

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5645613号
(P5645613)

(45) 発行日 平成26年12月24日(2014.12.24)

(24) 登録日 平成26年11月14日(2014.11.14)

(51) Int.Cl.

H04J 11/00 (2006.01)

F I

H04J 11/00

Z

請求項の数 36 (全 34 頁)

(21) 出願番号	特願2010-252029 (P2010-252029)	(73) 特許権者	000006013
(22) 出願日	平成22年11月10日(2010.11.10)		三菱電機株式会社
(65) 公開番号	特開2012-105079 (P2012-105079A)		東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(43) 公開日	平成24年5月31日(2012.5.31)	(74) 代理人	100089118
審査請求日	平成25年8月30日(2013.8.30)		弁理士 酒井 宏明
		(72) 発明者	尾崎 圭介
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
			菱電機株式会社内
		(72) 発明者	佐野 裕康
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
			菱電機株式会社内
		(72) 発明者	岡崎 彰浩
			東京都千代田区丸の内二丁目7番3号 三
			菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システム、送信機および受信機

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線通信を行う送信機および受信機から構成される無線通信システムであって、
前記送信機は、

送信ブロック内の複数のサブキャリアのうち1つのサブキャリアにパイロット信号を配置し、当該パイロット信号を配置したサブキャリアの低周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリアおよび高周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリアをnullとするパイロット多重手段と、

前記パイロット多重手段からの出力信号に対して位相回転系列を乗算し、帯域内で拡散された信号に変換する位相回転系列手段と、

前記位相回転系列手段から出力された信号を前記受信機へ送信する送信手段と、
を備え、

前記受信機は、

前記送信機から送信された信号を受信する受信手段と、

受信信号に対して位相逆回転系列を乗算して、拡散信号から周波数毎のサブキャリアに変換し、変換した周波数毎のサブキャリアの信号から、前記パイロット信号が配置されたサブキャリア位置の信号と、前記サブキャリア位置の信号から前記所定の数の遅延波の信号とを、パイロット信号の応答として抽出するパイロット抽出手段と、

抽出したパイロット信号の応答を用いて前記送信機との間の伝搬路を推定する伝搬路推定手段と、

10

20

を備えることを特徴とする無線通信システム。

【請求項 2】

前記伝搬路推定手段は、前記送信機との間で既知である送信信号のパイロット成分を DFT した信号と、前記抽出したパイロット信号の応答を拡散した信号と、に基づいて伝搬路を推定する、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の無線通信システム。

【請求項 3】

無線通信を行う送信機および受信機から構成される無線通信システムであって、
前記送信機は、

送信ブロック内の N 個のサブキャリアのうちの A 個 (N 、 A は自然数であって、 A は N より小さい 2 以上の自然数) のサブキャリアにパイロット信号を配置し、パイロット信号が配置されたサブキャリアの間のサブキャリア、パイロット信号が配置されたサブキャリアのうち最も低い周波数のサブキャリアの低周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリア、およびパイロット信号が配置されたサブキャリアのうち最も高い周波数のサブキャリアの高周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリア、を $n u l l$ とするパイロット多重手段と、

前記パイロット多重手段からの出力信号に対して位相回転系列を乗算し、帯域内で拡散された信号に変換する位相回転系列手段と、

前記位相回転系列手段から出力された信号を前記受信機へ送信する送信手段と、
を備え、

前記受信機は、

前記送信機から送信された信号を受信する受信手段と、

受信信号に対して位相逆回転系列を乗算して、拡散信号から周波数毎のサブキャリアに変換し、変換した周波数毎のサブキャリアの信号から、前記パイロット信号が配置されたサブキャリア位置の信号と、前記サブキャリア位置の信号から前記所定の数の遅延波の信号とを、前記各 A 個のパイロット信号のそれぞれについて、パイロット信号の応答として抽出するパイロット抽出手段と、

抽出した A 個のパイロット信号の応答を用いて前記送信機との間の伝搬路を推定する伝搬路推定手段と、

を備えることを特徴とする無線通信システム。

【請求項 4】

前記伝搬路推定手段は、前記送信機との間で既知である送信信号のパイロット成分を DFT した信号と、前記抽出したパイロット信号の応答を拡散した信号と、に基づいてパイロット信号ごとに求めた伝搬路推定値を平均して伝搬路を推定する、

ことを特徴とする請求項 3 に記載の無線通信システム。

【請求項 5】

前記所定の数を、想定される最大遅延シンボル数に基づいて規定する、

ことを特徴とする請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 つに記載の無線通信システム。

【請求項 6】

前記所定の数を、前記送信ブロックに付加する CP (Cyclic Prefix) 長に基づいて規定する、

ことを特徴とする請求項 1 ~ 4 のいずれか 1 つに記載の無線通信システム。

【請求項 7】

前記送信手段は、

$n u l l$ としたサブキャリアで使用可能な送信電力を、パイロット信号を多重したパイロットサブキャリアに付加し、当該パイロットサブキャリアの送信電力を大きくする、

ことを特徴とする請求項 1 ~ 6 のいずれか 1 つに記載の無線通信システム。

【請求項 8】

前記送信手段は、

$n u l l$ としたサブキャリアで使用可能な送信電力を、前記 $n u l l$ としたサブキャリ

10

20

30

40

50

ア以外のサブキャリアに付加し、当該 `null` としたサブキャリア以外のサブキャリアの送信電力を大きくする、

ことを特徴とする請求項 1 ~ 6 のいずれか 1 つに記載の無線通信システム。

【請求項 9】

前記送信機は、さらに、

送信ブロック内のサブキャリアを複数のユーザに割り当て、各ユーザに割り当てたサブキャリアの間には `null` とするサブキャリアを配置し、各ユーザに割り当てたサブキャリアのうちの 1 つを FSK 信号とするデータブロック、および、パイロット信号を配置するための送信ブロックであって全てのサブキャリアを 0 とするパイロットブロック、を生成して前記パイロット多重手段へ出力する変調手段、

10

を備え、

前記受信機は、さらに、

前記データブロックから、FSK 信号のサブキャリアを検出して復調する復調手段、を備えることを特徴とする請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 つに記載の無線通信システム。

【請求項 10】

前記送信機は、さらに、

送信ブロック内のサブキャリアを複数のユーザに割り当て、各ユーザに割り当てたサブキャリアの間には `null` とするサブキャリアを配置し、各ユーザに割り当てたサブキャリアのうちの 1 つを PSK 信号とするデータブロック、および、パイロット信号を配置するための送信ブロックであって全てのサブキャリアを 0 とするパイロットブロック、を生成して前記パイロット多重手段へ出力する変調手段、

20

を備え、

前記受信機は、さらに、

前記データブロックから、PSK 信号のサブキャリアを検出して復調する復調手段、を備えることを特徴とする請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 つに記載の無線通信システム。

【請求項 11】

前記送信機は、さらに、

送信ブロック内のサブキャリアを複数のユーザに割り当て、各ユーザに割り当てたサブキャリアの間には `null` とするサブキャリアを配置し、各ユーザに割り当てたサブキャリアのうちの 1 つを QAM 信号とするデータブロック、および、パイロット信号を配置するための送信ブロックであって全てのサブキャリアを 0 とするパイロットブロック、を生成して前記パイロット多重手段へ出力する変調手段、

30

を備え、

前記受信機は、さらに、

前記データブロックから、QAM 信号のサブキャリアを検出して復調する復調手段、を備えることを特徴とする請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 つに記載の無線通信システム。

【請求項 12】

前記変調手段は、各ユーザに割り当てたサブキャリア間にある `null` のサブキャリア数を、想定される最大遅延シンボル数に基づいて規定する、

ことを特徴とする請求項 9、10 または 11 に記載の無線通信システム。

40

【請求項 13】

前記変調手段は、各ユーザに割り当てたサブキャリア間にある `null` のサブキャリア数を、前記送信ブロックに付加する CP 長に基づいて規定する、

ことを特徴とする請求項 9、10 または 11 に記載の無線通信システム。

【請求項 14】

前記送信機は、さらに、

前記パイロット多重手段に入力される信号を、時間領域の信号から周波数領域の信号に変換する DFT 手段、

を備え、

前記受信機は、さらに、

50

前記伝搬路推定手段から出力された信号を、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換する I D F T 手段、

を備えることを特徴とする請求項 1 ~ 8 のいずれか 1 つに記載の無線通信システム。

【請求項 15】

無線通信を行う送信機および受信機から構成される無線通信システムにおける前記送信機であって、

送信ブロック内の複数のサブキャリアのうち 1 つのサブキャリアにパイロット信号を配置し、当該パイロット信号を配置したサブキャリアの低周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリアおよび高周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリアを *n u l l* とするパイロット多重手段と、

10

前記パイロット多重手段からの出力信号に対して位相回転系列を乗算し、帯域内で拡散された信号に変換する位相回転系列手段と、

前記位相回転系列手段から出力された信号を前記受信機へ送信する送信手段と、

を備えることを特徴とする送信機。

【請求項 16】

無線通信を行う送信機および受信機から構成される無線通信システムにおける前記送信機であって、

送信ブロック内の *N* 個のサブキャリアのうち *A* 個 (*N*、*A* は自然数であって、*A* は *N* より小さい 2 以上の自然数) のサブキャリアにパイロット信号を配置し、パイロット信号が配置されたサブキャリアの間のサブキャリア、パイロット信号が配置されたサブキャリアのうち最も低い周波数のサブキャリアの低周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリア、およびパイロット信号が配置されたサブキャリアのうち最も高い周波数のサブキャリアの高周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリア、を *n u l l* とするパイロット多重手段と、

20

前記パイロット多重手段からの出力信号に対して位相回転系列を乗算し、帯域内で拡散された信号に変換する位相回転系列手段と、

前記位相回転系列手段から出力された信号を前記受信機へ送信する送信手段と、

を備えることを特徴とする送信機。

【請求項 17】

前記所定の数を、想定される最大遅延シンボル数に基づいて規定する、

30

ことを特徴とする請求項 15 または 16 に記載の送信機。

【請求項 18】

前記所定の数を、前記送信ブロックに付加する C P (Cyclic Prefix) 長に基づいて規定する、

ことを特徴とする請求項 15 または 16 に記載の送信機。

【請求項 19】

前記送信手段は、

n u l l としたサブキャリアで使用可能な送信電力を、パイロット信号を多重したパイロットサブキャリアに付加し、当該パイロットサブキャリアの送信電力を大きくする、

ことを特徴とする請求項 15 ~ 18 のいずれか 1 つに記載の送信機。

40

【請求項 20】

前記送信手段は、

n u l l としたサブキャリアで使用可能な送信電力を、前記 *n u l l* としたサブキャリア以外のサブキャリアに付加し、当該 *n u l l* としたサブキャリア以外のサブキャリアの送信電力を大きくする、

ことを特徴とする請求項 15 ~ 18 のいずれか 1 つに記載の送信機。

【請求項 21】

さらに、

送信ブロック内のサブキャリアを複数のユーザに割り当て、各ユーザに割り当てたサブキャリアの間には *n u l l* としたサブキャリアを配置し、各ユーザに割り当てたサブキャ

50

リアのうちの1つをF S K信号とするデータブロック、および、パイロット信号を配置するための送信ブロックであって全てのサブキャリアを0とするパイロットブロック、を生成して前記パイロット多重手段へ出力する変調手段、

を備えることを特徴とする請求項15～20のいずれか1つに記載の送信機。

【請求項22】

さらに、

送信ブロック内のサブキャリアを複数のユーザに割り当て、各ユーザに割り当てたサブキャリアの間にはnullとするサブキャリアを配置し、各ユーザに割り当てたサブキャリアのうちの1つをP S K信号とするデータブロック、および、パイロット信号を配置するための送信ブロックであって全てのサブキャリアを0とするパイロットブロック、を生成して前記パイロット多重手段へ出力する変調手段、

10

を備えることを特徴とする請求項15～20のいずれか1つに記載の送信機。

【請求項23】

さらに、

送信ブロック内のサブキャリアを複数のユーザに割り当て、各ユーザに割り当てたサブキャリアの間にはnullとするサブキャリアを配置し、各ユーザに割り当てたサブキャリアのうちの1つをQ A M信号とするデータブロック、および、パイロット信号を配置するための送信ブロックであって全てのサブキャリアを0とするパイロットブロック、を生成して前記パイロット多重手段へ出力する変調手段、

