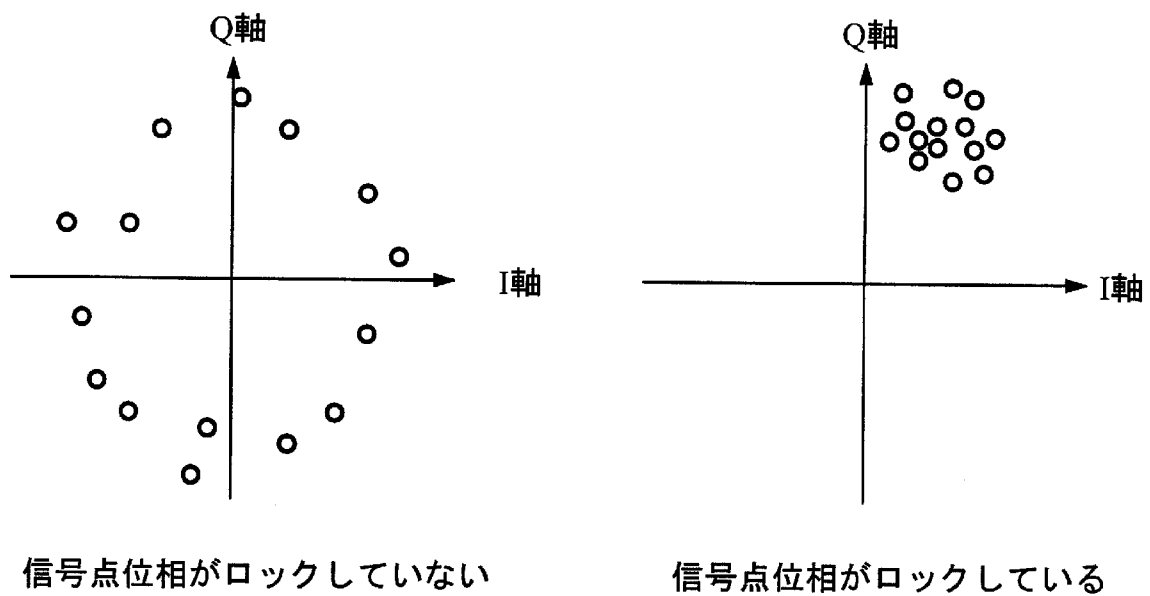
[図8]



[図9]

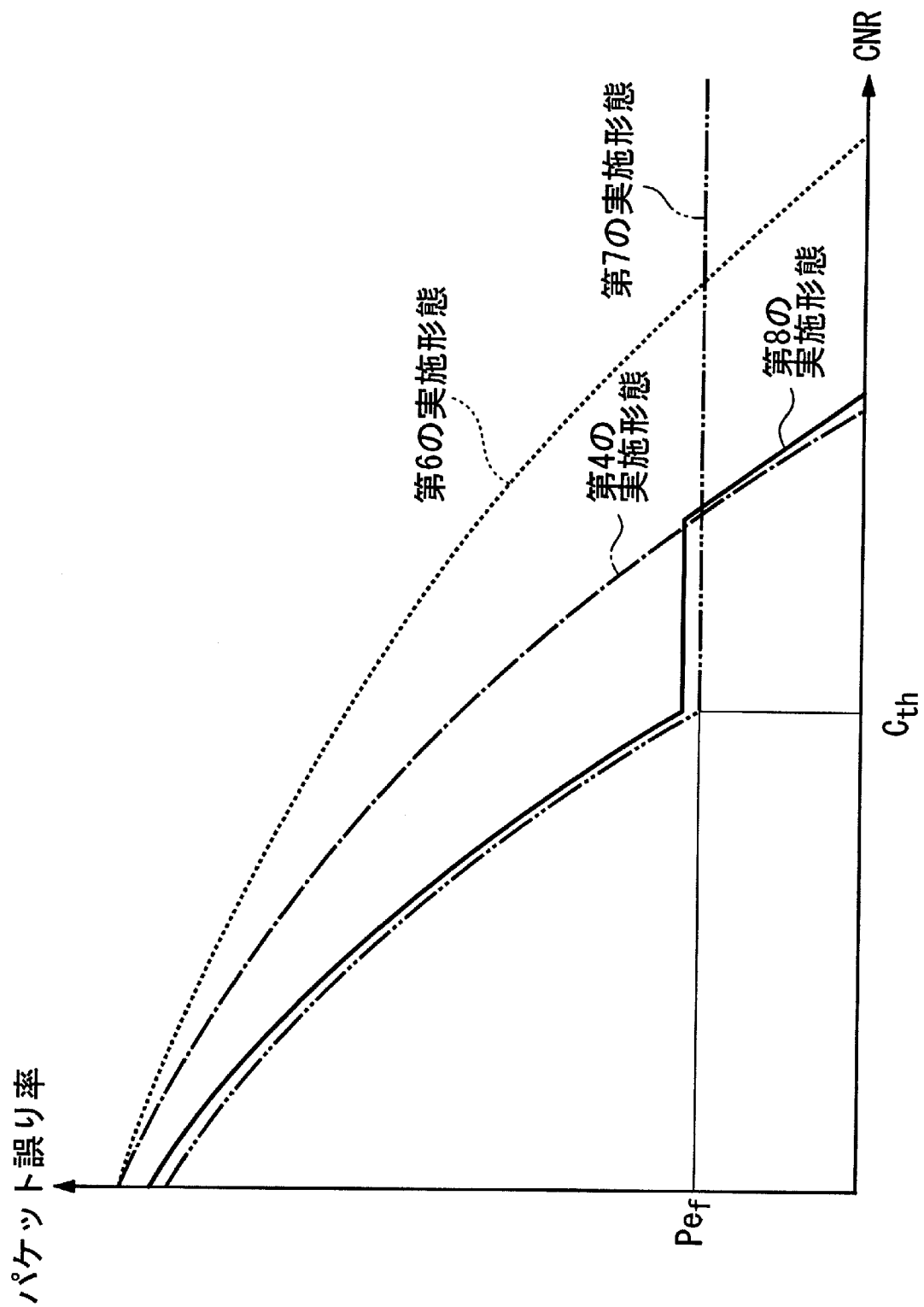


[図11]



- 搬送波周波数補正後の受信バーストの4 通倍後の信号点
(原信号はQPSK)

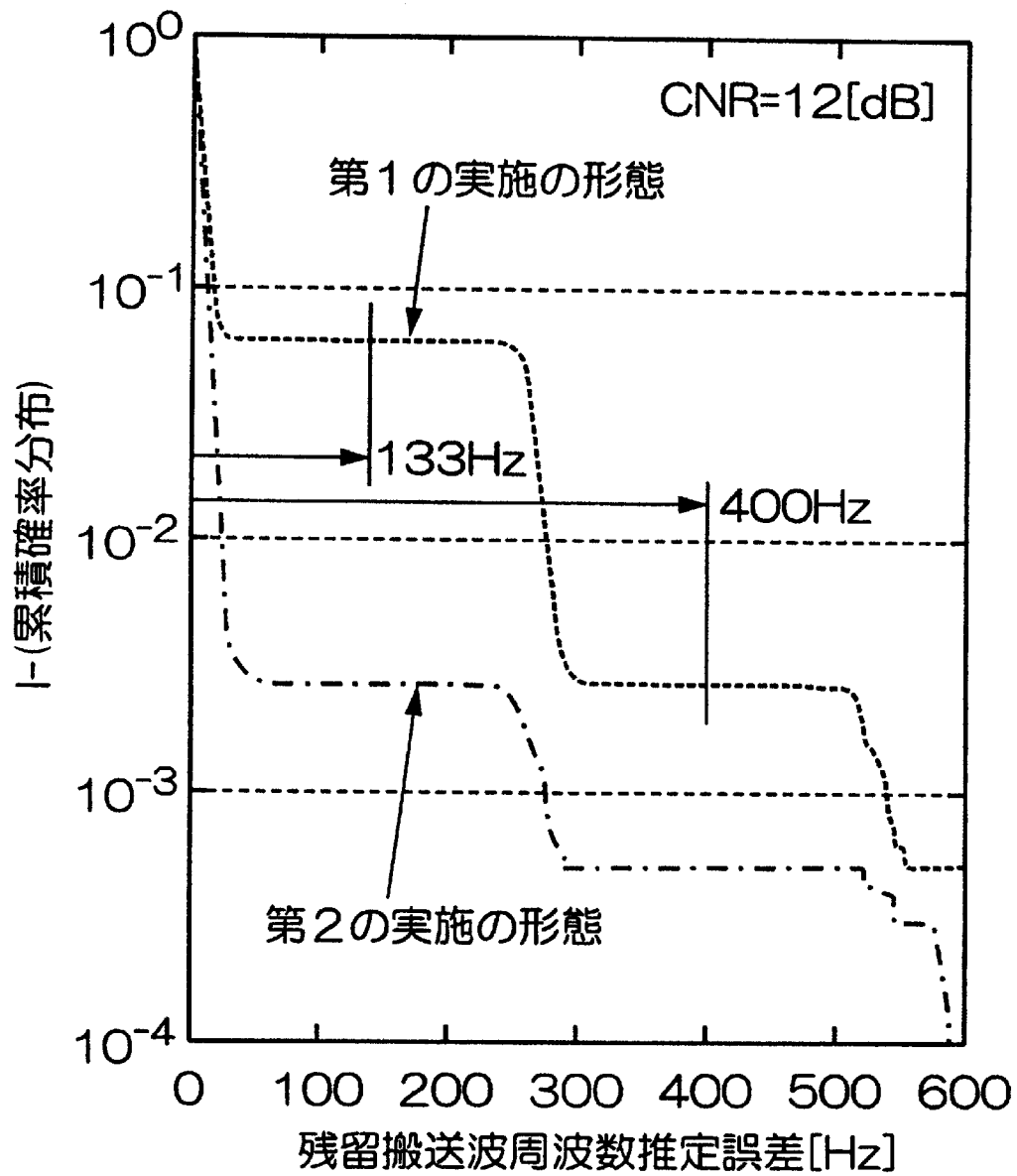
[図12]