を備えることを特徴とする請求項15～20のいずれか1つに記載の送信機。

20

【請求項24】

前記変調手段は、各ユーザに割り当てたサブキャリア間にあるnullのサブキャリア数を、想定される最大遅延シンボル数に基づいて規定する、

ことを特徴とする請求項21、22または23に記載の送信機。

【請求項25】

前記変調手段は、各ユーザに割り当てたサブキャリア間にあるnullのサブキャリア数を、前記送信ブロックに付加するC P長に基づいて規定する、

ことを特徴とする請求項21、22または23に記載の送信機。

【請求項26】

さらに、

前記パイロット多重手段に入力される信号を、時間領域の信号から周波数領域の信号に変換するD F T手段、

30

を備えることを特徴とする請求項15～20のいずれか1つに記載の送信機。

【請求項27】

無線通信を行う送信機および受信機から構成される無線通信システムにおける前記受信機であって、

前記送信機が、送信ブロック内において、複数のサブキャリアのうち1つのサブキャリアにパイロット信号を配置し、周波数方向において、当該パイロット信号を配置したサブキャリアの低周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリアおよび高周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリアをnullとしている場合に、

40

前記送信機から送信された信号を受信する受信手段と、

受信信号に対して位相逆回転系列を乗算して、拡散信号から周波数毎のサブキャリアに変換し、変換した周波数毎のサブキャリアの信号から、前記送信機においてパイロット信号が配置されたサブキャリア位置の信号と、前記サブキャリア位置の信号から前記所定の数の遅延波の信号とを、パイロット信号の応答として抽出するパイロット抽出手段と、

抽出したパイロット信号の応答を用いて前記送信機との間の伝搬路を推定する伝搬路推定手段と、

を備えることを特徴とする受信機。

【請求項28】

前記伝搬路推定手段は、前記送信機との間で既知である送信信号のパイロット成分をD

50

F Tした信号と、前記抽出したパイロット信号の応答を拡散した信号と、に基づいて伝搬路を推定する、

ことを特徴とする請求項 27 に記載の受信機。

【請求項 29】

無線通信を行う送信機および受信機から構成される無線通信システムにおける前記受信機であって、

前記送信機が、送信ブロック内のN個のサブキャリアのうちのA個（N、Aは自然数であって、AはNより小さい2以上の自然数）のサブキャリアにパイロット信号を配置し、周波数方向において、パイロット信号が配置されたサブキャリアの間のサブキャリア、パイロット信号が配置されたサブキャリアのうち最も低い周波数のサブキャリアの低周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリア、およびパイロット信号が配置されたサブキャリアのうち最も高い周波数のサブキャリアの高周波数側であってデータ信号との間の所定の数のサブキャリア、をnullとしている場合に、

10

前記送信機から送信された信号を受信する受信手段と、

受信信号に対して位相逆回転系列を乗算して、拡散信号から周波数毎のサブキャリアに変換し、変換した周波数毎のサブキャリアの信号から、前記送信機においてパイロット信号が配置されたサブキャリア位置の信号と、前記サブキャリア位置の信号から前記所定の数の遅延波の信号とを、前記各A個のパイロット信号のそれぞれについて、パイロット信号の応答として抽出するパイロット抽出手段と、

抽出したA個のパイロット信号の応答を用いて前記送信機との間の伝搬路を推定する伝搬路推定手段と、

20

を備えることを特徴とする受信機。

【請求項 30】

前記伝搬路推定手段は、前記送信機との間で既知である送信信号のパイロット成分をD F Tした信号と、前記抽出したパイロット信号の応答を拡散した信号と、に基づいてパイロット信号ごとに求めた伝搬路推定値を平均して伝搬路を推定する、

ことを特徴とする請求項 29 に記載の受信機。

【請求項 31】

前記所定の数を、想定される最大遅延シンボル数に基づいて規定する、

ことを特徴とする請求項 27 ~ 30 のいずれか 1 つに記載の受信機。

30

【請求項 32】

前記所定の数を、前記送信ブロックに付加するC P (Cyclic Prefix) 長に基づいて規定する、

ことを特徴とする請求項 27 ~ 30 のいずれか 1 つに記載の受信機。

【請求項 33】

前記送信機が、送信ブロック内のサブキャリアを複数のユーザに割り当て、各ユーザに割り当てたサブキャリアの間にはnullとするサブキャリアを配置し、各ユーザに割り当てたサブキャリアのうちの1つをF S K信号とするデータブロックを送信する場合に、さらに、

前記データブロックから、F S K信号のサブキャリアを検出して復調する復調手段、

40

を備えることを特徴とする請求項 27 ~ 32 のいずれか 1 つに記載の受信機。

【請求項 34】

前記送信機が、送信ブロック内のサブキャリアを複数のユーザに割り当て、各ユーザに割り当てたサブキャリアの間にはnullとするサブキャリアを配置し、各ユーザに割り当てたサブキャリアのうちの1つをP S K信号とするデータブロックを送信する場合に、さらに、

前記データブロックから、P S K信号のサブキャリアを検出して復調する復調手段、

を備えることを特徴とする請求項 27 ~ 32 のいずれか 1 つに記載の受信機。

【請求項 35】

前記送信機が、送信ブロック内のサブキャリアを複数のユーザに割り当て、各ユーザに

50

割り当てたサブキャリアの間には `null` とするサブキャリアを配置し、各ユーザに割り当てたサブキャリアのうちの1つをQAM信号とするデータブロックを送信する場合に、さらに、

前記データブロックから、QAM信号のサブキャリアを検出して復調する復調手段、を備えることを特徴とする請求項27～32のいずれか1つに記載の受信機。

【請求項36】

さらに、

前記伝搬路推定手段から出力された信号を、周波数領域の信号から時間領域の信号に変換するIDFT手段、

を備えることを特徴とする請求項27～32のいずれか1つに記載の受信機。

10

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、伝搬路を推定する無線通信システムに関する。

【背景技術】

【0002】

従来、無線通信では、複数の反射波により発生するマルチパスフェージングに起因して通信品質が著しく劣化する問題がある。そのマルチパスフェージングの対策として、周波数軸上で直交関係を有する複数のサブキャリアを用いて通信を行うOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 直交周波数分割多重化) 方式が注目されている

20

【0003】

OFDM方式は、同一伝送レートのシングルキャリア方式に比べてシンボル時間が極めて長くなり、その結果、マルチパスフェージングの影響を受けにくいという特徴がある。

【0004】

しかしながら、マルチパス環境下では、伝搬路において各々のサブキャリアが振幅および位相の変化を受けるため、受信機側でこれを補償する必要がある。そのため、送信機側は、OFDMのサブキャリアの一部または全部を用いて、パイロット信号(振幅および位相が既知の信号)を送信する。受信機側では、受信したこれらのパイロット信号から各々のサブキャリアが伝搬路において受けた変化、すなわち伝搬路の周波数応答を推定する。これを伝搬路推定と呼び、この結果を用いて受信信号を補償する。

30

【0005】

パイロット信号を送信するサブキャリアを、パイロットサブキャリアという。OFDMブロック内で、一定間隔でパイロットサブキャリアを配置するSP (Scattered Pilot: スカタードパイロット) と呼ばれる方法がある。SPでは、受信機側は、パイロット信号を用いてパイロットサブキャリアでの伝搬路推定値は得られるが、他のサブキャリアの伝搬路推定値を得ることができない。そのため、これらのサブキャリアでの伝搬路推定値は、パイロットサブキャリアの伝搬路推定値を用いて、周波数軸方向の補間処理により推定する必要がある。

【0006】

40

このような補間処理について、下記非特許文献1では、FFT (Fast Fourier Transform) を用いて周波数軸方向の補間処理を行う方法が開示されている。この方法では、OFDMのサブキャリア数をM、FFTポイント数をN ($N \gg M$) とし、1 OFDMブロックのパイロットサブキャリア数を M_p とした場合、 M_p 個のサブキャリアでの伝搬路推定値を求め、その後、以下に示す周波数軸方向の補間処理によりM個の全サブキャリアの伝搬路推定値を求めることができる。

【0007】

具体的に、補間処理の手順として、まず、 M_p 個の伝搬路推定値を要素とする $M_p \times 1$ 次元ベクトル H_1 に対し、以下のように窓関数 $w(i)$ を乗算し、 $M_p \times 1$ 次元ベクトル H_2 を得る。

50

$$H2(i) = H1(i) \times w(i) \quad (0 \leq i < Mp)$$

$H1(i)$ 、 $H2(i)$ は各々 $Mp \times 1$ 次元ベクトル $H1$ 、 $H2$ の第 i 成分である。また、窓関数 $w(i)$ としてはハニング窓を使用する。 $H2$ に対し、 M ポイントIFFT (Inverse Fast Fourier Transform)を行い、時間領域でのチャネル応答を示す $M \times 1$ 次元ベクトル $H3$ を得る。この $H3$ に対し、 N ポイントFFTを行うことで周波数領域での伝搬路推定値を示す $N \times 1$ 次元ベクトル $H4$ を得る。そして、 $H4$ に対し窓関数 $w(i)$ の影響を除去する系列 $v(i)$ を以下のように乗算し、周波数軸方向の補間処理が完了した伝搬路推定値を示す $N \times 1$ 次元ベクトル $H5$ を得ることができる。

$$H5(i) = H4(i) \times v(i) \quad (0 \leq i < N)$$

$H4(i)$ 、 $H5(i)$ は、各々 $N \times 1$ 次元ベクトル $H4$ 、 $H5$ の第 i 成分である。

10

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0008】

【非特許文献1】B.Yang, Z.Cao, K.B.Letaief, "Analysis of low-complexity windowed DFT-based MMSE channel estimator for OFDM systems," IEEE Trans. on Commun., vol.49, no.11, pp.1977-1987, Nov. 2001.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0009】

しかしながら、上記従来の技術によれば、マルチパスフェージング環境下では、伝搬路特性は激しく変動するため、上記のような補間処理では正しい伝搬路推定値が得られず、実際の伝搬路特性との誤差が大きくなると考えられる。特に周波数選択性フェージングチャネル環境下においては、隣接するサブキャリア間の伝搬路特性は大きく異なる可能性があり、補間処理により得られる伝搬路推定値と実際の伝搬路特性との間の推定誤差が大きくなると考えられる、という問題があった。

20

【0010】

このような場合、全サブキャリアをパイロットサブキャリアとし、周波数軸方向の補間処理を行わずに全サブキャリアの伝搬路推定値を得る方法が考えられる。しかしながら、周波数軸方向の補間処理が不要となるため伝搬路推定誤差を小さくすることが可能であるが、データ信号を送信するサブキャリア数が減少するため、データ送信効率が低下する、という問題があった。

30

【0011】

本発明は、上記に鑑みてなされたものであって、データ送信効率を低下させることなく、周波数軸方向の補間処理なしに全サブキャリアの伝搬路の推定が可能な無線通信システムを得ることを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【0012】

上述した課題を解決し、目的を達成するために、本発明は、無線通信を行う送信機および受信機から構成される無線通信システムであって、前記送信機は、送信ブロック内の複数のサブキャリアのうち1つのサブキャリアにパイロット信号を配置し、当該パイロット信号を配置したサブキャリアの低周波数側に位置する所定の数のサブキャリアおよび高周波数側に位置する所定の数のサブキャリアをnullとするパイロット多重手段と、前記パイロット多重手段からの出力信号に対して位相回転系列を乗算し、帯域内で拡散された信号に変換する位相回転系列手段と、前記位相回転系列手段から出力された信号を前記受信機へ送信する送信手段と、を備え、前記受信機は、前記送信機から送信された信号を受信する受信手段と、受信信号に対して位相逆回転系列を乗算して、拡散信号から周波数毎のサブキャリアに変換し、変換した周波数毎のサブキャリアの信号から、前記パイロット信号が配置されたサブキャリア位置の信号と、前記サブキャリア位置の信号から前記所定の数の遅延波の信号とを、パイロット信号の応答として抽出するパイロット抽出手段と、抽出したパイロット信号の応答を用いて前記送信機との間の伝搬路を推定する伝搬路推定

40

50

手段と、を備えることを特徴とする。

【発明の効果】

【0013】

本発明によれば、データ送信効率を低下させることなく、周波数軸方向の補間処理なしに全サブキャリアの伝搬路を推定できる、という効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【0014】

【図1】図1は、無線通信システムの構成例を示す図である。

【図2】図2は、送信機の構成例を示す図である。

【図3】図3は、送信ブロックの構成例を示す図である。

【図4】図4は、 $k(n)$ の周波数スペクトルを示す図である。

【図5】図5は、 (n) 乗算前および乗算後の出力信号 $s(n)$ を示す図である。

【図6】図6は、 (n) を乗算する場合の第 k サブキャリアの変化を示す図である。

【図7】図7は、周波数方向におけるサブキャリアの配置を示す図である。

【図8】図8は、第 k 、第 $k-1$ サブキャリアを示す図である。

【図9】図9は、周波数方向におけるサブキャリアの配置を示す図である。

【図10】図10は、受信機の構成例を示す図である。

【図11】図11は、周波数方向におけるサブキャリアの配置を示す図である。

【図12】図12は、周波数方向におけるサブキャリアの配置を示す図である。

【図13】図13は、周波数方向におけるサブキャリアの配置を示す図である。

【図14】図14は、送信機の構成例を示す図である。

【図15】図15は、受信機の構成例を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0015】

以下に、本発明にかかる無線通信システム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。

【0016】

実施の形態1.