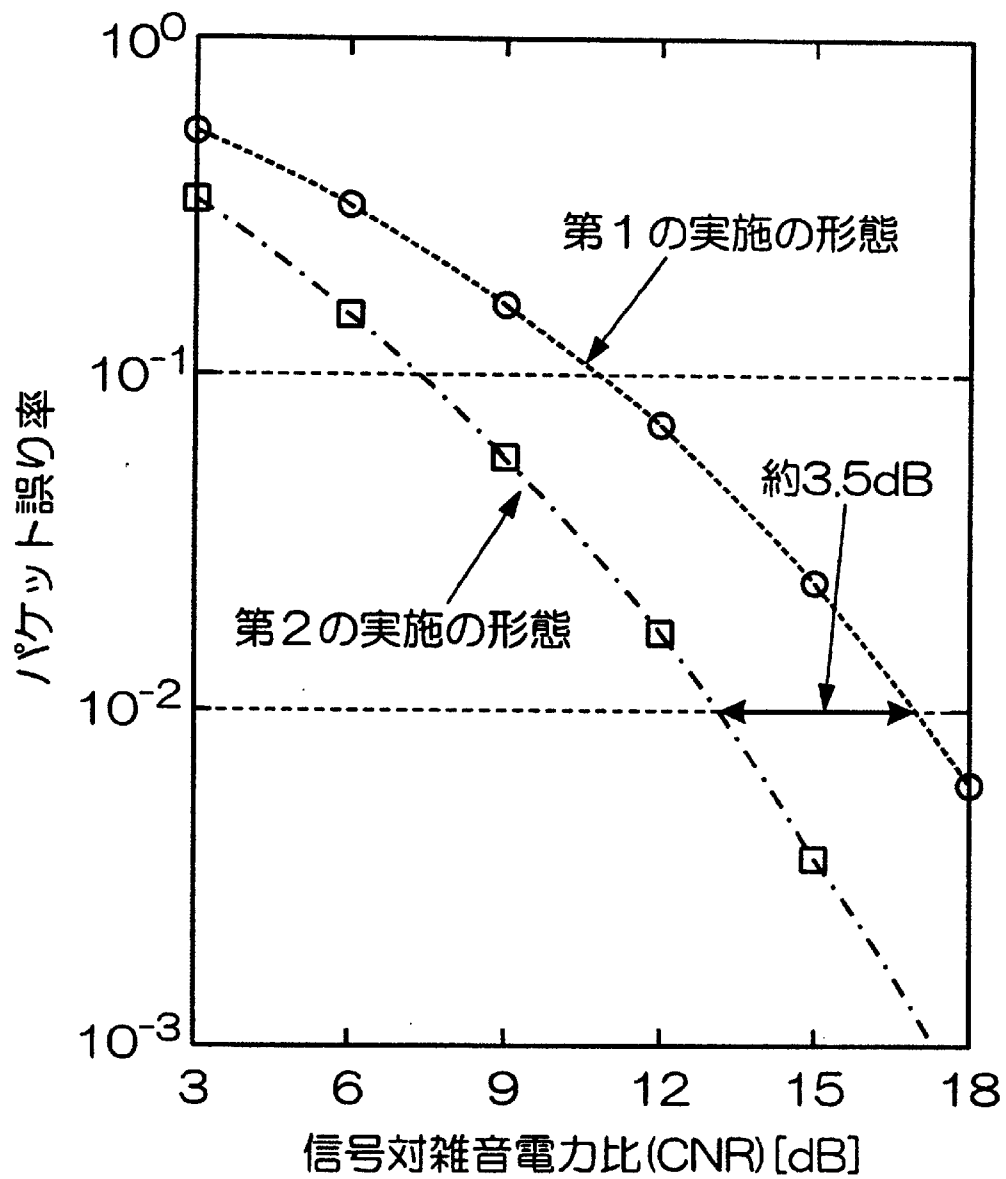
[図13]

	第1の実施の形態(図1)	第2の実施の形態(図2)
変調速度	9600 symbol/秒	
波形整形フィルタ	ルートロールオフフィルタ(ロールオフ率=0.6)	
変調方式	QPSK	
誤り訂正方式	畳み込み符号、ビタビ復号(K=7, R=1/2)	
伝搬路	レイリーフェーディング(遅延波なし)	
ドップラー周波数	10Hz	
定常周波数オフセット	1kHz	
受信ダイバーシチ方式	2ブランチ最大合成受信ダイバーシチ	
データ長	16 byte(128シンボル)	
パイロット長×パイロット数	4 symbol×5	
バースト長	148 symbol	
搬送波周波数推定数	1	3

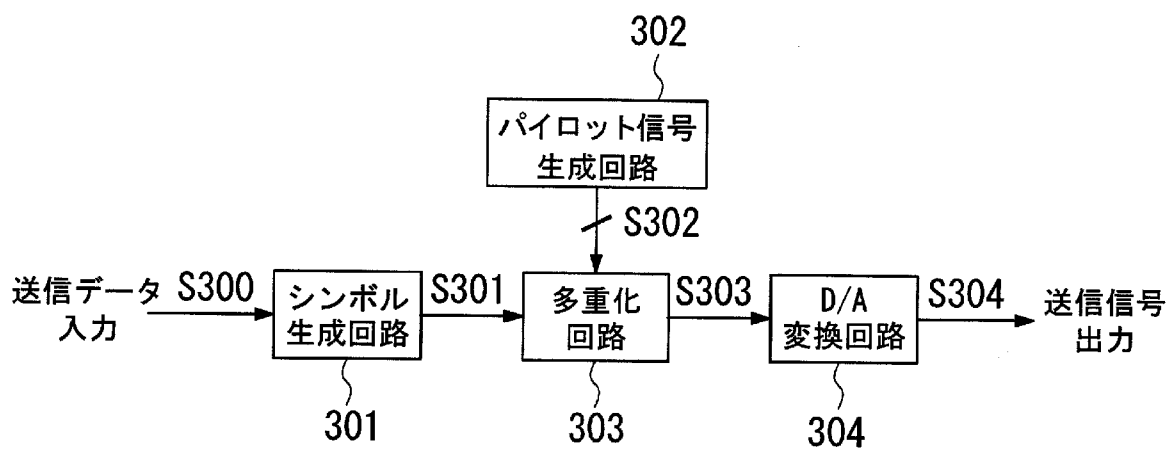
[図14]



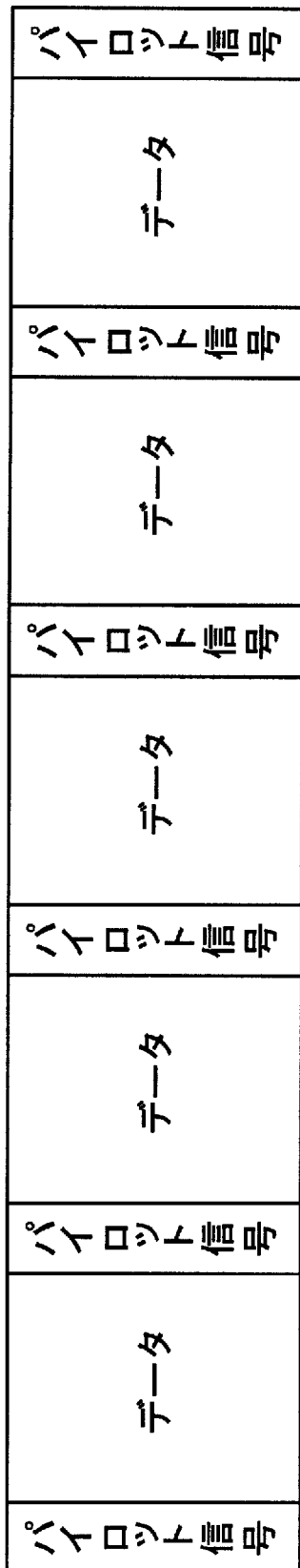
[図15]



[図16]



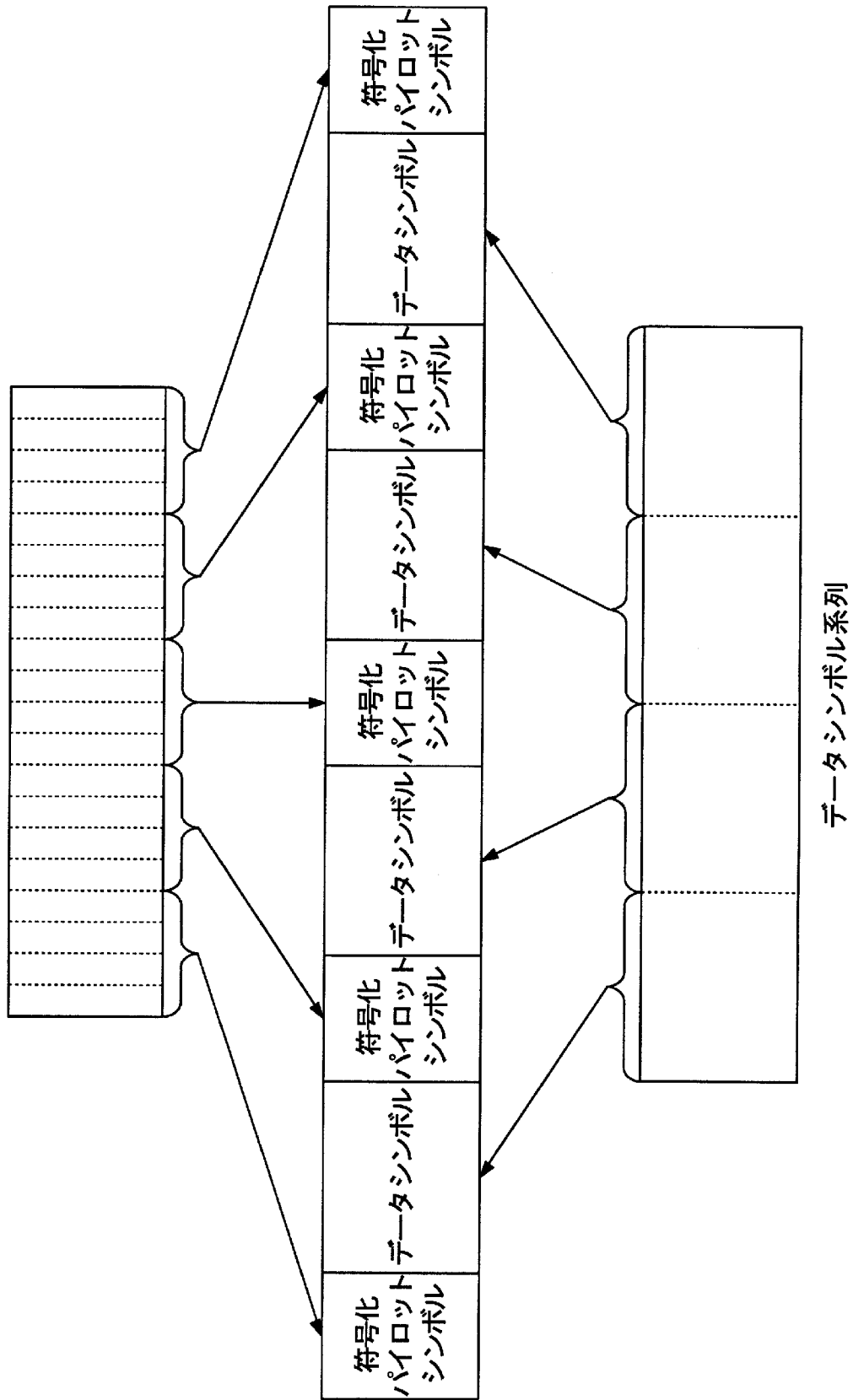
[図17]