図1は、本実施の形態の無線通信システムの構成例を示す図である。無線通信システムは、送信機10と、受信機20と、から構成される。送信機10と受信機20との間でOFDM方式による通信を行い、受信機20において伝搬路の推定を行う。具体的に、送信機10、受信機20のそれぞれについて説明する。

【0017】

図2は、本実施の形態の無線通信システムにおける送信機10の構成例を示す図である。送信機10は、変調部100と、パイロット多重部101と、IFFT部102と、位相回転系列乗算部103と、CP(Cyclic Prefix)付加部104と、波形整形フィルタ部105と、周波数変換部106と、送信アンテナ107と、を備える。

【0018】

変調部100は、送信データを一次変調する。パイロット多重部101は、パイロット信号を配置する送信ブロックに対してパイロット信号を多重する。IFFT部102は、IDFT(Inverse Division Fourier Transform)処理を行って、OFDM信号を生成する。位相回転系列乗算部103は、OFDM信号に位相回転系列を乗算する。CP付加部104は、データ末尾の所定のシンボルをデータの前に付加する。波形整形フィルタ部105は、CP付加後の信号を波形整形する。周波数変換部106は、波形整形後の信号を周波数変換する。送信アンテナ107は、周波数変換後の信号を受信機20に向けて送信する。

【0019】

図3は、送信ブロックの構成例を示す図である。図3に示すように1つの送信ブロックは、 N シンボルのデータと、 N_{cp} シンボルのCPと、から構成される。CPは、データの末尾の N_{cp} シンボルをコピーしたものである。

【 0 0 2 0 】

図2を用いて送信機10の動作について説明する。まず、変調部100において、送信データの一次変調を行う。その後、パイロット信号を配置する送信ブロック（パイロットブロックと呼ぶ）であれば、パイロット多重部101が、パイロット信号を多重する。なお、パイロット信号を配置する送信ブロックでない場合（データブロックと呼ぶ）、パイロット多重部101は、その送信ブロックに対して特に何も行わない。パイロット信号を多重する場合の多重方法の詳細については後述する。その後、IFFT部102において、NポイントIDFTを行い、OFDM信号 $s(n)$ ($0 \leq n < N$)を生成する。

【 0 0 2 1 】

ここで、OFDM信号 $s(n)$ の生成処理について説明する。一例として、N本のサブキャリアを、低周波数のものから順に、第0サブキャリア、第1サブキャリア、...、第N-1サブキャリアとする。N本のサブキャリアのうち、送信機10と受信機20から構成される無線通信システムにおける有効サブキャリア数を M ($M \leq N$)とすると、Mシンボルのデータがパイロット多重部101からIFFT部102へ入力されるので、IFFT部102では、N-M個の0パディングを行うことで、Nシンボルの系列 $S[k]$ ($0 \leq k < N$)を生成する。そして、IFFT部102は、シンボル数Nの系列 $S[k]$ に対してIDFTを実施し、 $s(n)$ を生成する。これより、 $s(n)$ と $S[k]$ には次式(1)のような関係が成り立つ。ただし j は虚数単位である。

【 0 0 2 2 】

【数1】

$$s(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S[k] W^{-kn} \quad \dots (1)$$

(ただし、 $W = \exp(-j2\pi/N)$)

【 0 0 2 3 】

位相回転系列 乗算部103は、次式(2)に示す長さNの位相回転系列をIFFT部102からの出力信号、すなわちOFDM信号 $s(n)$ に乗算し、出力信号 $x(n)$ を得る(式(3)参照)。

【 0 0 2 4 】

【数2】

$$\theta(n) = \exp(j(\pi/N)n^2) \quad (0 \leq n < N) \quad \dots (2)$$

【 0 0 2 5 】

$$x(n) = s(n) \cdot \theta(n) \quad (0 \leq n < N) \dots (3)$$

【 0 0 2 6 】

この系列 $\theta(n)$ はチャープ系列と呼ばれ、定数の振幅を持ち、時間に対して周波数に変化する系列である。なお、式(2)は $\theta(n)$ の一例であり、 $\theta(n)$ としては他のチャープ系列であってもよい。例えば、次式(2)'のようにすることも可能である。

【 0 0 2 7 】

【数3】

$$\theta(n) = \exp(-j(\pi/N)n^2) \quad (0 \leq n < N) \quad \dots (2)'$$

【 0 0 2 8 】

また、式(2)、式(3)は時間に対して線形的に周波数に変化するチャープ系列の例であるが、必ずしも線形的な変化である必要はなく、時間に対して周波数がどのように変化するものであってもよいものとする。また、 $\theta(n)$ はチャープ系列ではなく、ポリフェーズ系列、Zadoff-Chu系列であってもよい。以下、これらを総称して位相回転系列と呼ぶこととする。本実施の形態では、 $\theta(n)$ として、一例として式(2)で表されるものを使用するが、これに限定されるものではない。

【 0 0 2 9 】

10

20

30

40

50

式(1)、式(3)より、 $x(n)$ は次式(4)のように表すことができる。

【0030】

【数4】

$$\begin{aligned} x(n) &= s(n)\theta(n) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S[k] W^{-kn} \theta(n) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S[k] \phi_k(n) \end{aligned}$$

$$\left(\begin{array}{l} \text{ただし、} \phi_k(n) = W^{-kn} \theta(n) \\ \qquad \qquad \qquad = \exp \left\{ j \left(2\pi \frac{k}{N} n + \frac{\pi}{N} n^2 \right) \right\} \end{array} \right) \quad \cdots (4)$$

10

【0031】

ここで、 $\phi_k(n)$ もまた位相回転系列となる。図4は、DFT(Discrete Fourier Transform)により得られる $\phi_k(n)$ の周波数スペクトルを示す図である。図4は、 $N=64$ 、 $k=0$ の場合の例である。図4に示すように、 $\phi_k(n)$ は帯域内の全周波数成分を持ち、また、その周波数スペクトルは一定となる。そのため、 $S[k]\phi_k(n)$ もまた帯域内の全周波数成分を持ち、第 k サブキャリアでの送信信号 $S[k]$ を帯域内に拡散したものと言える。そして、それらを N 個全てのサブキャリアについて重ね合わせたものが送信信号 $x(n)$ となる。

20

【0032】

図5は、 $\phi_k(n)$ 乗算前および乗算後の出力信号 $s(n)$ を示す図である。図5(a)が $\phi_k(n)$ 乗算前の出力信号 $s(n)$ を示し、図5(b)が $\phi_k(n)$ 乗算後の出力信号 $x(n)$ を示す。このように、 $\phi_k(n)$ を乗算することによって、送信信号が周波数軸上で拡散、すなわち、サブキャリアが重ね合わせられた状態となる。

【0033】

また、 $s(n)$ に $\phi_k(n)$ を乗算することで信号が拡散されることは、図6を用いて説明することもできる。図6は、 $\phi_k(n)$ を乗算する場合の第 k サブキャリアの変化を示す図である。 $\phi_k(n)$ を乗算する前は、図6(a)に示すように第 k サブキャリアの信号の周波数は一定である。しかし、 $\phi_k(n)$ が式(2)に示すように時間と共に周波数の大きくなる系列であるため、 $\phi_k(n)$ を乗算することで、第 k サブキャリアの信号もまた、図6(b)に示すように時間と共に周波数が大きくなる。ただし、帯域内の最高周波数(第 $N-1$ サブキャリアの周波数)まで到達すると、帯域内の最低周波数(第0サブキャリアの周波数)まで戻る。よって、第 k サブキャリアの信号は図6(b)に示すように、1送信ブロックの間に帯域内の全周波数をスイープする。他のサブキャリアの信号も同様に、1送信ブロックの間に帯域内の全周波数をスイープすることになる。

30

【0034】

このように、各サブキャリア成分 $S[k]$ が帯域内の全周波数に拡散されて送信されるため、各 $S[k]$ は帯域内の全周波数の伝搬路変動の影響を受ける。そのため、 N サブキャリアの中の1つをパイロットサブキャリアとしておけば、そのパイロット信号を用いることで、周波数軸方向の補間処理を行うことなく、全周波数の伝搬路推定が可能になると考えられる。

40

【0035】

CP付加部104は、位相回転系列乗算部103からの出力信号 $x(n)$ を入力し、図3に示す送信ブロックとなるように、 N シンボルのデータのうちの末尾 N_{cp} シンボルをデータの前にCPとして付加する。そして、波形整形フィルタ部105が、CP付加部104からの出力信号を入力して波形整形を行い、周波数変換部106が周波数変換する。その後、送信アンテナ107が、周波数変換部106からの出力信号を入力し、受信機

50

20に向けて送信する。CP付加部104から送信アンテナ107までは、一般的な送信機と同様の送信手段である。

【0036】

上記のように送信される信号に対し、受信機20ではCP除去後に (n) の逆変換に相当する演算を行い、DFTすることで、各サブキャリアでの受信信号が得られると考えられる。受信機20の詳細な動作については後述するが、ここでは、送信機10の送信アンテナ107より送信された信号が、受信機20でどのような信号として見えるかを説明する。

【0037】

伝搬環境として、遅延波が送信シンボル時間間隔でPパス到来する $(P+1)$ パスモデルを想定した場合の受信信号について説明する。第 n シンボル時間 $(0 \leq n < N)$ におけるCP除去後の受信信号 $y(n)$ は次式(5)で表される。

10

【0038】

【数5】

$$y(n) = \sum_{p=0}^P h_p x((n-p) \bmod N) + w(n) \quad \dots (5)$$

【0039】

ただし、 h_p は第 p パス $(0 \leq p \leq P)$ の伝搬路インパルス応答を表し、 $w(n)$ は雑音信号である。また、 \bmod は剰余を表す。ここで、式(5)に式(4)を代入して整理すると、次式(6)となる。

20

【0040】

【数6】

$$y(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{p=0}^P h_p[k] S[k] \exp \left[j \frac{\pi}{N} \{ n^2 + 2((k-p) \bmod N)n \} \right] + w(n)$$

$$\left(\text{ただし、} h_p[k] = h_p \exp \left\{ j \frac{\pi}{N} (p^2 - 2kp) \right\} \right) \quad \dots (6)$$

【0041】

この受信信号 $y(n)$ に対し、 (n) の逆変換に相当する $\theta^{-1}(n)$ を乗じることで、 (n) による位相回転を解いた受信信号 $r(n)$ が得られ、これをDFTすることで各サブキャリアでの受信信号 $R[k]$ が得られると考えられる。ここで、 $\theta^{-1}(n) = 1 / (n)$ $(0 \leq n < N)$ である。 (n) が式(2)で表される場合、 $\theta^{-1}(n)$ は式(7)のように表すことができる。

30

【0042】

【数7】

$$\theta^{-1}(n) = \exp(-j(\pi/N)n^2) \quad \dots (7)$$

【0043】

前述のように、 (n) として式(2)以外のものも使用可能であるが、その場合も、 $\theta^{-1}(n) = 1 / (n)$ $(0 \leq n < N)$ により求まる $\theta^{-1}(n)$ を利用すればよい。 $\theta^{-1}(n)$ が式(7)となる場合、 $r(n)$ は以下の式(8)のようになる。

40

【0044】

【数 8】

$$\begin{aligned}
 r(n) &= y(n)\theta^{-1}(n) \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{p=0}^P h_p[k] S[k] \exp \left[j \frac{2\pi}{N} ((k-p) \bmod N) n \right] \\
 &\quad + w(n) \exp \left(-j \frac{\pi}{N} n^2 \right) \quad \dots (8)
 \end{aligned}$$

【0045】

ここで、 $(k-p) \bmod N$ を改めて k とすると、 $r(n)$ は式(9)のようになる。

10

【0046】

【数 9】

$$\begin{aligned}
 r(n) &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{p=0}^P h_p[(p+k) \bmod N] S[(p+k) \bmod N] W^{-kn} \\
 &\quad + w(n) \exp \left(-j \frac{\pi}{N} n^2 \right) \quad \dots (9)
 \end{aligned}$$

【0047】

よって、受信信号 $r(n)$ を DFT して得られる $R[k]$ は式(10)のようになる。

【0048】

20

【数 10】

$$\begin{aligned}
 R[k] &= F[r(n)] \\
 &= \sum_{p=0}^P h_p[(p+k) \bmod N] S[(p+k) \bmod N] + W[k] \\
 &\quad \left(\text{ただし、} W[k] = F \left[w(n) \exp \left(-j \frac{\pi}{N} n^2 \right) \right] \right) \quad \dots (10)
 \end{aligned}$$

【0049】

ここで、 $F[\cdot]$ は DFT を表し、 $W[k]$ は第 k サブキャリアでの雑音を表す ($0 < k < N$)。

30

【0050】

式(10)において、右辺第一項は、以下の $P+1$ 個の信号の重ね合わせとなっている。第 k サブキャリアでの送信信号の先行波、第 $(k+1) \bmod N$ サブキャリアでの送信信号の 1 シンボル遅延波、...、第 $(k+P) \bmod N$ サブキャリアでの送信信号の P シンボル遅延波、つまり、第 k サブキャリアでの受信信号は、第 $k \sim (k+P) \bmod N$ サブキャリアでの送信信号の重ね合わせとなる。よって、第 k サブキャリアでの送信信号の応答は、受信機 20 では、第 $k \sim (k-P) \bmod N$ サブキャリアにパス毎に分散して現れることになる。図 7 は、周波数方向におけるサブキャリアの配置を示す図である。サブキャリア番号 $0 \sim N-1$ までのサブキャリアを示すものである。このように、第 k サブキャリアの送信信号の p シンボル遅延波は、第 $(k-P) \bmod N$ サブキャリアに現れる。この第 k サブキャリアから第 $(k-P) \bmod N$ サブキャリアまでの範囲が、第 k サブキャリアの送信信号の応答となる。

40

【0051】

なお、同様のことは、図 8 を用いても説明することができる。図 8 は、第 k 、第 $k-1$ サブキャリアを示す図である。第 k サブキャリアの送信信号の先行波は、図 6(b)と同様、図 8 の実線で表される。このとき、第 k サブキャリアの 1 シンボル遅延波は、先行波を図 8 のように時間軸方向に 1 シンボル分シフトしたものとなる。これは、第 $(k-1) \bmod N$ サブキャリアよりスリーブの始まる信号となるため、受信機 20 では、第 $(k-1) \bmod N$ サブキャリアの信号として見えてしまう。図 8 では簡単のため先行波と 1 シン

50

ボル遅延波しか書いていないが、同様に考えれば、 p シンボル遅延波は図8の先行波を時間軸方向に p シンボル分シフトしたものとなる。これは、第 $(k - p) \bmod N$ サブキャリアよりスweepの始まる信号となるため、受信機20では、第 $(k - p) \bmod N$ サブキャリアの信号として見えてしまうことになる。

【0052】

つぎに、パイロット多重部101におけるパイロット信号を多重する方法について詳細に説明する。前述のように位相回転系列による拡散を行う場合、 N サブキャリアの中の1つにパイロット信号を配置すれば、そのパイロット信号を用いてその送信ブロックでの全周波数の伝搬路推定が可能になる。ここで、第 q サブキャリアをパイロットサブキャリアとした場合、前述のようにパイロット信号の応答は、受信機20では第 $q \sim (q - P) \bmod N$ サブキャリアに現れる。伝搬路推定のためには受信機20でパイロット信号の応答を得る必要があり、そのためには、これらのサブキャリアに第 q サブキャリア以外のサブキャリアの送信信号の応答が現れてはならない。このことから、送信機10で第 q サブキャリアをパイロットサブキャリアとする際、次の2つの制約条件が発生する。

【0053】

(1) 第 $(q - i) \bmod N$ サブキャリア $(1 \leq i \leq P)$ は、 $null$ としなければならない。もし、第 $(q - i) \bmod N$ サブキャリアで信号を送信した場合、パイロットサブキャリアの i シンボル遅延波の応答と混ざることになり、両者を分離できず、正確なパイロット信号の応答が得られないからである。ただし、 $P = 0$ の場合、 $1 \leq i \leq P$ に該当する i が存在しないため、 $null$ とすべきサブキャリアは存在しない。

【0054】

(2) 第 $(q + i) \bmod N$ サブキャリア $(1 \leq i \leq P)$ は、 $null$ としなければならない。もし、第 $(q + i) \bmod N$ サブキャリアで信号を送信した場合、その i シンボル以上の遅延波の応答がパイロットサブキャリアの応答と混ざることになり、両者を分離できず、正確なパイロット信号の応答が得られないからである。ただし、 $P = 0$ の場合、 $1 \leq i \leq P$ に該当する i が存在しないため、 $null$ とすべきサブキャリアは存在しない。

【0055】

以上のことから、パイロット多重部101は、次のようにパイロット信号を配置する。

【0056】

(1) パイロットサブキャリアは1つでよい場合、第 q サブキャリア $(0 \leq q < N)$ にのみパイロット信号を配置する。

【0057】

(2) 第 $(q - i) \bmod N$ サブキャリア $(1 \leq i \leq N_n_1)$ 、および第 $(q + i) \bmod N$ サブキャリア $(1 \leq i \leq N_n_2)$ は $null$ とする。 N_n_1 、 N_n_2 は0以上の整数であるが、 $N_n_1 = 0$ の場合、 $1 \leq i \leq N_n_1$ に該当する i が存在しないため、 $null$ とすべき第 $(q - i) \bmod N$ サブキャリアは存在しない。同様に、 $N_n_2 = 0$ の場合、 $1 \leq i \leq N_n_2$ に該当する i が存在しないため、 $null$ とすべき第 $(q + i) \bmod N$ サブキャリアは存在しない。そのため、上記 i の範囲を、 $(1 \leq i \leq N_n_1)$ 、 $(1 \leq i \leq N_n_2)$ とする。

【0058】

N_n_1 、 N_n_2 の決定方法としては様々な方法が考えられる。無線通信システムで想定する最大遅延シンボル数が既知であり、これを P' とすると、 $N_n_1 = N_n_2 = P'$ とする方法が最も簡単な方法として考えられる。

【0059】

または、関数 f_n_1 、 f_n_2 を定義し、これを用いて式(11)のように求める方法が考えられる。このとき、 f_n_1 および f_n_2 は、単調増加関数であることが望ましい。

【0060】

【数 1 1】

$$N_n_1 = f_n_1(P'), \quad N_n_2 = f_n_2(P') \quad \cdots (11)$$

【0 0 6 1】

他の方法として、C P 長 N_{cp} は遅延波の最大遅延シンボル数を考慮して決定されることから、 N_{cp} より決定する方法が考えられる。最も簡単な方法として、 $N_n_1 = N_n_2 = N_{cp}$ とすることが考えられる。

【0 0 6 2】

または、関数 $f_n_1_cp$ 、 $f_n_2_cp$ を定義し、これを用いて式 (12) のように求める方法が考えられる。このとき、 $f_n_1_cp$ および $f_n_2_cp$ は、単調増加関数であることが望ましい。

【0 0 6 3】

【数 1 2】

$$N_n_1 = f_n_1_cp(N_{cp}), \quad N_n_2 = f_n_2_cp(N_{cp}) \quad \cdots (12)$$

【0 0 6 4】

なお、 N_n_1 、 N_n_2 の求め方はこれらに限定するものではなく、他のどのような方法であってもよい。

【0 0 6 5】

N_n_1 、 N_n_2 を決定し、パイロットを配置した様子を図 9 に示す。図 9 は、周波数方向におけるサブキャリアの配置を示す図である。サブキャリア番号 # q がパイロットサブキャリアである場合、データ信号を送信するサブキャリアとの間に、 N_n_1 個および N_n_2 個の $null$ となるサブキャリアを配置する状態を示すものである。

【0 0 6 6】

ここで、パイロットサブキャリアの両側の $N_n_1 + N_n_2$ 個のサブキャリアが $null$ となるため、送信機 10 では、その分の電力をパイロットサブキャリアに使用することが可能である。よって、パイロットサブキャリアは他のデータ信号を送信するサブキャリアよりも送信電力を大きくしてもよい。最大で、他のサブキャリアの $(N_n_1 + N_n_2 + 1)$ 倍の電力とすることが可能である。なお、パイロットサブキャリアのみならず、他のデータ信号を送信するサブキャリアの電力を大きくしてもよい。

【0 0 6 7】

つぎに、受信機 20 の動作について説明する。図 10 は、本実施の形態の無線通信システムにおける受信機 20 の構成例を示す図である。受信機 20 は、受信アンテナ 200 と、周波数変換部 201 と、波形整形フィルタ部 202 と、C P 除去部 203 と、伝搬路推定部内位相逆回転系列 $^{-1}$ 乗算部 204 と、伝搬路推定部内 FFT 部 205 と、パイロット信号抽出部 206 と、周波数領域位相逆回転系列 乗算部 207 と、伝搬路推定値計算部 208 と、歪補償部内 FFT 部 209 と、周波数領域等化部 210 と、IFFT 部 211 と、復調用位相逆回転系列 $^{-1}$ 乗算部 212 と、復調用 FFT 部 213 と、復調部 214 と、を備える。

【0 0 6 8】

また、伝搬路推定部内位相逆回転系列 $^{-1}$ 乗算部 204 と、伝搬路推定部内 FFT 部 205 と、パイロット信号抽出部 206 と、周波数領域位相逆回転系列 乗算部 207 と、伝搬路推定値計算部 208 と、から伝搬路推定部 221 を構成し、歪補償部内 FFT 部 209 と、周波数領域等化部 210 と、IFFT 部 211 と、から伝搬路歪補償部 222 を構成する。

【0 0 6 9】

受信アンテナ 200 は、送信機 10 からの信号を受信する。周波数変換部 201 は、ベースバンド信号に周波数変換する。波形整形フィルタ部 202 は、ベースバンド信号を波形整形する。C P 除去部 203 は、送信機 10 で付加された C P を除去する。

【 0 0 7 0 】

伝搬路推定部内位相逆回転系列⁻¹乗算部 2 0 4 は、C P 除去後の信号に位相逆回転系列を乗算する。伝搬路推定部内 F F T 部 2 0 5 は、位相逆回転系列乗算後の信号を D F T 処理する。パイロット信号抽出部 2 0 6 は、パイロットの応答を取り出す。周波数領域位相回転系列 乗算部 2 0 7 は、位相回転系列を乗算し、乗算結果を加算する。伝搬路推定値計算部 2 0 8 は、各サブキャリアの伝搬路推定値を計算する。また、上記伝搬路推定部内位相逆回転系列⁻¹乗算部 2 0 4 から伝搬路推定値計算部 2 0 8 までの処理を、伝搬路推定部 2 2 1 として行う。

【 0 0 7 1 】

歪補償部内 F F T 部 2 0 9 は、C P 除去後の受信信号を D F T 処理し、周波数領域の信号に変換する。周波数領域等化部 2 1 0 は、歪補償部内 F F T 部 2 0 9 および伝搬路推定値計算部 2 0 8 からの出力を用いて周波数領域等化処理を行う。I F F T 部 2 1 1 は、周波数領域等化処理後の信号を I D F T 処理する。また、上記歪補償部内 F F T 部 2 0 9 から I F F T 部 2 1 1 までの処理を、伝搬路歪補償部 2 2 2 として行う。

【 0 0 7 2 】

復調用位相逆回転系列⁻¹乗算部 2 1 2 は、位相逆回転系列を乗算する。復調用 F F T 部 2 1 3 は、D F T 処理を行い、各サブキャリアでの受信信号を得る。復調部 2 1 4 は、復調処理を行う。

【 0 0 7 3 】

つづいて、受信機 2 0 の動作について説明する。受信機 2 0 では、まず、受信アンテナ 2 0 0 で信号を受信すると、周波数変換部 2 0 1 が、ベースバンド信号に周波数変換する。周波数変換部 2 0 1 からの出力を、波形整形フィルタ部 2 0 2 がフィルタリングし、その後、C P 除去部 2 0 3 で、C P を除去し、C P が除去されたシンボルを抽出する。この C P 除去後の信号を $y(n)$ ($0 \leq n < N$) とする。受信アンテナ 2 0 0 から C P 除去部 2 0 3 までは、一般的な受信機と同様の受信手段である。

【 0 0 7 4 】

つぎに、伝搬路推定部 2 2 1 の動作について説明する。送・受信信号 $x(n)$ 、 $y(n)$ 内のパイロット信号成分を $u(n)$ 、 $v(n)$ 、それらを D F T することで求まる周波数領域の信号を $U[k]$ 、 $V[k]$ とする。このとき、第 k サブキャリアにおける伝搬路推定値 $H'[k]$ は $U[k]$ 、 $V[k]$ を用いて計算することが可能である。

【 0 0 7 5 】

送信機 1 0 において第 q サブキャリアにパイロット信号を配置した場合、 $u(n)$ は式 (4) より以下の式 (1 3) のようになる。

【 0 0 7 6 】

【 数 1 3 】

$$u(n) = \frac{S[q]\phi_q(n)}{\sqrt{N}} \quad \dots (13)$$

【 0 0 7 7 】

さらに、これを D F T して $U[k]$ を得ることができる (式 (1 4) 参照)。

【 数 1 4 】

$$\begin{aligned} U[k] &= F[u(n)] \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{S[q]\phi_q(n)}{\sqrt{N}} W^{nk} \\ &= \frac{S[q]}{\sqrt{N}} \Phi_q[k] \quad \dots (14) \end{aligned}$$