搬送波再生、シンボルタイミング再生、フレーム同期、
伝搬路歪み補正のための共通トレーニング信号

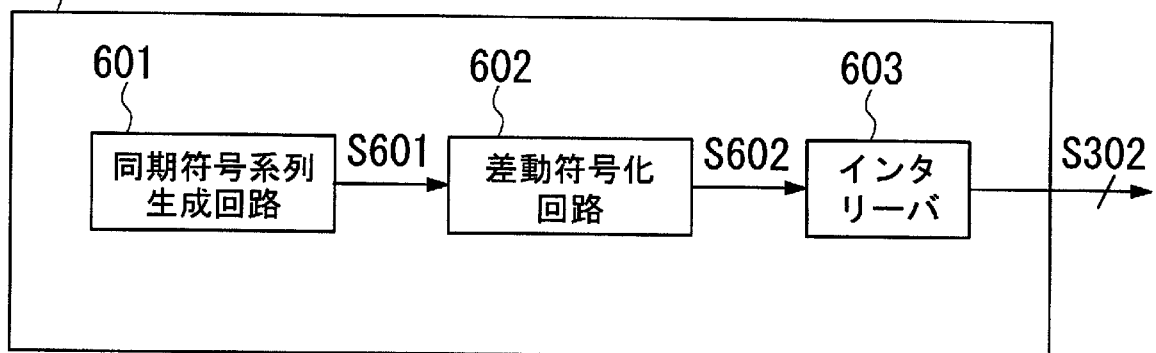
[図18]

搬送波周波数再生、フレーム同期、伝搬路歪補償等の複数のバースト同期機能に対応した
共通符号化トレーニングシンボル系列

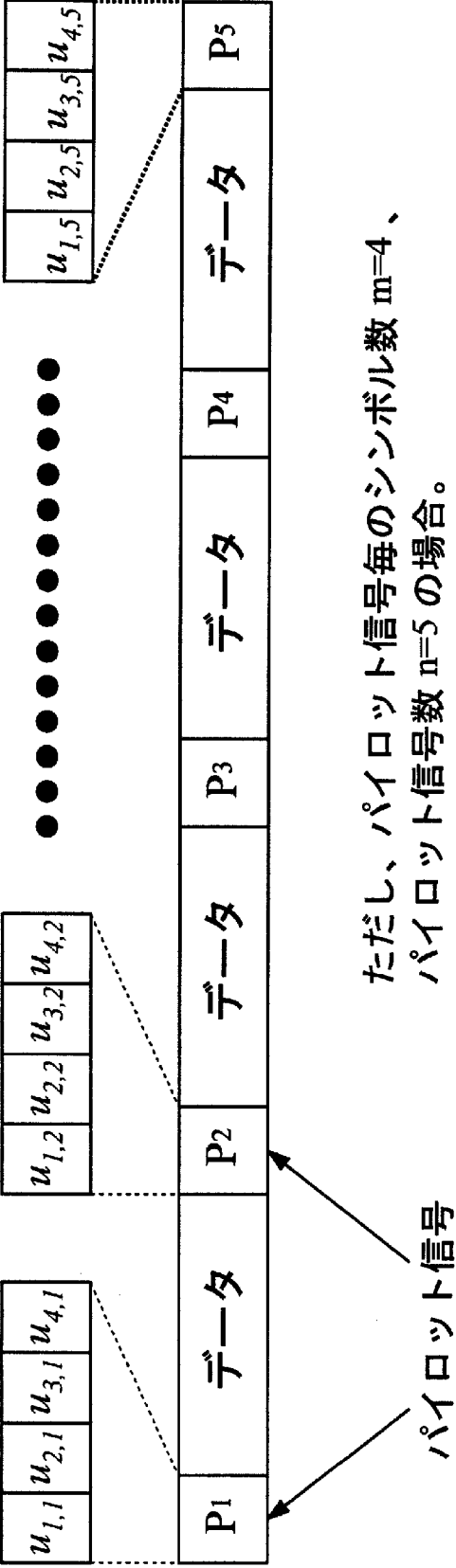


[図19]

302; パイロット信号生成回路

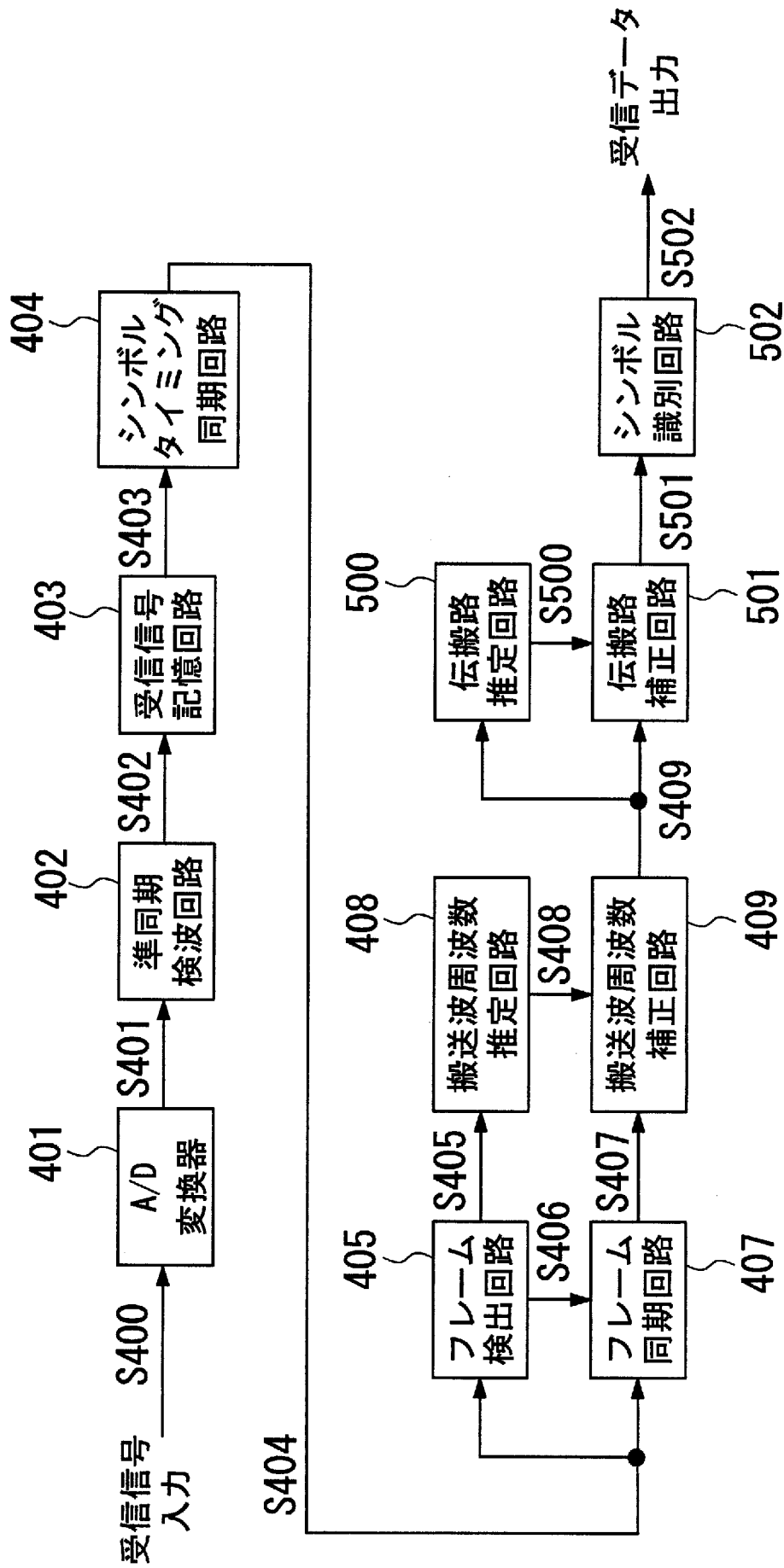


[図20]

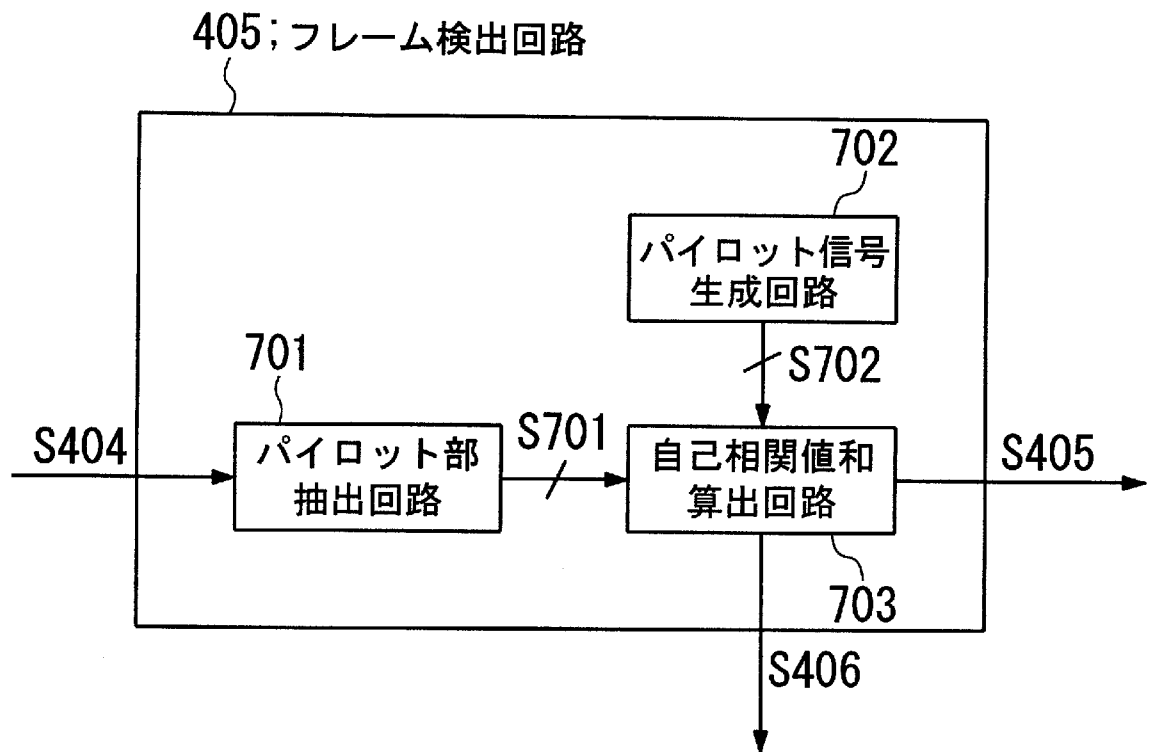


パイロットパターン行列 $\mathbf{U} = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{u}_{Np} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{1,1} & u_{1,2} & \cdots & u_{1,Nq-1} & u_{1,Nq} \\ u_{2,1} & u_{2,2} & \cdots & u_{2,Nq-1} & u_{2,Nq} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ u_{Np,1} & u_{Np,2} & \cdots & u_{Np,Nq-1} & u_{Np,Nq} \end{pmatrix}$