【 0 0 7 8 】

ただし $\phi_q[k]$ は、以下の式 (1 5) のとおりである。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 9 】

【 数 1 5 】

$$\Phi_q[k] = F[\phi_q(n)] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \phi_q(n) W^{nk} \quad \dots (15)$$

【 0 0 8 0 】

このように、 $U[k]$ は、パイロット信号 $S[q]$ および $\phi_q[k]$ より、予め計算してメモリに記憶しておくことが可能である。 $H'[k]$ 計算時にメモリから読み出すようにすればよい。

【 0 0 8 1 】

10

位相逆回転系列 $^{-1}$ 乗算部204では、CP除去部203からの出力 $y(n)$ に $^{-1}(n)$ を乗算し、式(8)または式(9)で表される $r(n)$ を得る。伝搬路推定部内FFT部205では、この $r(n)$ をNポイントDFTし、式(10)で表される $R[k]$ を得る。パイロット信号抽出部206は、 $R[k]$ ($0 \leq k < N$)より、パイロット信号の応答のみを取り出す。すなわち、 $N_res + 1$ 個の信号 $R[(q - i) \bmod N]$ ($0 \leq i \leq N_res$)を取り出す。ここで、 N_res は、パイロット信号抽出部206で想定する最大遅延シンボル数である。 N_res は0以上の整数であり、 $N_res \leq N - n - 1$ である必要がある。

【 0 0 8 2 】

N_res の決定方法としては様々な方法が考えられる。例えば、無線通信システムで想定する最大遅延シンボル数が既知であり、これを P' とすると、 $N_res = P'$ とする方法が最も簡単な方法として考えられる。

20

【 0 0 8 3 】

または、関数 f_res を定義し、これを用いて式(16)のように求める方法が考えられる。このとき、 f_res は、単調増加関数であることが望ましい。

【 0 0 8 4 】

【 数 1 6 】

$$N_res = f_res(P') \quad \dots (16)$$

【 0 0 8 5 】

30

他の方法として、CP長 N_{cp} は遅延波の最大遅延シンボル数を考慮して決定されることから、 N_{cp} より決定する方法が考えられる。最も簡単な方法として、 $N_res = N_{cp}$ とすることが考えられる。

【 0 0 8 6 】

または、関数 f_res_cp を定義し、これを用いて式(17)のように求める方法が考えられる。このとき、 f_res_cp は、単調増加関数であることが望ましい。

【 0 0 8 7 】

【 数 1 7 】

$$N_res = f_res_cp(N_{cp}) \quad \dots (17)$$

40

【 0 0 8 8 】

N_res の求め方はこれらに限定するものではなく、他のどのような方法であってもよい。このようにして、パイロット信号抽出部206は、 $N_res + 1$ 個の信号を抽出し出力する。

【 0 0 8 9 】

周波数領域位相回転系列乗算部207では、パイロット信号抽出部206からの $N_res + 1$ 個の出力 $R[(q - i) \bmod N]$ ($0 \leq i \leq N_res$)各々に対し、周波数領域の位相回転系列 $\phi_i[k]$ を乗算し、それらの乗算結果を加算する。ここで、 $\phi_i[k]$ は式(18)のように表すことができる。

【 0 0 9 0 】

50

【数 18】

$$\Phi_l[k] = F[\phi_l(n)] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \phi_l(n) W^{nk} \quad (0 \leq l < N, 0 \leq k < N) \quad \dots (18)$$

【0091】

つまり、 $\phi_l[k]$ は $\phi_l(n)$ の周波数領域での表現であり、 $\phi_l[k]$ を乗じることは、周波数領域での拡散を行うことを意味する。

【0092】

ここで、各 $R[(q-i) \bmod N]$ ($0 \leq i < N_{res}$) に対し、各々対応する $\phi_{(q-i) \bmod N}[k]$ を乗算する必要がある。そして、それらを加算することで周波数領域位相回転系列乗算部207の出力、すなわち、 $V[k]$ を得ることができる。これは、次式(19)で表される。

10

【0093】

【数 19】

$$V[k] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N_{res}} R[(q-i) \bmod N] \phi_{(q-i) \bmod N}[k] \quad (0 \leq k < N) \quad \dots (19)$$

【0094】

伝搬路推定値計算部208の動作について説明する。送信ブロックがパイロットブロックの場合、周波数領域位相回転系列乗算部207から $V[k]$ が出力されるので、この $V[k]$ 、およびメモリから読み出した $U[k]$ を用いて各サブキャリアでの伝搬路推定値 $H'[k]$ を計算する。この計算方法としては様々な方法が考えられ、特定の方法に限定されるものではない。例えば、ZF (Zero Forcing) 基準により計算する場合は、式(20)のように求まる。

20

【0095】

【数 20】

$$H'[k] = V[k] / U[k] \quad \dots (20)$$

【0096】

また、MMSE (Minimum Mean Square Error) 基準により計算する場合は、式(21)のように求まる。

30

【0097】

【数 21】

$$H'[k] = \frac{U^*[k]V[k]}{|U[k]|^2 + (CN[k])^{-1}} \quad \dots (21)$$

【0098】

ここで、 $U^*[k]$ は $U[k]$ の複素共役を表す。また、 $CN[k]$ は第 k サブキャリアでの推定 CNR (Carrier to Noise Ratio) である。このようにして得られた伝搬路推定値 $H'[k]$ ($0 \leq k < N$) が伝搬路推定値計算部208より出力される。

【0099】

40

一方、送信ブロックがデータブロックである場合、この送信ブロックにはパイロット信号が存在しないため、他のパイロットブロックでの伝搬路推定値を用いて時間軸方向の補間処理等を行って、伝搬路推定値を求めるようにする。以上が伝搬路推定部221における伝搬路の推定動作となる。

【0100】

つづいて、伝搬路歪補償部222の動作について説明する。まず、歪補償部内FFT部209は、CP除去後の受信信号 $y(n)$ を N ポイントDFTにより周波数領域の信号 $Y[k]$ に変換し出力する。そして、周波数領域等化部210は、歪補償部内FFT部209からの出力 $Y[k]$ 、伝搬路推定値計算部208からの出力 $H'[k]$ を用いて周波数領域等化処理を行う。

50

【 0 1 0 1 】

まず、周波数領域等化部 2 1 0 では、 $H'[k]$ より等化係数 $W[k]$ ($0 \leq k < N$) を求める。この求め方として様々な方法が考えられ、特定の方法に限定されるものではない。例えば、ZF 基準により計算する場合は、式 (2 2) のように求まる。

【 0 1 0 2 】

【数 2 2 】

$$W[k] = H'[k]^{-1} \quad \dots (22)$$

【 0 1 0 3 】

また、MMSE 基準により計算する場合は、式 (2 3) のように求まる。

10

【 0 1 0 4 】

【数 2 3 】

$$W[k] = \frac{H'^*[k]}{|H'[k]|^2 + (CN[k])^{-1}} \quad \dots (23)$$

【 0 1 0 5 】

ここで、 $H'^*[k]$ は $H'[k]$ の複素共役を表す。また、 $CN[k]$ は第 k サブキャリアでの推定 CNR である。この $W[k]$ により、以下の式 (2 4) により等化処理が行われる。

【 0 1 0 6 】

20

【数 2 4 】

$$Y'[k] = W[k]Y[k] \quad (0 \leq k < N) \quad \dots (24)$$

【 0 1 0 7 】

周波数領域等化部 2 1 0 は、こうして得られた $Y'[k]$ を出力する。そして、IFFT 部 2 1 1 が、 $Y'[k]$ に対して N ポイント IDFT 処理を行い、時間領域信号 $y'(n)$ を出力する。

【 0 1 0 8 】

復調用位相逆回転系列 θ^{-1} 乗算部 2 1 2 は、伝搬路推定部内位相逆回転系列 θ^{-1} 乗算部 2 0 4 と同様に、 $y'(n)$ に対して $\theta^{-1}(n)$ を以下の式のように乗算し、出力信号 $r'(n)$ を得る。

30

【 0 1 0 9 】

【数 2 5 】

$$r'(n) = y'(n)\theta^{-1}(n) \quad \dots (25)$$

【 0 1 1 0 】

復調用 FFT 部 2 1 3 は、復調用位相逆回転系列 θ^{-1} 乗算部 2 1 2 より出力される $r'(n)$ に対し、 N ポイント DFT を行い、各サブキャリアでの受信信号を得る。ここで、周波数領域等化処理により遅延波の影響が既に除去されているため、第 k サブキャリア ($0 \leq k < N$) には、送信機 1 0 にて第 k サブキャリアで送信した信号の応答のみが現れる。この DFT 後の信号が復調用 FFT 部 2 1 3 から出力され、復調部 2 1 4 が復調処理を行う。

40

【 0 1 1 1 】

なお、上記の説明では n_{ul1} とするサブキャリア数 N_{n1} 、 N_{n2} 、および受信機 2 0 での N_{res} は常に一定としていたが、これに限定するものではない。伝搬環境は時間と共に変化するため、最大遅延シンボル数は伝搬環境の変化に応じて変化すると考えられる。そこで、 N_{n1} 、 N_{n2} 、および N_{res} を伝搬環境の変化に応じて適応制御するようにしてもよい。例えば、受信機 2 0 において遅延プロファイルを測定し、その測定結果を元に N_{res} を適応制御する。さらに、その測定結果を受信機 2 0 から送信機 1 0 にフィードバックし、送信機 1 0 では、その情報に応じて n_{ul1} とするサブキャリア数 N_{n1} 、 N_{n2} を適応制御する方法が考えられる。

50

【 0 1 1 2 】

ここで、本実施の形態と、背景技術で述べたスカタードパイロットを用いる場合との差を、具体的に数値を用いて説明する。例えば、 $N = 128$ 、有効サブキャリア数を $M = 128$ 、想定する遅延波の最大遅延シンボル数 P' が 7 の場合を考える。 $N_{n1} = N_{n2} = 7$ とすると、本実施の形態において、パイロット信号を送信する OFDM ブロックは、パイロットサブキャリア数：1、 n_{ul} サブキャリア数： $7 \times 2 = 14$ 、データを送信するサブキャリア数： $128 - 1 - 14 = 113$ となる。

【 0 1 1 3 】

一方、背景技術で述べたスカタードパイロットの場合、例えば、2 サブキャリア間隔でパイロット信号を挿入すると、パイロットサブキャリア数： $128 \div 2 = 64$ 、 n_{ul} サブキャリア数：0、データを送信するサブキャリア数： $128 - 64 - 0 = 64$ となる。

【 0 1 1 4 】

このように、データを送信可能なサブキャリア数は本実施の形態のほうが多く、データ送信効率がよいことが分かる。また、スカタードパイロットでは、データを送信する 64 個のサブキャリアについては周波数軸方向の補間処理により伝搬路推定値を求めるため、誤差が大きい。一方、本実施の形態の方法では、128 個全てのサブキャリアの伝搬路推定値を周波数軸方向の補間処理なしで求めることが可能であり、誤差を小さくできる。

【 0 1 1 5 】

以上説明したように、本実施の形態では、OFDM 方式でデータの送受信を行う無線通信システムにおいて、送信機 10 では、1 つのパイロットサブキャリアの信号を位相回転により帯域内の全周波数に拡散させて送信し、受信機 20 では、帯域内の全周波数に拡散されたパイロットサブキャリアを用いることにより、周波数軸方向での補間処理を行うことなく、送信ブロックの全サブキャリアの伝搬路推定値を得ることとした。これにより、周波数軸方向の補間処理なしに全サブキャリアの伝搬路を推定でき、伝搬路変動に起因する伝搬路推定誤差を小さくすることが可能であり、BER (Bit Error Ratio) 特性等の受信品質が向上することができる。

【 0 1 1 6 】

また、1 つのパイロットサブキャリアと $N_{n1} + N_{n2}$ 個の n_{ul} サブキャリアのみで伝搬路推定を行うため、他のサブキャリアではデータ信号の送信が可能である。これにより、データ信号伝送効率を下げず、高精度な伝搬路推定を行うことができる。

【 0 1 1 7 】

また、パイロット信号を配置する送信ブロックで $N_{n1} + N_{n2}$ 個の n_{ul} サブキャリアが必要であるが、その分の電力を他のサブキャリアの送信電力に使用することが可能である。これにより、受信 CNR が良くなり、BER 特性等の受信品質が向上することができる。

【 0 1 1 8 】

また、各サブキャリアの信号が帯域内の全周波数に拡散されて送信するため、各サブキャリアが、帯域内の全ての周波数での伝搬路特性の影響を受ける。これにより、周波数ダイバーシチ効果が得られ、BER 特性等の受信品質を向上することができる。

【 0 1 1 9 】

なお、DFT 処理、IDFT 処理を行う際、ポイント数が 2 のべき乗である場合には、DFT 処理に替えて FFT 処理を、IDFT 処理に替えて IFFT 処理を行うことも可能である。

【 0 1 2 0 】

実施の形態 2 .

実施の形態 1 では、1 つのパイロットサブキャリアで伝搬路推定を行うが、雑音の影響等により、理想的な伝搬路推定値を得ることができない場合がある。そのため、本実施の形態では、雑音の影響を低減するために、複数のパイロット信号を用いる場合について説明する。本実施の形態の送信機 10、受信機 20 の構成は実施の形態 1 と同じである。実

10

20

30

40

50

施の形態 1 と異なる部分について説明する。

【 0 1 2 1 】

送信機 1 0 では、パイロット多重部 1 0 1 の動作のみが実施の形態 1 と異なる。本実施の形態では、パイロット信号を配置する際、図 1 1 のように複数のパイロット信号を配置する。図 1 1 は、周波数方向におけるサブキャリアの配置を示す図である。サブキャリア番号 # $q_1 \sim \# q_A$ がパイロットサブキャリアである。

【 0 1 2 2 】

パイロット信号の個数を A (A は N よりも小さい 2 以上の自然数) 個とし、第 q_i サブキャリアで i 番目のパイロット信号を送信するとする。ただし、 $0 < q_1 < q_2 < \dots < q_A < N$ となるように、第 1 パイロットから第 A パイロットを命名する。このときに、以下の

10

【 0 1 2 3 】

(1) 第 q_i サブキャリアと第 q_{i-1} サブキャリアの間には N_n_i 個のサブキャリアがあり、これらは $null$ とする ($2 \leq i \leq A$)。

【 0 1 2 4 】

(2) 第 $(q_1 - 1) \bmod N \sim$ 第 $(q_1 - N_n_1) \bmod N$ サブキャリアを $null$ とする。

【 0 1 2 5 】

(3) 第 $(q_A + 1) \bmod N \sim$ 第 $(q_A + N_n_ (A + 1)) \bmod N$ サブキャリアを $null$ とする。

20

【 0 1 2 6 】

なお、 N_n_i ($1 \leq i \leq A + 1$) は各々 0 以上の整数である。

【 0 1 2 7 】

N_n_i ($1 \leq i \leq A + 1$) の決定方法としては様々な方法が考えられる。無線通信システムで想定する最大遅延シンボル数が既知であり、これを P' とするとき、 $N_n_i = P'$ とする方法が最も簡単な方法として考えられる。

【 0 1 2 8 】

または、関数 f_n_i ($1 \leq i \leq A + 1$) を定義し、これを用いて式 (2 6) のように求める方法が考えられる。このとき、各 f_n_i は、単調増加関数であることが望ましい。

30

【 0 1 2 9 】

【数 2 6】

$$N_n_i = f_n_i(P') \quad (1 \leq i \leq A+1) \quad \dots (26)$$

【 0 1 3 0 】

他の方法として、 CP 長 N_{cp} は遅延波の最大遅延シンボル数を考慮して決定されることから、 N_{cp} より決定する方法が考えられる。最も簡単な方法として、 $N_n_i = N_{cp}$ とすることが考えられる。

【 0 1 3 1 】

または、関数 $f_n_i_cp$ ($1 \leq i \leq A + 1$) を定義し、これを用いて式 (2 7) のように求める方法が考えられる。このとき、 $f_n_i_cp$ は、単調増加関数であることが望ましい。

40

【 0 1 3 2 】

【数 2 7】

$$N_n_i = f_n_i_cp(N_{cp}) \quad (1 \leq i \leq A+1) \quad \dots (27)$$

【 0 1 3 3 】

なお、 N_n_i の求め方はこれらに限定するものではなく、他のどのような方法であってもよい。

【 0 1 3 4 】

50

ここで、 N_n_i (の下側に「 $i = 1$ 」が、 の上側に「 $A + 1$ 」が付きます) 個のサブキャリアが $null$ となるため、送信機 10 では、その分の電力をパイロットサブキャリアに使用することが可能である。よって、パイロットサブキャリアは他のデータ信号を送信するサブキャリアよりも送信電力を大きくしてもよい。なお、パイロットサブキャリアのみならず、他のデータ信号を送信するサブキャリアの電力を大きくしてもよい。

【0135】

つぎに、受信機 20 の動作について説明する。パイロットブロックにパイロット信号が A 個あるため、各々を用いて A 通りの伝搬路推定値を求める。以下、 j 番目のパイロット信号 ($1 \leq j \leq A$) を用いて伝搬路推定値を求める場合について説明する。

10

【0136】

パイロット信号抽出部 206 は、 $R[k]$ ($0 \leq k < N$) より、 j 番目のパイロット信号の応答のみを取り出す。すなわち、 $1 + N_res_j$ 個 ($1 \leq j \leq A$) の信号 $R[(q_j - i) \bmod N]$ ($0 \leq i < N_res_j$) を取り出す。ここで、 N_res_j は、パイロット信号抽出部 206 で j 番目のパイロット信号による伝搬路推定値を求める際に想定する最大遅延シンボル数である。 N_res_j は 0 以上の整数であり、 $N_res_j \leq N_n_j$ である必要がある。

【0137】

N_res_j の決定方法としては様々な方法が考えられる。例えば、無線通信システムで想定する最大遅延シンボル数が既知であり、これを P' とするとき、 $N_res_j = P'$ とする方法が最も簡単な方法として考えられる。

20

【0138】

または、関数 f_res_j を定義し、これを用いて式 (28) のように求める方法が考えられる。このとき、 f_res_j は、単調増加関数であることが望ましい。

【0139】

【数28】

$$N_res_j = f_res_j(P') \quad \dots (28)$$

【0140】

他の方法として、 CP 長 N_{cp} は遅延波の最大遅延シンボル数を考慮して決定されることから、 N_{cp} より決定する方法が考えられる。最も簡単な方法として、 $N_res_j = N_{cp}$ とすることが考えられる。

30

【0141】

または、関数 f_res_cp を定義し、これを用いて式 (29) のように求める方法が考えられる。このとき、 f_res_cp は、単調増加関数であることが望ましい。

【0142】

【数29】

$$N_res_j = f_res_j_cp(N_{cp}) \quad \dots (29)$$

【0143】

N_res_j の求め方はこれらに限定するものではなく、他のどのような方法であってもよい。このようにして、パイロット信号抽出部 206 は、 $1 + N_res_j$ 個の信号を抽出し出力する。

40

【0144】

周波数領域位相回転系列 乗算部 207 では、パイロット信号抽出部 206 からの $1 + N_res_j$ 個の出力 $R[(q_j - i) \bmod N]$ ($0 \leq i < N_res_j$) 各々に対し、実施の形態 1 と同様に周波数領域の位相回転系列 $\gamma[k]$ を乗算し、それらの乗算結果を加算し、伝搬路推定値計算部 208 に出力する。

【0145】

伝搬路推定値計算部 208 は、実施の形態 1 と同じ方法で、 j 番目のパイロット信号に

50

よる伝搬路推定値を求める。これを、 $H_j'[k]$ ($0 \leq k < N$) とする。以上が j 番目のパイロット信号による伝搬路推定値 $H_j'[k]$ の求め方となるが、同様の方法により、 $1 \sim A$ 番目のパイロットによる伝搬路推定値 $H_1'[k]$ 、 $H_2'[k]$ 、...、 $H_A'[k]$ ($0 \leq k < N$) を全て求める。

【0146】

伝搬路推定値計算部 208 は、さらに、 A 個の伝搬路推定値の平均化処理を行う。つまり、以下の式 (30) により $H'[k]$ を計算する。

【0147】

【数30】

$$H'[k] = \frac{1}{A} \sum_{j=1}^A H_j'[k] \quad (0 \leq k < N) \quad \dots (30)$$

10

【0148】

これは A 個の伝搬路推定値の平均値を求めることになる。また、式 (30) により求める以外の方法として、加重平均を求めるようにしてもよい。

【0149】

なお、関数 $fave()$ を定義し、以下の式 (31) のように $H'[k]$ を求めても良い。

【0150】

【数31】

$$H'[k] = fave(H_1'[k], H_2'[k], \dots, H_A'[k]) \quad \dots (31)$$

20

【0151】

伝搬路推定値計算部 208 は、このようにして求めた $H'[k]$ を歪補償部内 FFT 部 209 に出力する。

【0152】

なお、上記の説明では $null$ とするサブキャリア数 $N_{n_1} \sim N_{n_A}$ ($A+1$)、および受信機 20 での $N_{res_1} \sim N_{res_A}$ は常に一定としていたが、これに限定するものではない。伝搬環境は時間と共に変化するため、最大遅延シンボル数は伝搬環境の変化に応じて変化すると考えられる。そこで、 $N_{n_1} \sim N_{n_A}$ ($A+1$)、 $N_{res_1} \sim N_{res_A}$ を伝搬環境の変化に応じて適応制御するようにしてもよい。例えば、受信機 20 において遅延プロファイルを測定し、その測定結果を元に $N_{res_1} \sim N_{res_A}$ を適応制御する。さらに、その測定結果を受信機 20 から送信機 10 にフィードバックし、送信機 10 では、その情報に応じて $null$ とするサブキャリア数 $N_{n_1} \sim N_{n_A}$ ($A+1$) を適応制御する方法が考えられる。

30

【0153】

以上説明したように、本実施の形態では、複数のパイロット信号を用いて複数の伝搬路推定値を求め、これらを平均化することとした。これにより、伝搬路推定値内の雑音成分が平均化されて小さくなり、伝搬路推定値における雑音による推定誤差を小さくすることができる。

40

【0154】

実施の形態 3 .

本実施の形態では、複数ユーザからの信号を多重する場合について説明する。本実施の形態の送信機 10、受信機 20 の構成は実施の形態 1 と同じである。実施の形態 1 と異なる部分について説明する。

【0155】

本実施の形態では、複数ユーザからの信号が多重されている場合を考え、DFT により FSK (Frequency Shift Keying) 信号を作成して通信する場合を考える。

【0156】

まず、送信機 10 の動作について説明する。 N 個のサブキャリアのうち、 B 個のサブキ

50

キャリアが、あるユーザに割り当てられているとする。

【0157】

データブロックの場合、このユーザは変調部100にて、送信するデータに応じてB個のうちの1サブキャリアのみ非0とし、残りの $N - 1$ サブキャリアは0とする。つまり、本実施の形態はFSKであるため、どのサブキャリアでデータを送るかによって情報を伝達する。これはB値FSKであり、1送信ブロックで $\log_2 B$ ビットの情報が送られることになる。パイロット多重部101では何もせず、変調部100の出力がそのままIFFT部102への入力となる。

【0158】

一方、パイロットブロックでは、データは送らず、パイロット信号のみを配置する。よって、変調部100は全てのサブキャリアを0として出力する。パイロット多重部101では、予め送信機10・受信機20間で決定された1サブキャリアにパイロット信号を配置する。送信機10の他の部分の動作については、実施の形態1と同様である。

【0159】

つづいて、受信機20の動作について説明する。受信機20は復調部214の動作のみが実施の形態1と異なるため、この部分のみ説明する。

【0160】

パイロットブロックの場合、データは何も送られていないため、復調部214は何もしない。データブロックの場合、送信機10ではN本のサブキャリアのうちのいずれか1つを非0としてデータを送信しているため、受信機20では、それがどのサブキャリアであるかを閾値判定などにより検出し、その情報を元に送信されたデータを得る。

【0161】

ここで、前述のように、本実施の形態では複数ユーザの送信データを多重している。多重されるユーザ数を $C(1)$ とし、第 i ユーザ($1 \leq i \leq C$)に割り当てられるサブキャリア数を B_i とする。よって、第 i ユーザは B_i 値FSKによりデータを送信する。ただし、第 i ユーザは第 $(i + 1)$ ユーザよりも低い周波数のサブキャリアが割り当てられているようにする。このとき、受信機20で異なるユーザの送信信号が混じらないようにするために(同一サブキャリアに現れないようにするために)、図12に示すように、各ユーザに割り当てるサブキャリアを設定する。図12は、周波数方向におけるサブキャリアの配置を示す図である。ユーザに割り当てられたサブキャリア、およびユーザに割り当てられていないサブキャリアを示す。図12から、以下のことがいえる。

【0162】

(1) 第 i ユーザのサブキャリアと第 $(i + 1)$ ユーザのサブキャリアの間には $N_{u_i}(i + 1)$ 個以上のnullサブキャリアがあるようにする($1 \leq i \leq C - 1$)。