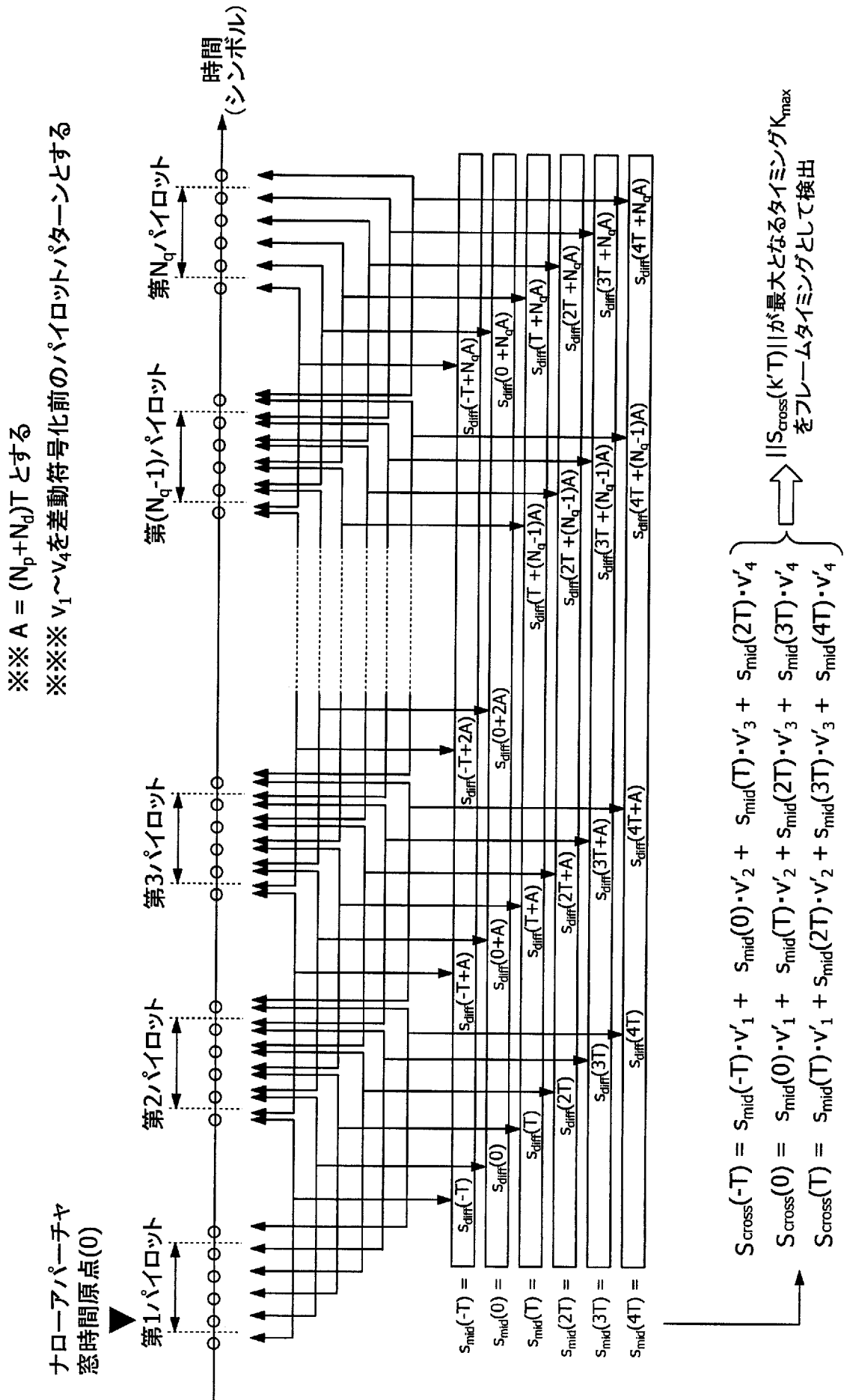
[図21]



[図22]



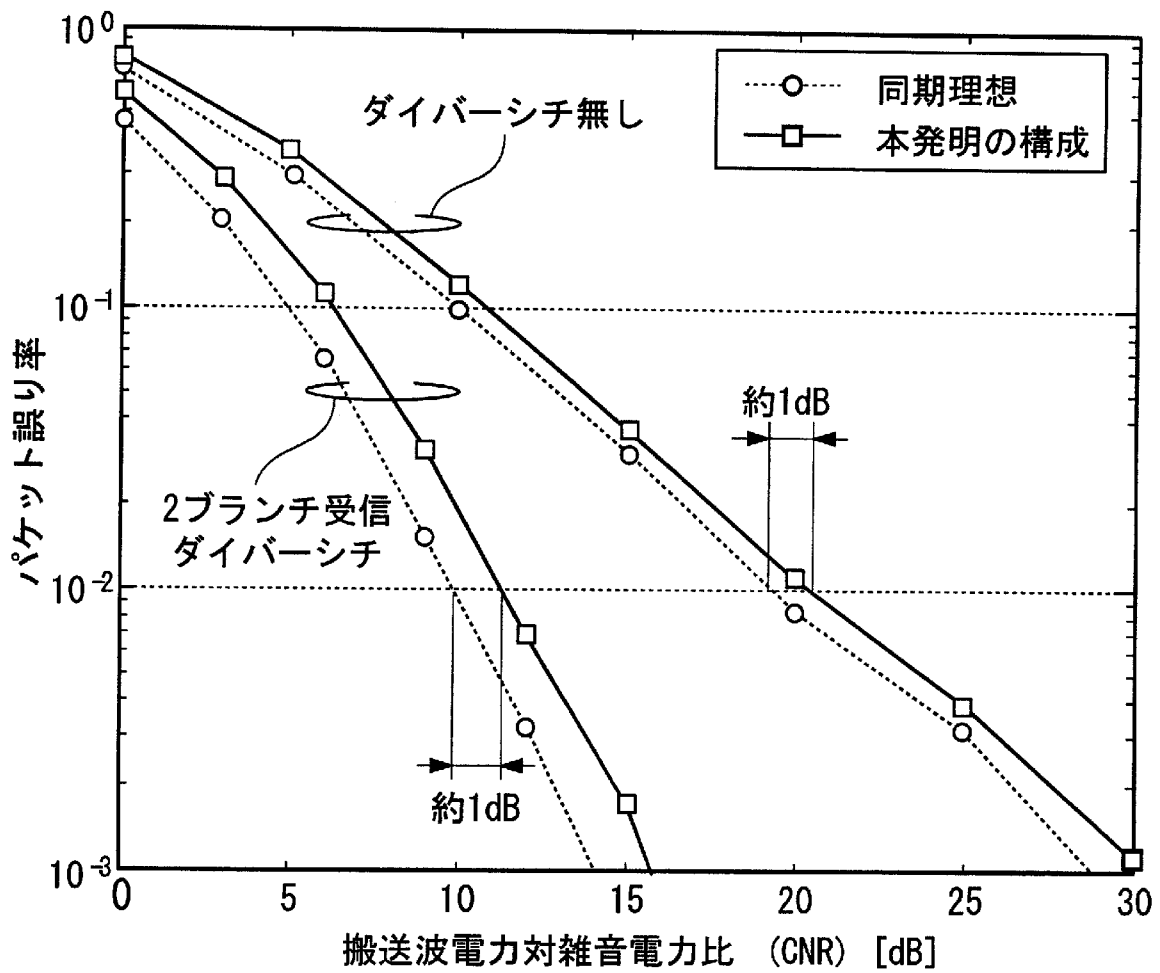
[図23]



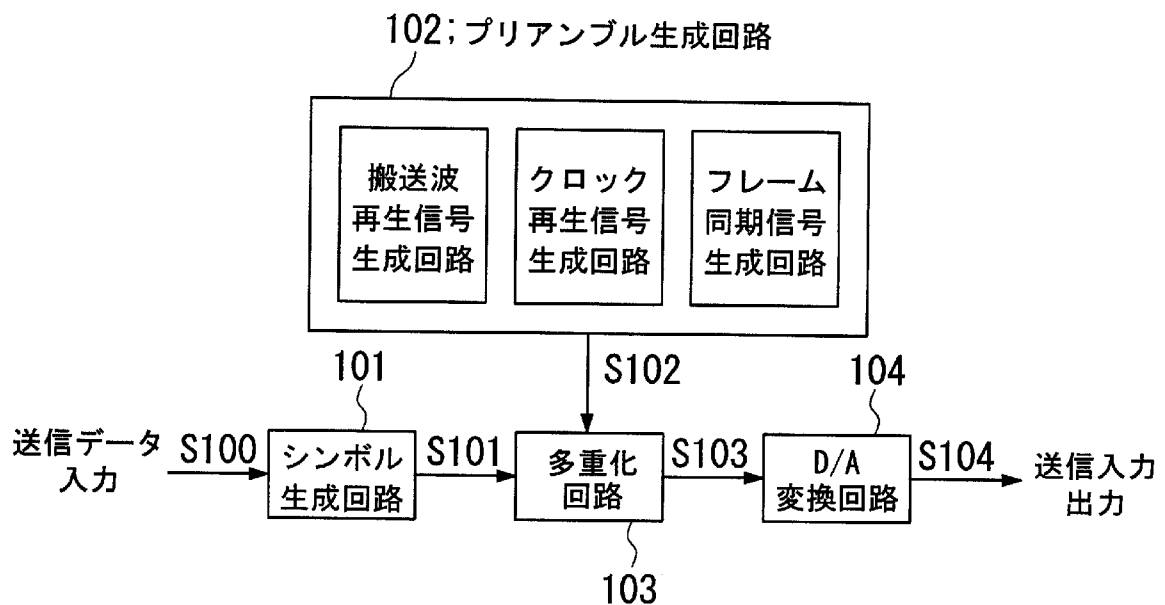
[図24]

変調速度	9600 symbol/s
ロールオフ率	0.5
変調方式	QPSK
誤り訂正方式	畳み込み符号、ビタビ復号 (K=7, R=1/2)
伝搬路	1波レイリーフェージング
ドップラー周波数	10 Hz
受信ダイバーシチ方式	ダイバーシチ無し/ 2ブランチ最大比合成受信ダイバーシチ
フレーム同期用符号系列	Walsh-Hadamard系列
データ長	16 byte (128 symbol)
パイロット長×パイロット数	4 symbol × 5
バースト長	148 symbol