【0163】

(2) 第1ユーザのサブキャリアよりも低周波側にあるnullサブキャリア数(図12の(1))と第 C ユーザのサブキャリアよりも高周波側にあるnullサブキャリア数(図12の(2))の和が $N_{u_n} - 1$ 以上となるようにする。

【0164】

なお、 $N_{u_i}(1 \leq i \leq C)$ は0以上の整数である。0の場合は、該当する場所にnullサブキャリアを配置しないことも可能である。

【0165】

$N_{u_i}(1 \leq i \leq C)$ の決定方法としては様々な方法が考えられる。無線通信システムで想定する最大遅延シンボル数が既知であり、これを P' とすると、 $N_{u_i} = P'(1 \leq i \leq C)$ とする方法が最も簡単な方法として考えられる。

【0166】

または、関数 $f_{u_i}(1 \leq i \leq C)$ を定義し、これを用いて式(32)のように求める方法が考えられる。このとき、 f_{u_i} は、各々単調増加関数であることが望ましい。

【0167】

10

20

30

40

50

【数 3 2】

$$N_u_i = f_u_i(P') \quad \dots (32)$$

【0 1 6 8】

他の方法として、C P 長 N_{cp} は遅延波の最大遅延シンボル数を考慮して決定されることから、 N_{cp} より決定する方法が考えられる。最も簡単な方法として、 $N_u_i = N_{cp} (1 - i / C)$ とすることが考えられる。

【0 1 6 9】

または、関数 $f_u_i_cp (1 - i / C)$ を定義し、これを用いて式 (33) のように求める方法が考えられる。このとき、 $f_u_i_cp$ は、各々単調増加関数である

10

【0 1 7 0】

【数 3 3】

$$N_u_i = f_u_i_cp(N_{cp}) \quad \dots (33)$$

【0 1 7 1】

なお、 N_u_i の求め方はこれらに限定するものではなく、他のどのような方法であってもよい。

【0 1 7 2】

このようにすることで、遅延波が存在する場合であっても、各ユーザの信号が混ざらないように多重して送信することが可能である。

20

【0 1 7 3】

以上説明したように、本実施の形態では、複数のユーザ信号を送信する場合、遅延波の想定最大遅延シンボル数、またはC P 長に応じて各ユーザに割り当てられたサブキャリア間に配置するヌルサブキャリア数を決定するようにした。これにより、実施の形態1と同様の効果に加え、各ユーザの信号が干渉し合わないよう、ユーザ信号を多重して送信することができる。

【0 1 7 4】

実施の形態 4 .

本実施の形態では、複数ユーザからの信号を多重する場合について説明する。本実施の形態の送信機 10、受信機 20 の構成は実施の形態2と同じである。実施の形態2と異なる部分について説明する。

30

【0 1 7 5】

本実施の形態では、複数ユーザからの信号が多重されている場合を考え、DFTによりFSK信号を作成して通信する場合を考える。

【0 1 7 6】

まず、送信機 10 の動作について説明する。N 個のサブキャリアのうち、B 個のサブキャリアが、あるユーザに割り当てられているとする。

【0 1 7 7】

データブロックの場合、このユーザは変調部 100 にて、送信するデータに応じてB 個のうちの1サブキャリアのみ非0とし、残りの $N - 1$ サブキャリアは0とする。つまり、本実施の形態はFSKであるため、どのサブキャリアでデータを送るかによって情報を伝達する。これはB 値FSKであり、1送信ブロックで $\log_2 B$ ビットの情報が送られることになる。パイロット多重部 101 では何もせず、変調部 100 の出力がそのままIFFT部 102 への入力となる。

40

【0 1 7 8】

一方、パイロットブロックでは、データは送らず、パイロット信号のみを配置する。よって、変調部 100 は全てのサブキャリアを0として出力する。パイロット多重部 101 では、予め送信機 10・受信機 20 で決定された1サブキャリアにパイロット信号を配置する。送信機 10 の他の部分の動作については、実施の形態2と同様である。

50

【 0 1 7 9 】

つづいて、受信機 2 0 の動作について説明する。受信機 2 0 は復調部 2 1 4 の動作のみが実施の形態 2 と異なるため、この部分のみ説明する。

【 0 1 8 0 】

パイロットブロックの場合、データは何も送られていないため、復調部 2 1 4 は何もしない。データブロックの場合、送信機 1 0 では N 本のサブキャリアのうちのいずれか 1 つを非 0 としてデータを送信しているので、受信機 1 0 では、それがどのサブキャリアであるかを閾値判定などにより検出し、その情報を元に送信されたデータを得る。

【 0 1 8 1 】

なお、複数ユーザの送信データを多重しているが、各ユーザ信号が混ざらないように多重して送信するための `null` サブキャリアの配置については、実施の形態 3 で説明した内容と同じである。

【 0 1 8 2 】

以上説明したように、本実施の形態では、複数のユーザ信号を送信する場合、遅延波の想定最大遅延シンボル数、または CP 長に応じて各ユーザに割り当てられたサブキャリア間に配置するヌルサブキャリア数を決定するようにした。これにより、実施の形態 2 と同様の効果に加え、各ユーザの信号が干渉し合わないように、ユーザ信号を多重して送信することができる。

【 0 1 8 3 】

実施の形態 5 .

本実施の形態では、複数ユーザからの信号を多重する場合に、各ユーザが 1 個のサブキャリアのみを用いて P S K (Phase Shift Keying) または Q A M (Quadrature Amplitude Modulation) により通信する場合について説明する。本実施の形態の送信機 1 0、受信機 2 0 の構成は実施の形態 3 と同じである。実施の形態 3 と異なる部分について説明する。

【 0 1 8 4 】

まず、送信機 1 0 の動作について説明する。N 個のサブキャリアのうち、1 個のサブキャリアが、あるユーザに割り当てられているとする。

【 0 1 8 5 】

データブロックの場合、このユーザは変調部 1 0 0 にて、P S K または Q A M による変調を行い、変調後のシンボルを自身が割り当てられているサブキャリアに乗せ、パイロット多重部 1 0 1 に出力する。パイロット多重部 1 0 1 では何もせず、変調部 1 0 0 の出力がそのまま I F F T 部 1 0 2 への入力となる。

【 0 1 8 6 】

一方、パイロットブロックの場合は、実施の形態 3 と同様の動作である。また、送信機 1 0 の他の部分の動作も、実施の形態 3 と同様となる。

【 0 1 8 7 】

つづいて、受信機 2 0 の動作について説明する。受信機 2 0 は復調部 2 1 4 の動作のみが実施の形態 3 と異なるため、この部分のみ説明する。

【 0 1 8 8 】

パイロットブロックの場合、データは何も送られていないため、復調部 2 1 4 は何もしない。データブロックの場合、N 本のサブキャリアのうちの 1 つにデータが乗っているので、そのサブキャリアのみを復調し、送信されたデータを得る。

【 0 1 8 9 】

ここで、前述のように、本実施の形態では複数ユーザの送信データを多重している。多重されるユーザ数を $C(1)$ とする。ただし、第 i ユーザは第 $(i + 1)$ ユーザよりも低い周波数のサブキャリアが割り当てられているようにする。このとき、受信機 2 0 で異なるユーザの送信信号が混じらないようにするために (同一サブキャリアに現れないようにするために)、図 1 3 のように、各ユーザに割り当てるサブキャリアを設定する。図 1 3 は、周波数方向におけるサブキャリアの配置を示す図である。ユーザに割り当てられたサ

10

20

30

40

50

ブキャリア、およびユーザに割り当てられていないサブキャリアを示す。図 13 から、以下のことがいえる。

【0190】

(1) 第 i ユーザのサブキャリアと第 $(i + 1)$ ユーザのサブキャリアの間には $N_u_i - (i + 1)$ 個以上の n_u_i サブキャリアがあるようにする ($1 \leq i \leq C - 1$)。

【0191】

(2) 第 1 ユーザのサブキャリアよりも低周波側にある n_u_i サブキャリア数 (図 13 の (1)) と第 C ユーザのサブキャリアよりも高周波側にある n_u_i サブキャリア数 (図 13 の (2)) の和が $N_u_i - 1$ 以上となるようにする。

【0192】

なお、 $N_u_i - (i + 1)$ は 0 以上の整数である。0 の場合は、該当する場所に n_u_i サブキャリアを配置しないことも可能である。

【0193】

$N_u_i - (i + 1)$ の決定方法としては様々な方法が考えられる。無線通信システムで想定する最大遅延シンボル数が既知であり、これを P' とするとき、 $N_u_i - (i + 1) = P'$ とする方法が最も簡単な方法として考えられる。

【0194】

または、関数 $f_u_i - (i + 1)$ を定義し、これを用いて式 (34) のように求める方法が考えられる。このとき、 f_u_i は、各々単調増加関数であることが望ましい。

【0195】

【数 34】

$$N_u_i = f_u_i(P') \quad \dots (34)$$

【0196】

他の方法として、 $C P$ 長 N_{cp} は遅延波の最大遅延シンボル数を考慮して決定されることから、 N_{cp} より決定する方法が考えられる。最も簡単な方法として、 $N_u_i = N_{cp} - (i + 1)$ とすることが考えられる。

【0197】

または、関数 $f_u_i - N_{cp} - (i + 1)$ を定義し、これを用いて式 (35) のように求める方法が考えられる。このとき、 $f_u_i - N_{cp}$ は、各々単調増加関数であることが望ましい。

【0198】

【数 35】

$$N_u_i = f_u_i - N_{cp}(N_{cp}) \quad \dots (35)$$

【0199】

なお、 N_u_i の求め方はこれらに限定するものではなく、他のどのような方法であってもよい。

【0200】

このようにすることで、遅延波が存在する場合であっても、各ユーザの信号が混ざらないように多重して送信することが可能である。

【0201】

以上説明したように、本実施の形態では、複数のユーザ信号を送信する場合、遅延波の想定最大遅延シンボル数、または $C P$ 長に応じて各ユーザに割り当てられたサブキャリア間に配置するヌルサブキャリア数を決定するようにした。これにより、実施の形態 3 と同様の効果を得ることができる。

【0202】

実施の形態 6 .

本実施の形態では、複数ユーザからの信号を多重する場合に、各ユーザが 1 個のサブキ

10

20

30

40

50

キャリアのみを用いて P S K または Q A M により通信する場合について説明する。本実施の形態の送信機 1 0、受信機 2 0 の構成は実施の形態 4 と同じである。実施の形態 4 と異なる部分について説明する。

【 0 2 0 3 】

まず、送信機 1 0 の動作について説明する。N 個のサブキャリアのうち、1 個のサブキャリアが、あるユーザに割り当てられているとする。

【 0 2 0 4 】

データブロックの場合、このユーザは変調部 1 0 0 にて、P S K または Q A M による変調を行い、変調後のシンボルを自身が割り当てられているサブキャリアに乗せ、パイロット多重部 1 0 1 に出力する。パイロット多重部 1 0 1 では何もせず、変調部 1 0 0 の出力がそのまま I F F T 部 1 0 2 への入力となる。

10

【 0 2 0 5 】

一方、パイロットブロックの場合は、実施の形態 4 と同様の動作である。また、送信機 1 0 の他の部分の動作も、実施の形態 4 と同様となる。

【 0 2 0 6 】

つづいて、受信機 2 0 の動作について説明する。受信機 2 0 は復調部 2 1 4 の動作のみが実施の形態 4 と異なるため、この部分のみ説明する。

【 0 2 0 7 】

パイロットブロックの場合、データは何も送られていないため、復調部 2 1 4 は何もしない。データブロックの場合、N 本のサブキャリアのうちの 1 つにデータが乗っているの

20

【 0 2 0 8 】

なお、複数ユーザの送信データを多重しているが、各ユーザ信号が混ざらないように多重して送信するための n u l l サブキャリアの配置については、実施の形態 5 で説明した内容と同じである。

【 0 2 0 9 】

以上説明したように、本実施の形態では、複数のユーザ信号を送信する場合、遅延波の想定最大遅延シンボル数、または C P 長に応じて各ユーザに割り当てられたサブキャリア間に配置するヌルサブキャリア数を決定するようにした。これにより、実施の形態 4 と同様の効果を得ることができる。

30

【 0 2 1 0 】

実施の形態 7 .

本実施の形態では S C - F D E (Single Carrier Frequency Domain Equalization) により通信を行う場合に、実施の形態 1 の方法を適用して説明する。なお、S C - F D E は、S C - O F D M、D F T - S p r e a d O F D M と呼ばれる。また、ユーザ多重を行う場合は S C - F D M A (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) と呼ばれ、このような場合も本実施の形態で説明する内容を適用することができる。実施の形態 1 と異なる部分について説明する。

【 0 2 1 1 】

図 1 4 は、本実施の形態の送信機 1 1 の構成例を示す図である。実施の形態 1 の構成 (図 2 参照) に D F T 部 3 0 0 を追加している。D F T 部 3 0 0 は、D F T 処理により周波数領域の信号に変換する。

40

【 0 2 1 2 】

図 1 5 は、本実施の形態の受信機 2 1 の構成例を示す図である。実施の形態 1 の構成 (図 1 0 参照) に I D F T 部 4 0 0 を追加している。I D F T 部 4 0 0 は、I D F T 処理により時間領域の信号に変換する。

【 0 2 1 3 】

無線通信システムの構成は、図 1 と同様である。図 1 において、送信機 1 0 を送信機 1 1 に置き換え、受信機 2 0 を受信機 2 1 に置き換えたものが、本実施の形態における無線通信システムとなる。

50

【0214】

まず、送信機11の動作について説明する。送信機11では、DFT部300の動作のみが実施の形態1と異なるため、この部分のみ説明する。DFT部300では、変調部100から入力した1送信ブロック分の信号をDFT処理によって時間領域の信号から周波数領域の信号に変換し、変換後の信号をパイロット多重部101へ出力する。

【0215】

つづいて、受信機21の動作について説明する。受信機21では、IDFT部400の動作のみが実施の形態1と異なるため、この部分のみ説明する。IDFT部400では、復調部FFT部213から1送信ブロック分の周波数領域での受信信号を入力し、これに対してIDFT処理を行って時間領域の信号に変換し、変換後の信号を復調部214へ出力する。

10

【0216】

このように、周波数領域の信号についても時間領域の信号と同様に扱うことができる。

【0217】

以上説明したように、本実施の形態では、送信機11で時間領域の信号を周波数領域の信号に変換し、受信機21で周波数領域の信号から時間領域の信号に変換することとした。このような場合でも、実施の形態1と同様の効果を得ることができる。

【0218】

実施の形態8

本実施の形態ではSC-FDEにより通信を行う場合に、実施の形態2の方法を適用して説明する。なお、SC-FDEは、SC-OFDM、DFT-Spread OFDMとも呼ばれる。また、ユーザ多重を行う場合はSC-FDMAとも呼ばれ、このような場合も本実施の形態で説明する内容を適用することができる。実施の形態2と異なる部分について説明する。

20

【0219】

図14は、本実施の形態の送信機11の構成例を示す図である。実施の形態1の構成(図2参照)にDFT部300を追加している。DFT部300は、DFT処理により周波数領域の信号に変換する。

【0220】

図15は、本実施の形態の受信機21の構成例を示す図である。実施の形態1の構成(図10参照)にIDFT部400を追加している。IDFT部400は、IDFT処理により時間領域の信号に変換する。

30

【0221】

無線通信システムの構成は、図1と同様である。図1において、送信機10を送信機11に置き換え、受信機20を受信機21に置き換えたものが、本実施の形態における無線通信システムとなる。

【0222】

まず、送信機11の動作について説明する。送信機11では、DFT部300の動作のみが実施の形態1と異なるため、この部分のみ説明する。DFT部300では、変調部100から入力した1送信ブロック分の信号をDFT処理によって時間領域の信号から周波数領域の信号に変換し、変換後の信号をパイロット多重部101へ出力する。

40

【0223】

つづいて、受信機21の動作について説明する。受信機21では、IDFT部400の動作のみが実施の形態1と異なるため、この部分のみ説明する。IDFT部400では、復調部FFT部213から1送信ブロック分の周波数領域での受信信号を入力し、これに対してIDFT処理を行って時間領域の信号に変換し、変換後の信号を復調部214へ出力する。

【0224】

このように、周波数領域の信号についても時間領域の信号と同様に扱うことができる。

【0225】

50

以上説明したように、本実施の形態では、送信機 1 1 で時間領域の信号を周波数領域の信号に変換し、受信機 2 1 で周波数領域の信号から時間領域の信号に変換することとした。このような場合でも、実施の形態 2 と同様の効果を得ることができる。

【産業上の利用可能性】

【0226】

以上のように、本発明にかかる無線通信システムは、伝搬路の推定に有用であり、特に、OFDM方式の通信に適している。

【符号の説明】

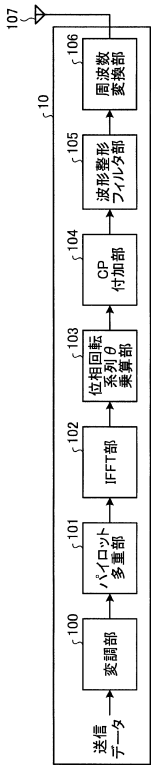
【0227】

10、11	送信機	10
20、21	受信機	
100	変調部	
101	パイロット多重部	
102	IFFT部	
103	位相回転系列 乗算部	
104	CP付加部	
105	波形整形フィルタ部	
106	周波数変換部	
107	送信アンテナ	
200	受信アンテナ	20
201	周波数変換部	
202	波形整形フィルタ部	
203	CP除去部	
204	伝搬路推定部内位相逆回転系列 -1 乗算部	
205	伝搬路推定部内FFT部	
206	パイロット信号抽出部	
207	周波数領域位相回転系列 乗算部	
208	伝搬路推定値計算部	
209	歪補償部内FFT部	
210	周波数領域等化部	30
211	IFFT部	
212	復調用位相逆回転系列 -1 乗算部	
213	復調用FFT部	
214	復調部	
221	伝搬路推定部	
222	伝搬路歪補償部	
300	DFT部	
400	IDFT部	

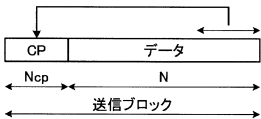
【図 1】



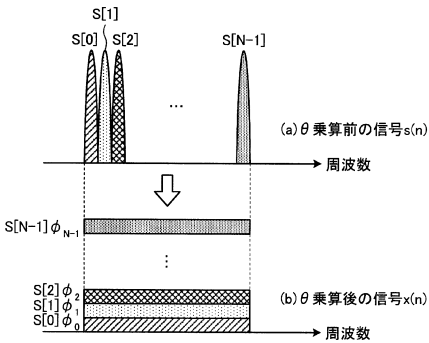
【図 2】



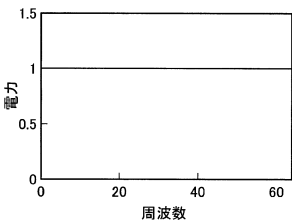
【図 3】



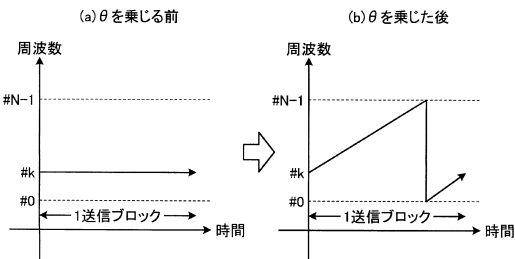
【図 5】



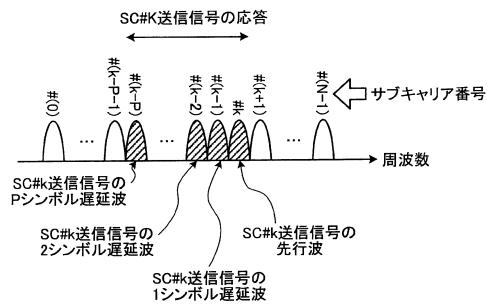
【図 4】



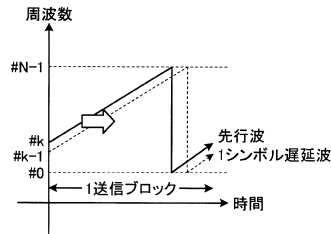
【図 6】



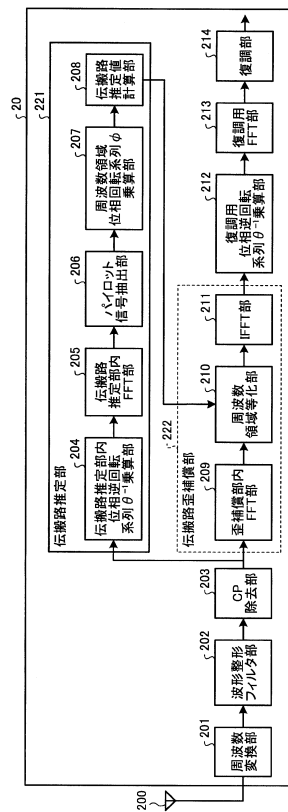
【図 7】



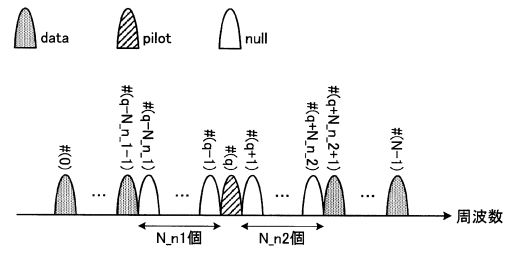
【図 8】



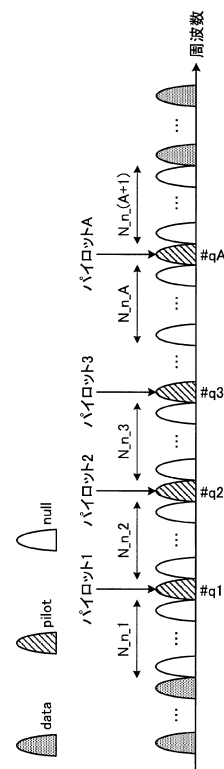
【図 10】



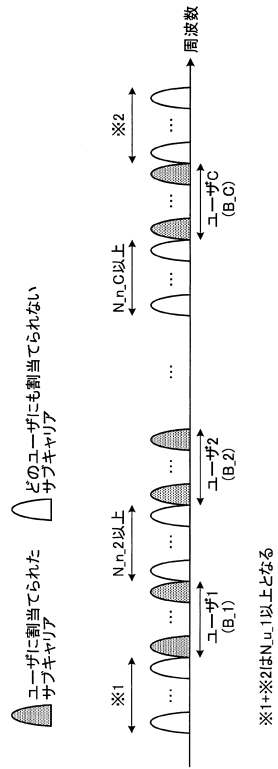
【図 9】



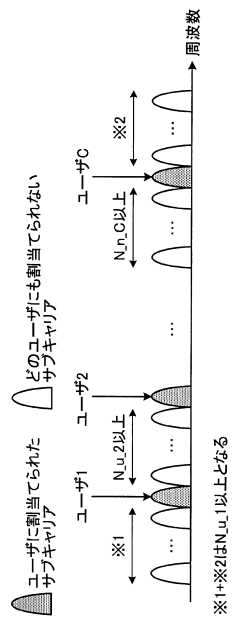
【図 11】



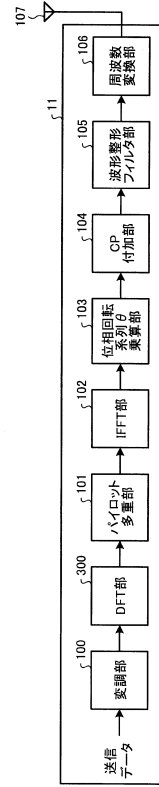
【図 1 2】



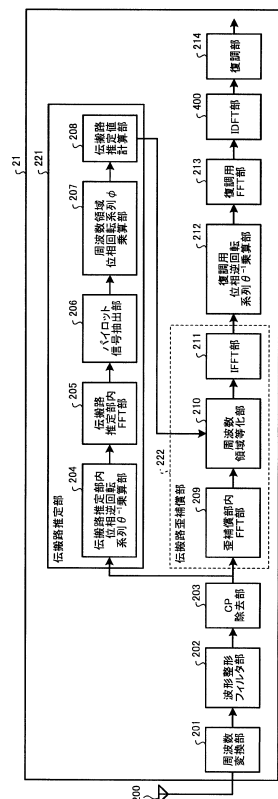
【図 1 3】



【図 1 4】



【図 1 5】



フロントページの続き

審査官 岡 裕之

- (56)参考文献 特開2010-206537(JP,A)
特開2008-283288(JP,A)
特開2010-136347(JP,A)
佐野 裕康 他,周波数領域で逆拡散・復調が可能な直接スペクトル拡散方式に関する検討,2009年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会講演論文集1,2009年9月1日,p.431,B-5-82
尾崎 圭介 他,OFDMにおけるチャープ系列を用いた伝搬路推定法の検討,第33回情報理論とその応用シンポジウム予稿集 [CD-ROM] 第33回情報理論とその応用シンポジウム予稿集,2010年12月3日,pp.161-166
Sandrine Boumard et al.,Robust and Accurate Frequency and Timing Synchronization Using Chirp Signals,Broadcasting, IEEE Transactions on ,2009年3月,Vol.55, No.1, pp.115-123

- (58)調査した分野(Int.Cl.,DB名)
H04J 11/00
IEEE Explore
Cinii