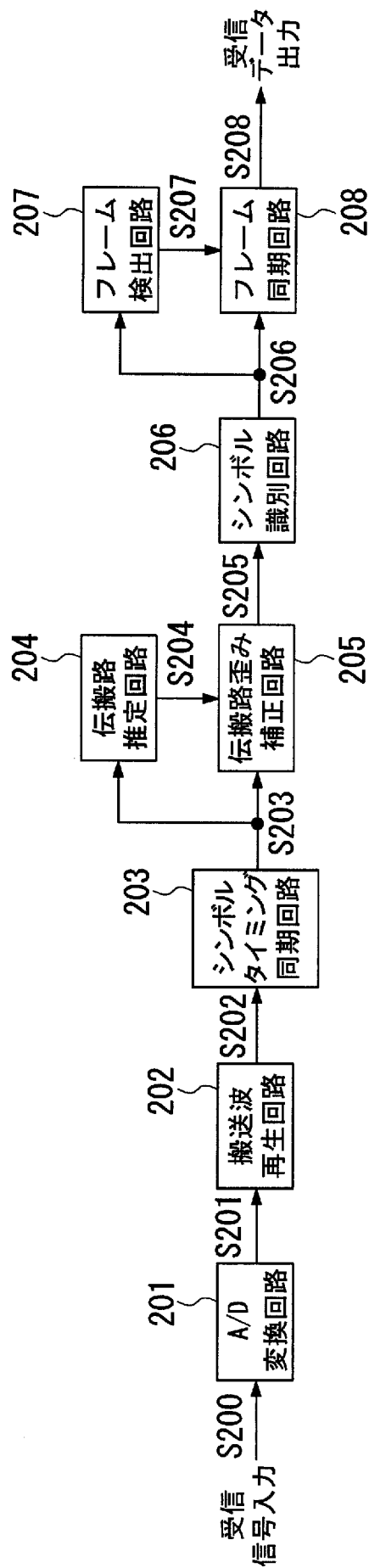
[図25]



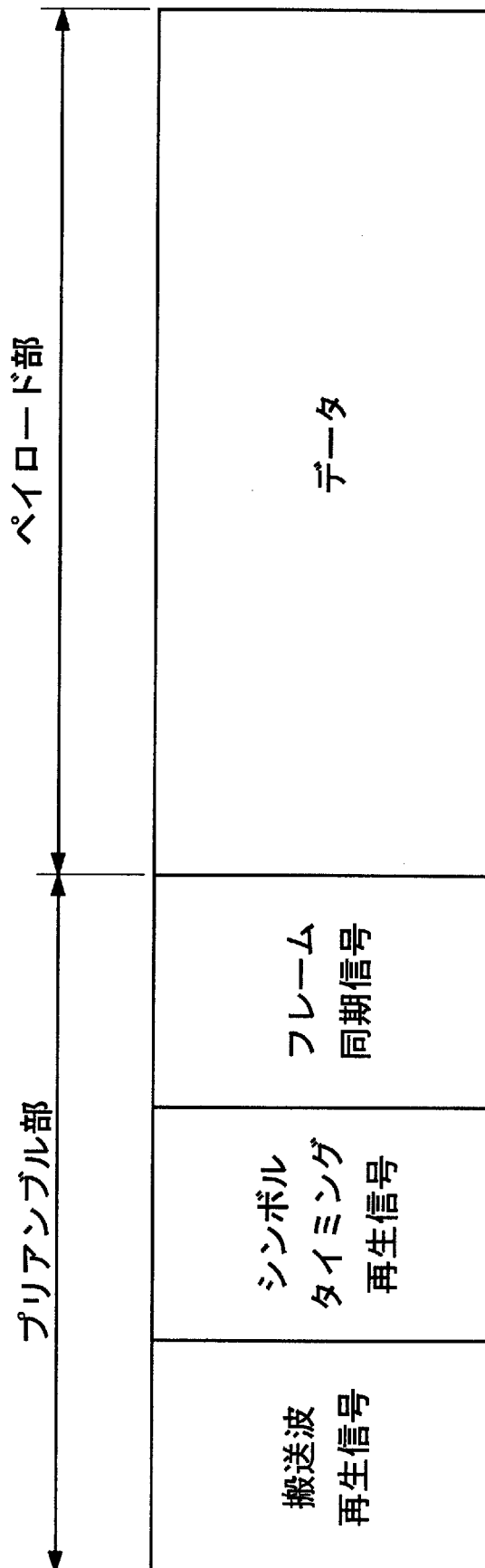
[図26]



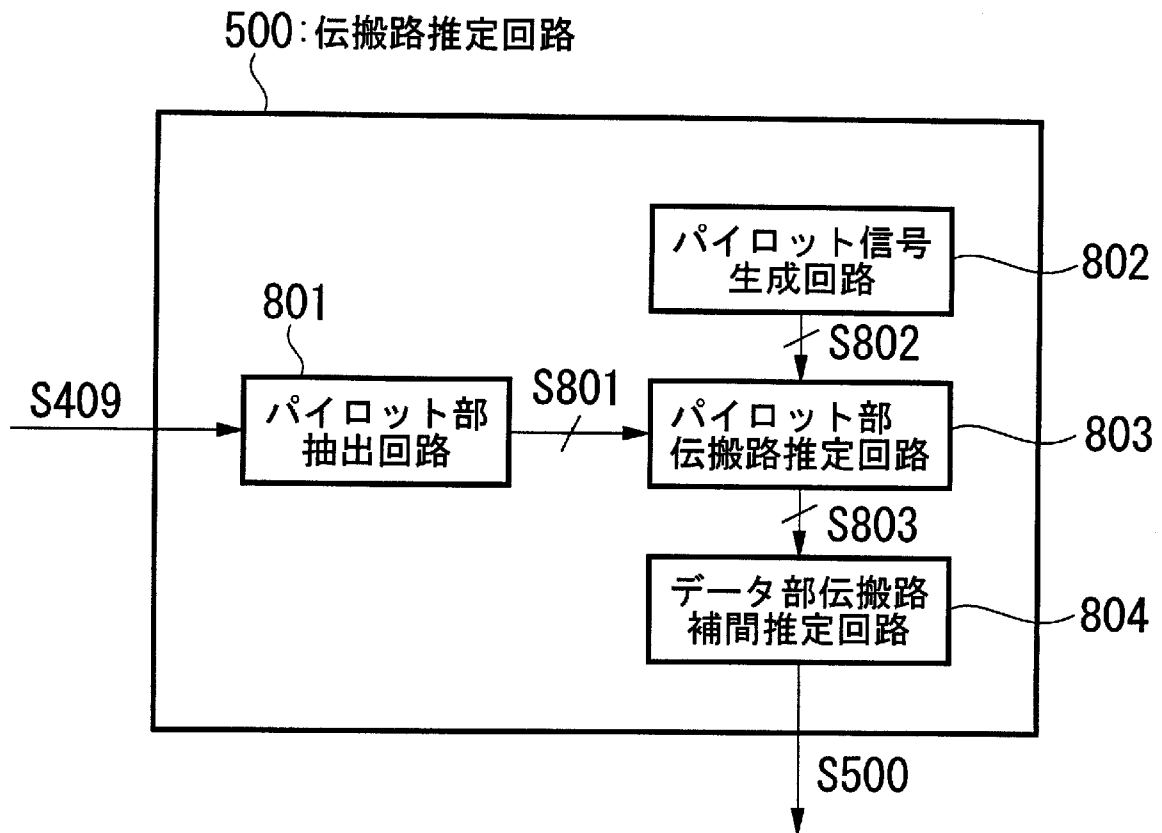
[図27]



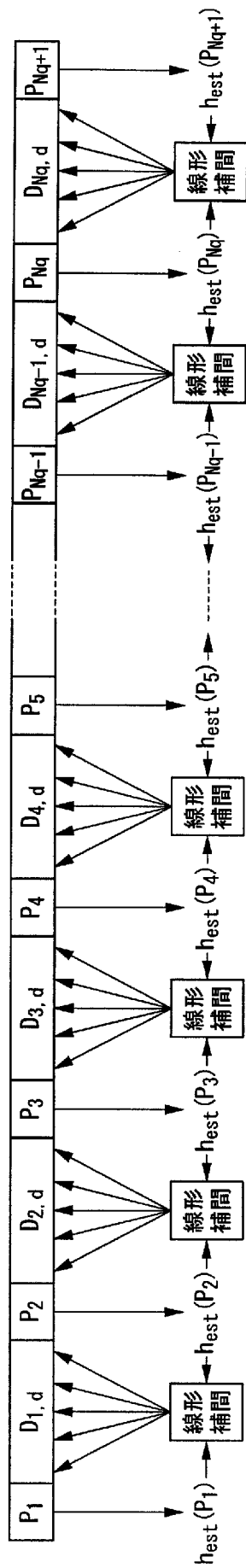
[図28]



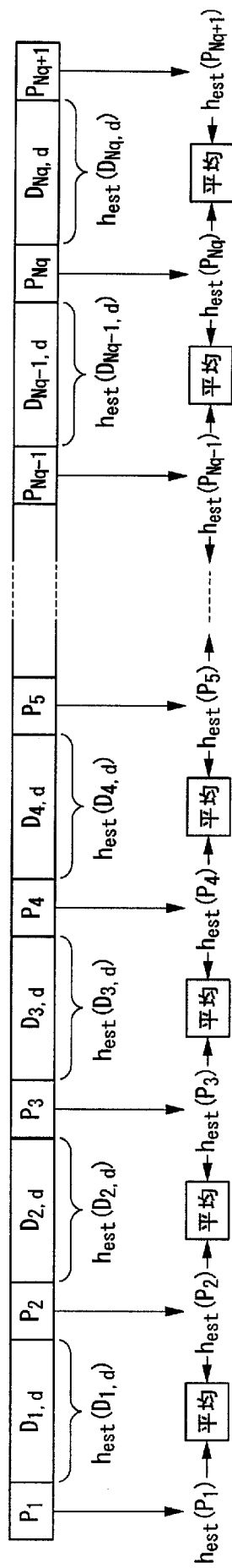
[図29]



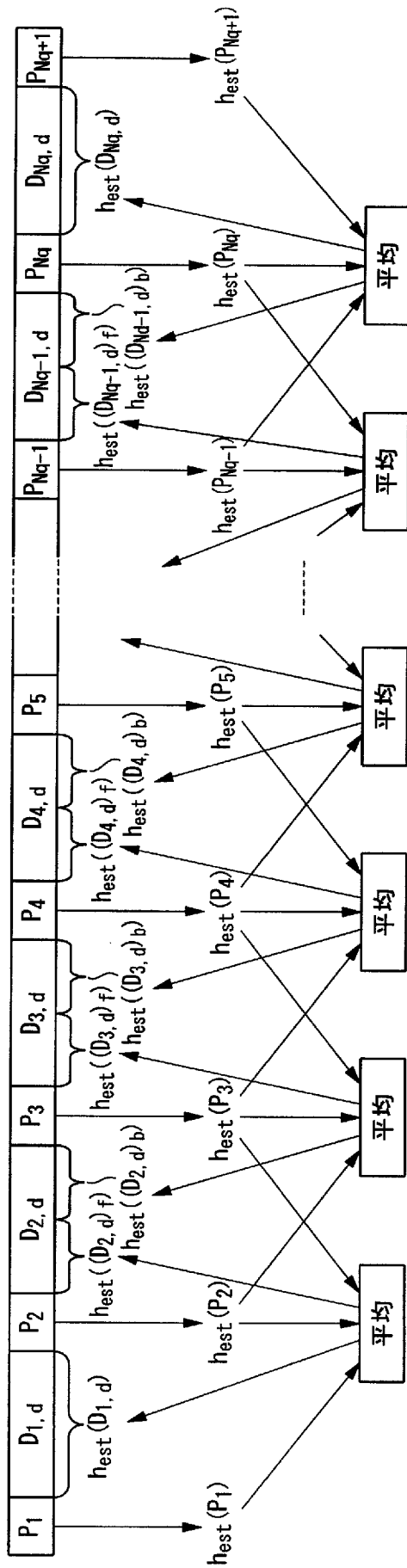
[図30]



[図31]



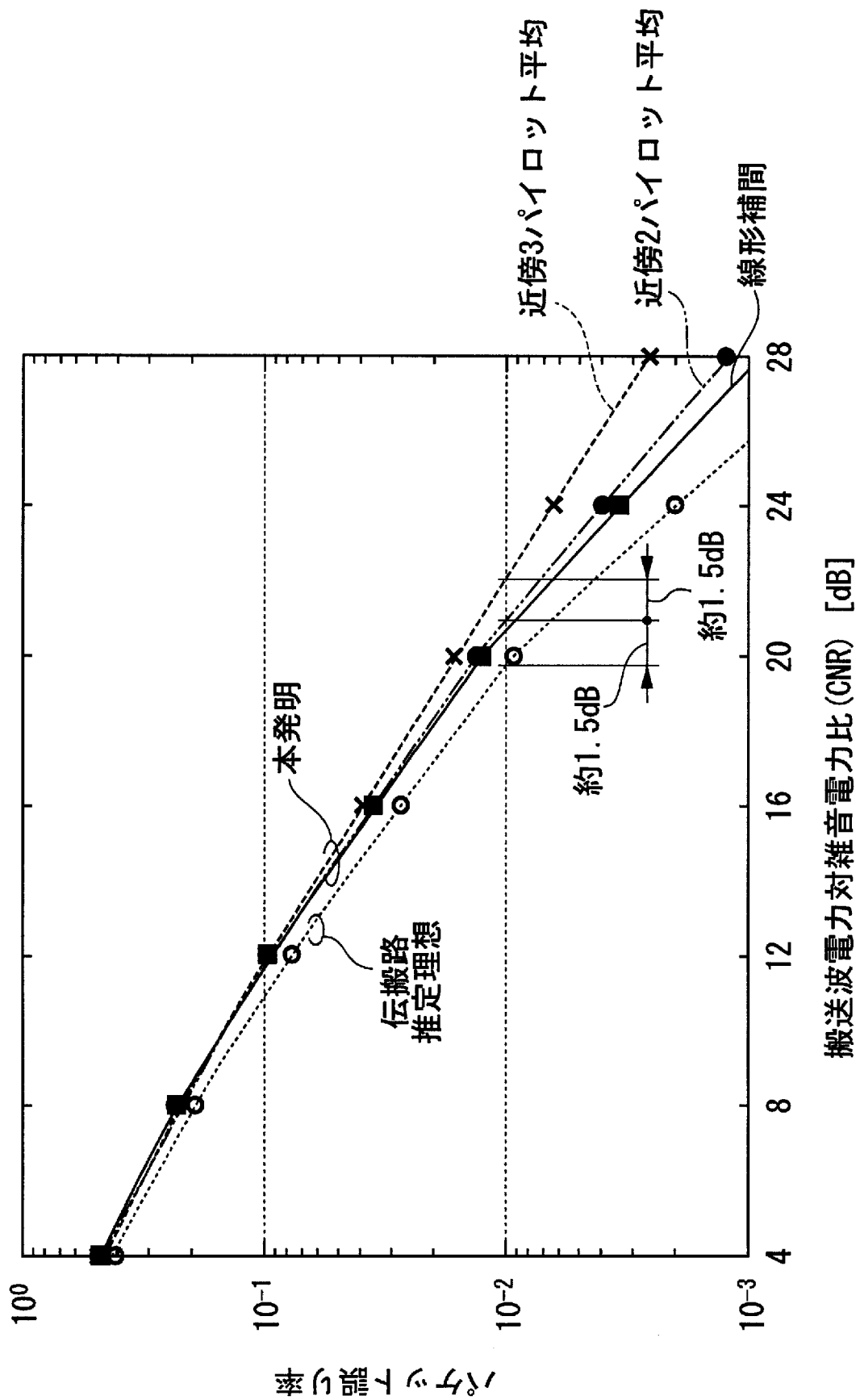
[図32]



[図33]

変調速度	9600 symbol/s
波形整形フィルタ	ルートロールオフ(ロールオフ率=0.5)
変調方式	QPSK
誤り訂正方式	畳み込み符号化, ビタビ復号化(K=7, R=1/2)
伝搬路モデル	1波レイリーフェージング
ドップラー周波数	10 Hz
パケット長	16 byte
バースト長	148 symbol

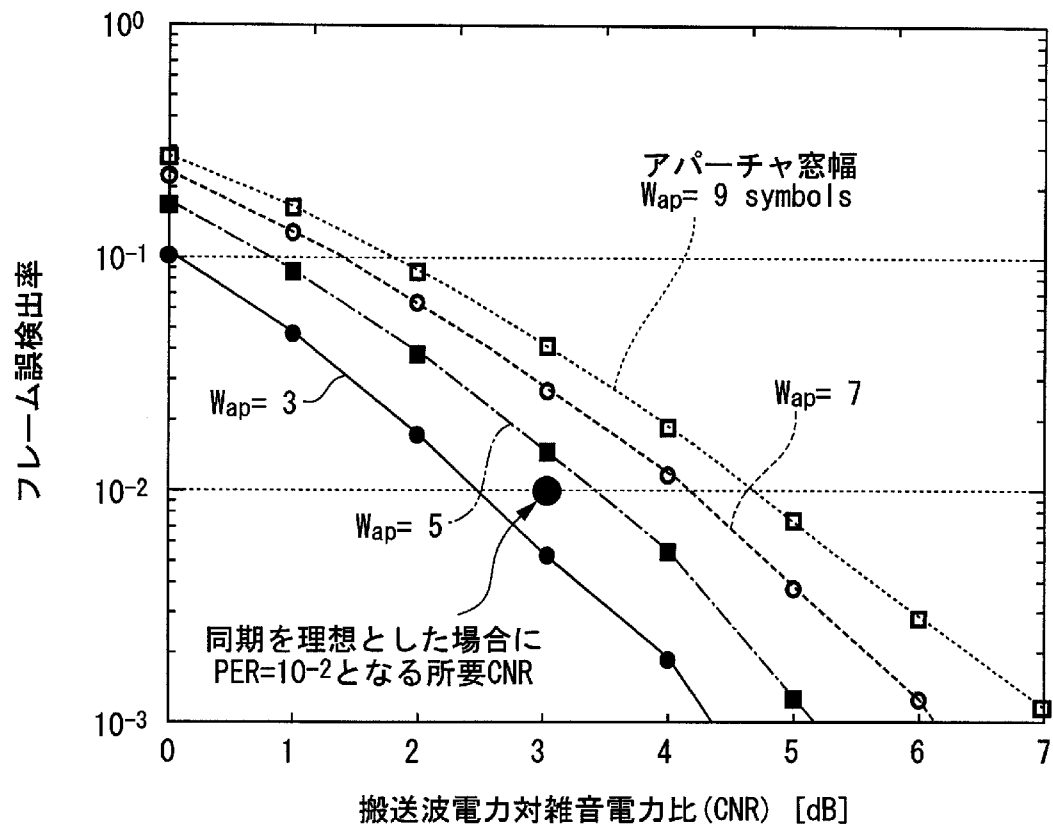
[図34]



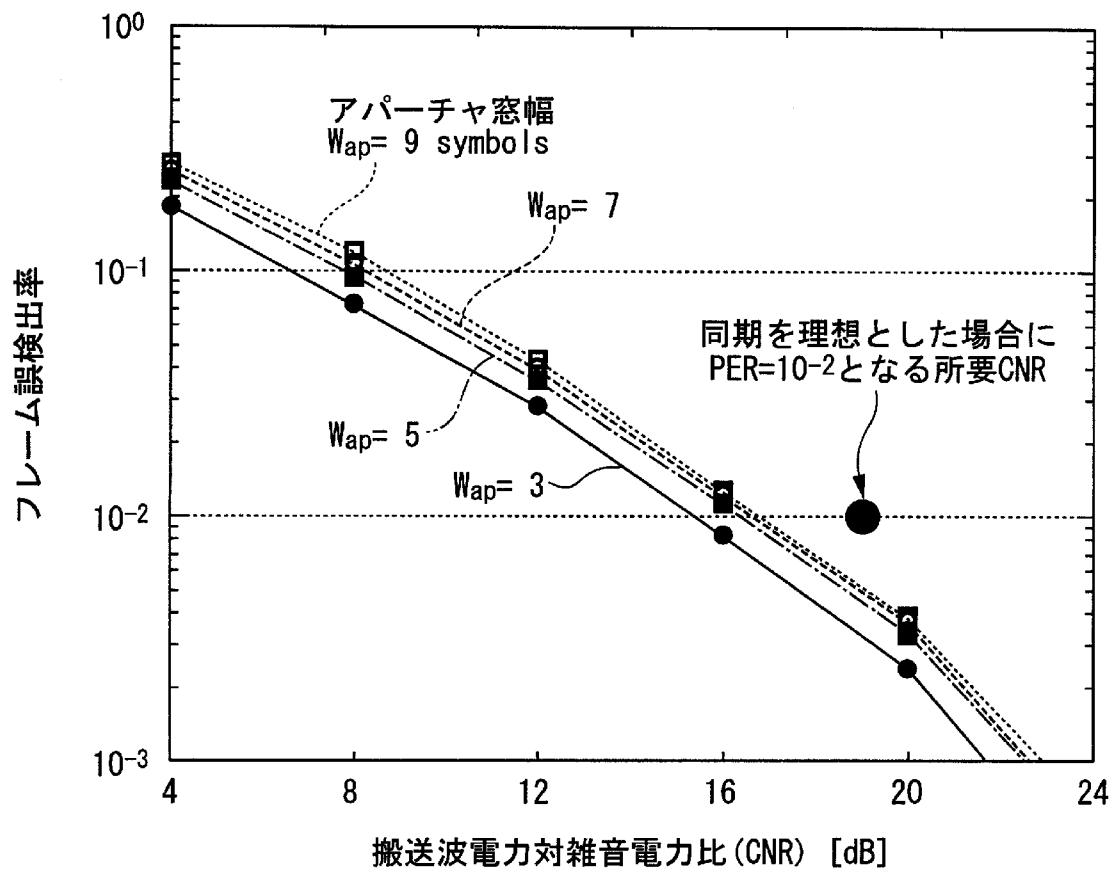
[図35]

	プリアンブルを用いた逐次復調			本発明
変調速度	9600 symbol/s			
波形整形フィルタ	ルートロロールオフフィルタ (ロールオフ率=0.5)			
変調方式	QPSK			
誤り訂正方式	畳み込み符号化、ビタビ復号化 (K=7, R=1/2)			
伝搬路	1波レイリーフェージング			
ドップラー周波数	10 Hz			
データ長	16 bytes (128 symbols)			
プリアンブル長	16 symbols	32 symbols	64 symbols	-
パイロット長	4symbols x5	4 symbols x5	4 symbols x5	4 symbols x5
バースト長	164 symbols	180 symbols	212 symbols	148 symbols
フレーム利用効率	0.78	0.71	0.60	0.86

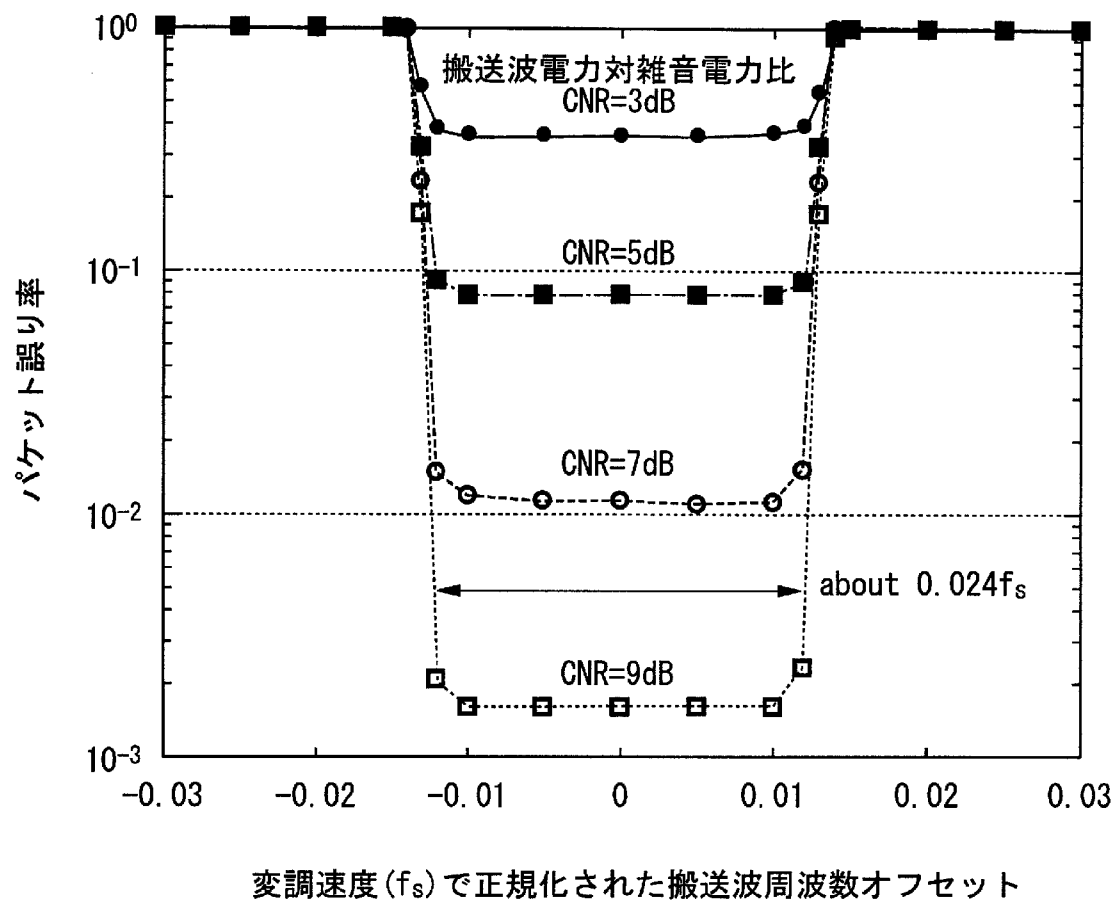
[図36]



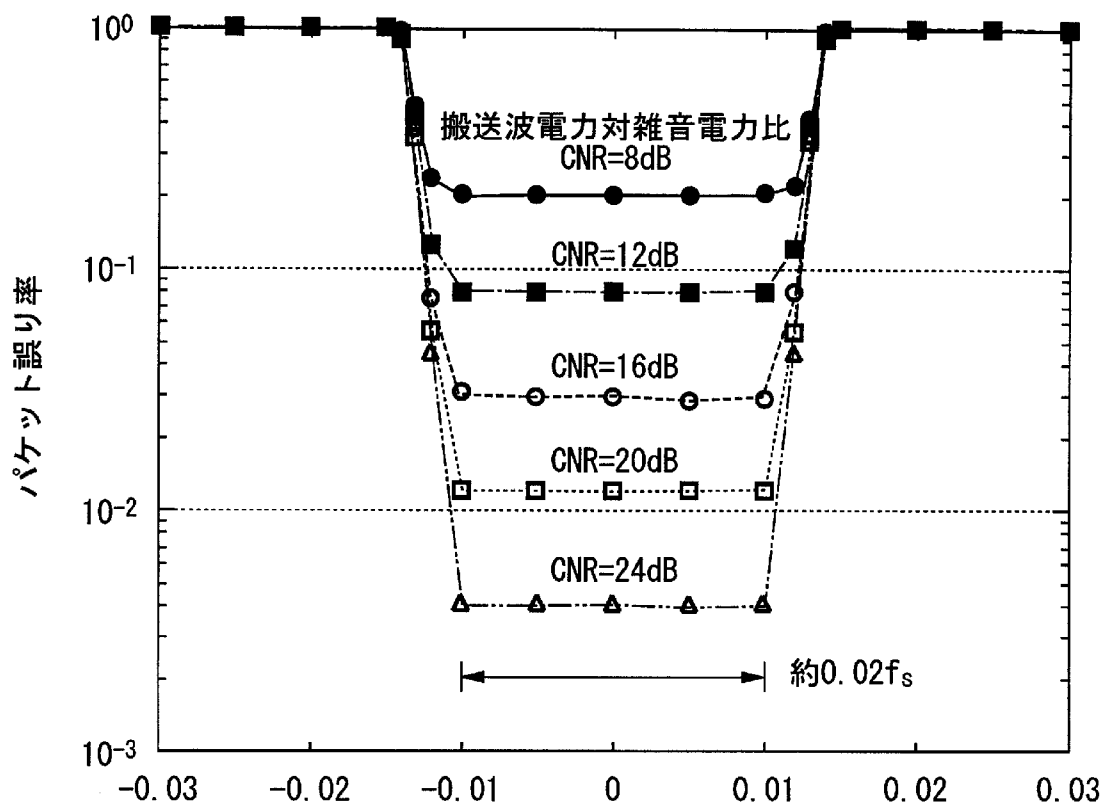
[図37]



[図38]

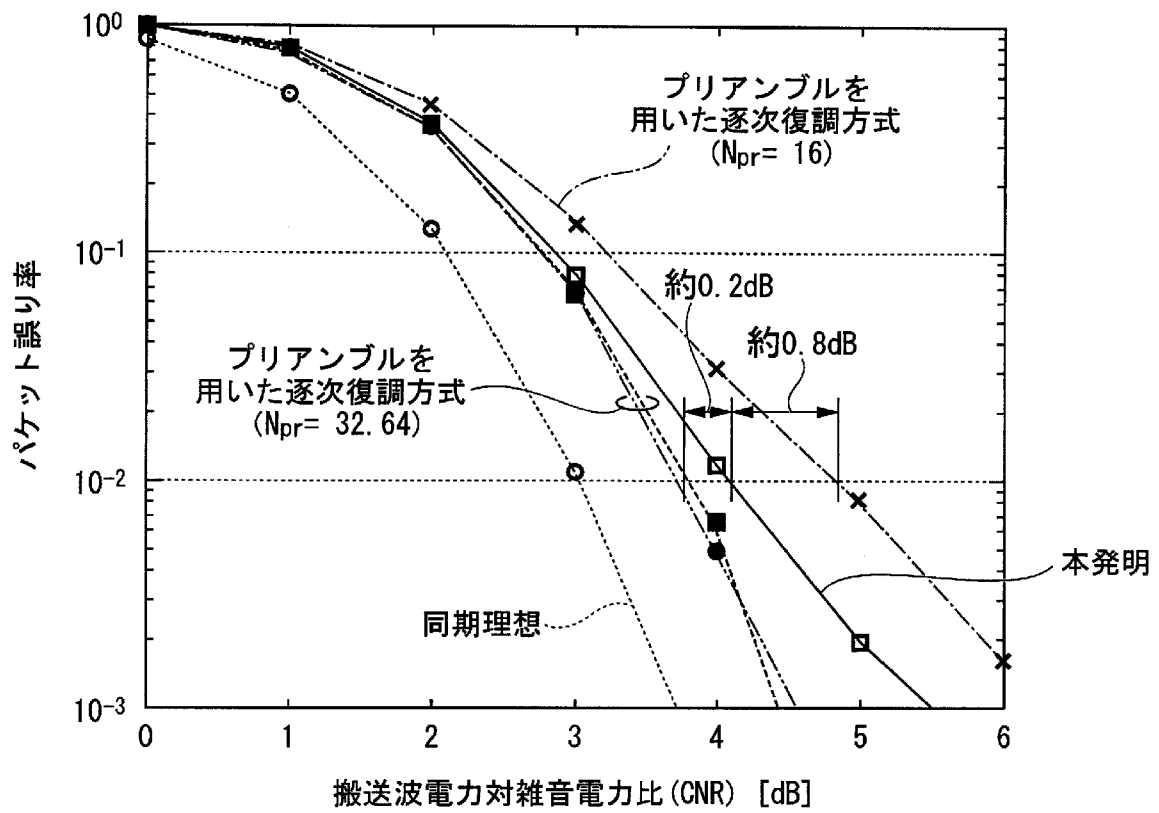


[図39]

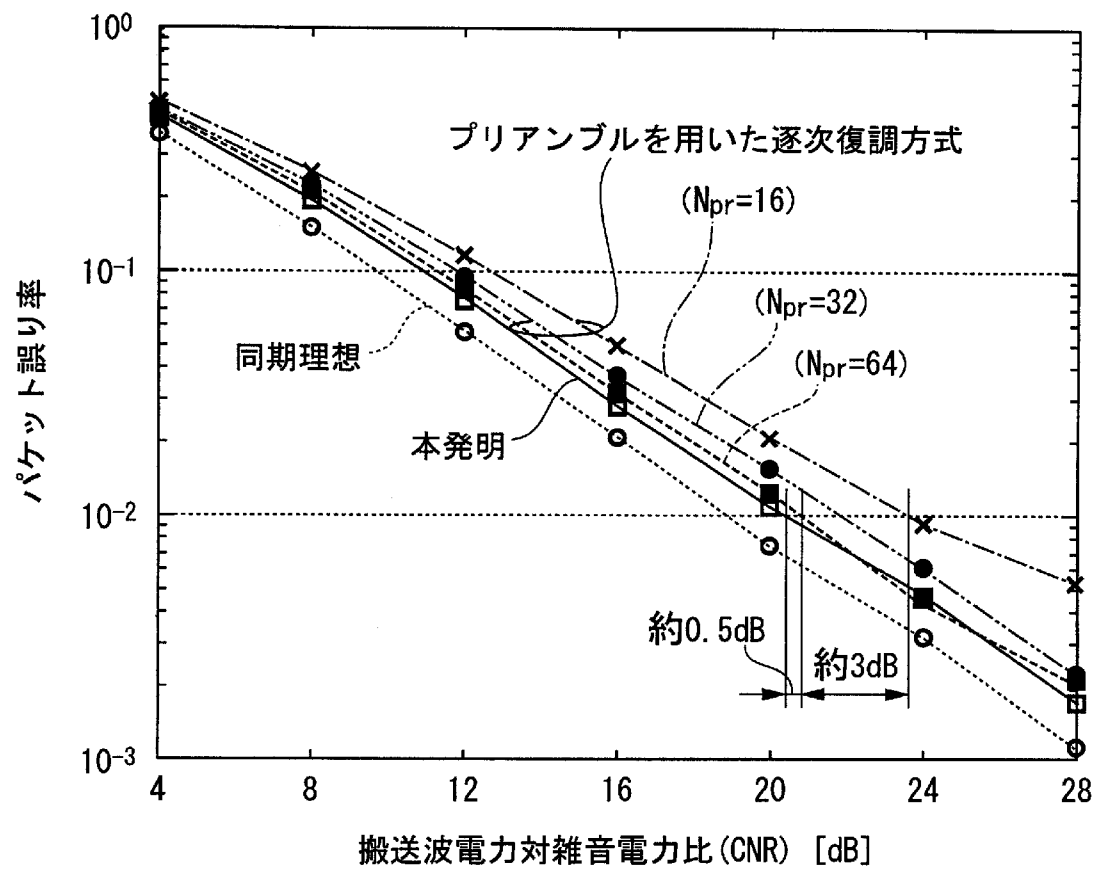


変調速度 (f_s) で正規化された搬送波周波数オフセット

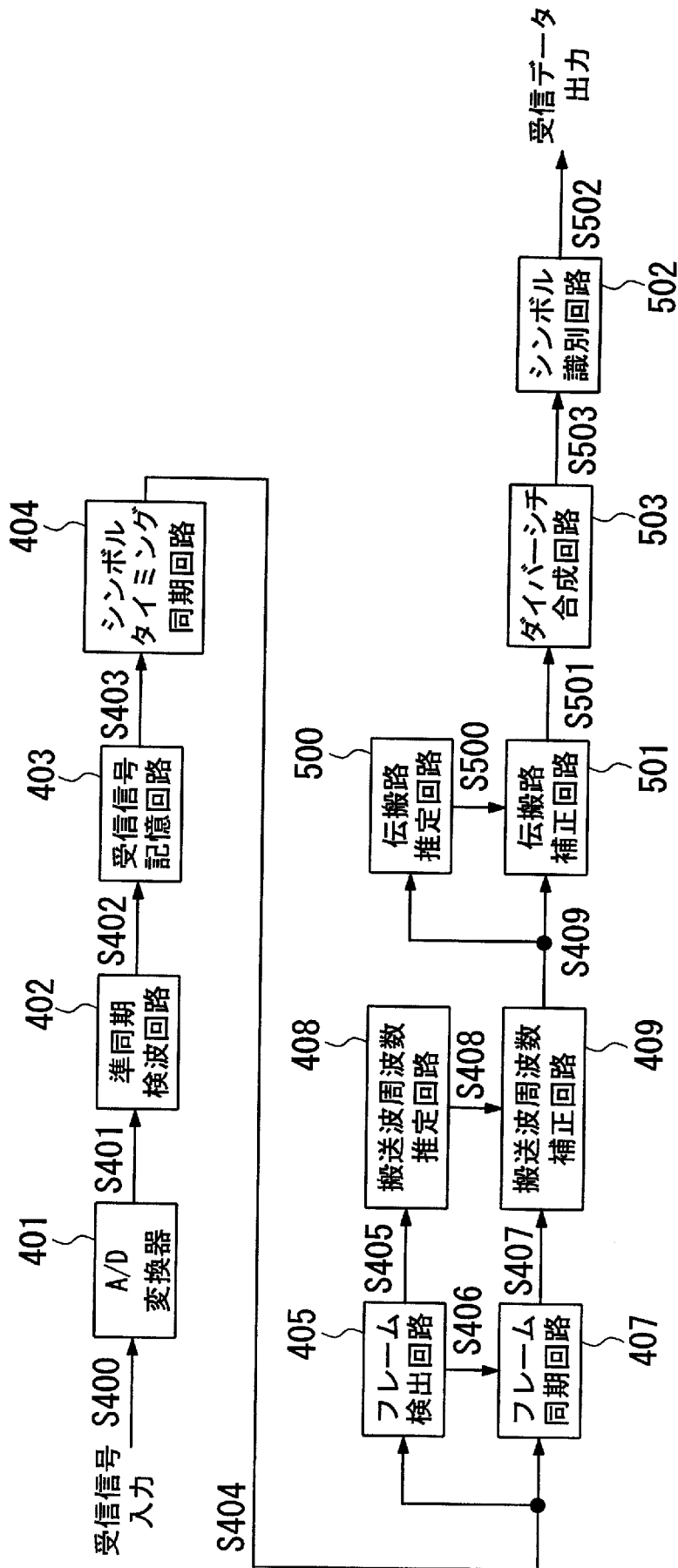
[図40]



[図41]



[図42]

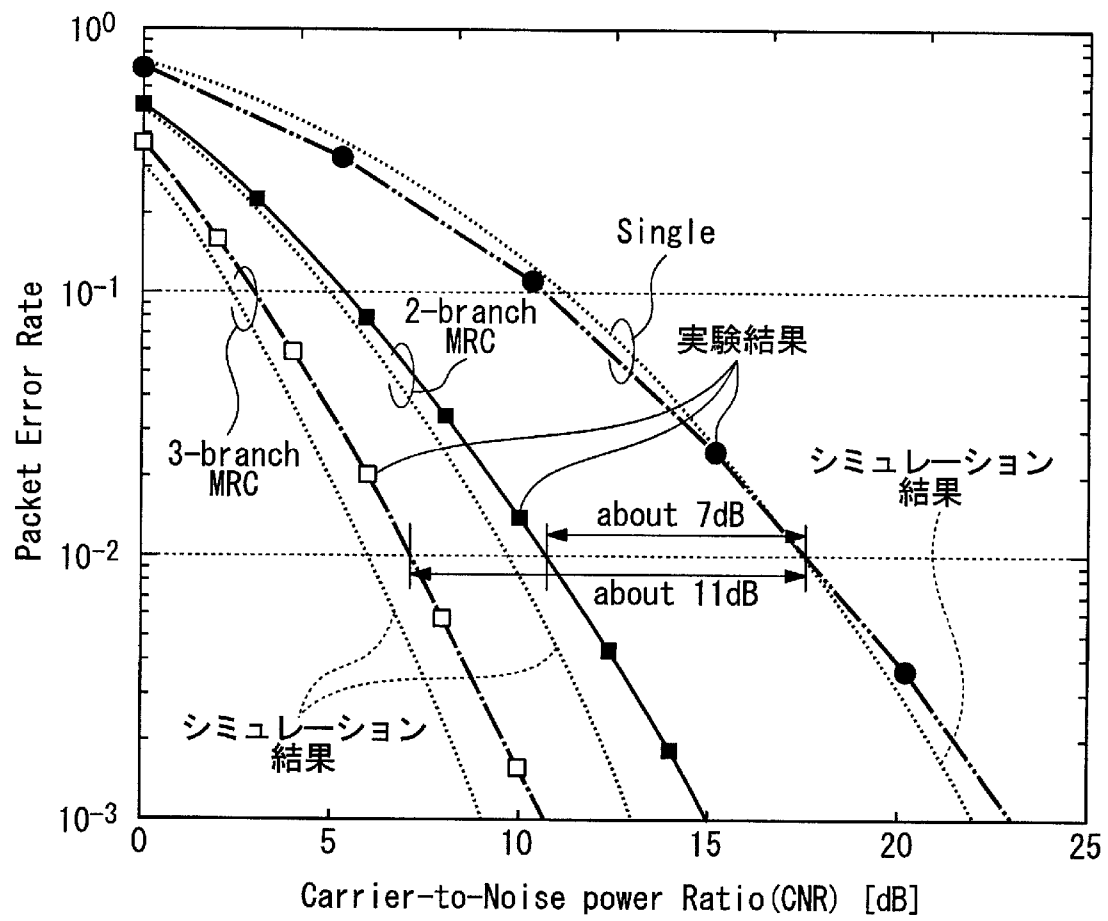


[図43]

実験装置諸元および測定条件

Carrier frequency band	280 MHz
Modulation method	$\pi/4$ -QPSK
Modulation rate	9600symbol/s
Pulse-shaping filter	Root cosine roll-off filter (Roll-off factor=0.5)
Signal Bandwidth	14.4kHz
Forward error correction	Convolutional encoding, Viterbi decoding (K=7, R=1/2)
Data transmission rate	9600bit/s
Propagation channel	1-path Rayleigh fading
Doppler frequency	10Hz
Rx diversity method	Single/MRC with 2-branch Rx antennas /MRC with 3-branch Rx antennas
Data packet length	16 byte

[図44]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/317556

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L27/22 (2006.1) 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)

H04L27/22 (2006.1)

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.
A	JP 2003-87218 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 20 March, 2003 (20.03.03), Fig. 1; Par. Nos. [0049] to [0051] & US 2003-179776 A1 & EP 1401133 A1	1-46
A	JP 2002-84258 A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 22 March, 2002 (22.03.02), Fig. 3; Par. Nos. [0027] to [0029] (Family: none)	1-46
A	JP 2003-283458 A (Sanyo Electric Co., Ltd.), 03 October, 2003 (03.10.03), Fig. 1; Par. No. [0014] (Family: none)	1-46



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
23 October, 2006 (23.10.06)

Date of mailing of the international search report
31 October, 2006 (31.10.06)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2006/317556

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 4-213257 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 04 August, 1992 (04.08.92), Fig. 5; Par. Nos. [0003] to [0006] (Family: none)	1-46

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C）） Int.Cl. H04L 27/22(2006.1)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. H04L 27/22(2006.1)			
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	
A	J P 2 0 0 3－8 7 2 1 8 A （松下電器産業株式会社） 2 0 0 3. 0 3. 2 0、第1図、段落【0 0 4 9】－【0 0 5 1】 & U S 2 0 0 3－1 7 9 7 7 6 A 1 & E P 1 4 0 1 1 3 3 A 1	1－4 6	
A	J P 2 0 0 2－8 4 2 5 8 A （三洋電機株式会社） 2 0 0 2. 0 3. 2 2、第3図、段落【0 0 2 7】－【0 0 2 9】（フ ァミリーなし）	1－4 6	
☒ 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 2 3. 1 0. 2 0 0 6		国際調査報告の発送日 3 1. 1 0. 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1 0 0－8 9 1 5 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） 彦田 克文 電話番号 0 3－3 5 8 1－1 1 0 1 内線 3 5 5 6	5 K 9 1 8 2

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
A	J P 2003-283458 A (三洋電機株式会社) 2003.10.03、第1図、段落【0014】 (ファミリーなし)	1-46
A	J P 4-213257 A (日本電信電話株式会社) 1992.08.04、第5図、段落【0003】-【0006】 (ファミリーなし)	1-46