

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2011-188206

(P2011-188206A)

(43) 公開日 平成23年9月22日(2011.9.22)

(51) Int.Cl.		F I		テーマコード (参考)
H04J 11/00	(2006.01)	H04J 11/00	Z	5K022
H04J 99/00	(2009.01)	H04J 15/00		5K052
H04B 7/04	(2006.01)	H04B 7/04		5K059
H04B 1/10	(2006.01)	H04B 1/10	L	5K159

審査請求 未請求 請求項の数 18 O L (全 41 頁)

(21) 出願番号 特願2010-50849 (P2010-50849)
 (22) 出願日 平成22年3月8日 (2010.3.8)

(71) 出願人 000005049
 シャープ株式会社
 大阪府大阪市阿倍野区長池町2番2号
 (74) 代理人 100094776
 弁理士 船山 武
 (74) 代理人 100129115
 弁理士 三木 雅夫
 (74) 代理人 100133569
 弁理士 野村 進
 (74) 代理人 100138759
 弁理士 大房 直樹
 (74) 代理人 100131473
 弁理士 覚田 功二

最終頁に続く

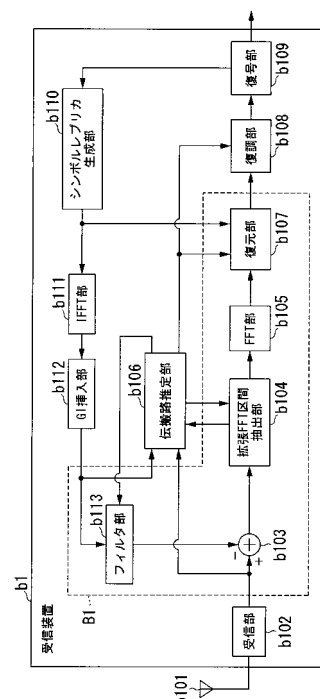
(54) 【発明の名称】 受信装置、受信方法、受信プログラム、及びプロセッサ

(57) 【要約】

【課題】 計算量並びに回路規模の増大を抑えながら、良好な受信特性を得ること。

【解決手段】 伝搬路推定部 b106 は、伝搬路推定値を推定する。シンボルレプリカ生成部 b110 は、復調した情報の変調シンボルであるシンボルレプリカを生成する。信号抽出部 B1 は、伝搬路推定値とシンボルレプリカとに基づいて、干渉を除去した受信信号の各サブキャリア成分を任意の長さの時間区間で抽出する。復調部 b108 は、信号抽出部 B1 が抽出した時間区間の信号に基づいて、前記受信信号の各サブキャリア成分の信号を復調する。

【選択図】 図2



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

任意の区間で時間領域の受信信号を抽出し、抽出した受信信号を時間周波数変換して信号を取得する受信装置。

【請求項 2】

前記時間領域の受信信号は、取得した信号に基づいて生成したレプリカ信号によって、受信信号から干渉を除去した受信信号であることを特徴とする請求項 1 に記載の受信装置。

【請求項 3】

伝搬路推定値を推定する伝搬路推定部と、
復調した情報の変調シンボルであるシンボルレプリカを生成するシンボルレプリカ生成部と、
前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、干渉を除去した受信信号の各サブキャリア成分を任意の長さの時間区間で抽出する信号抽出部と、
前記信号抽出部が抽出した時間区間の信号に基づいて、前記受信信号の各サブキャリア成分の信号を復調する復調部と、
を備えることを特徴とする請求項 2 に記載の受信装置。

10

【請求項 4】

前記信号抽出部は、
前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、時間領域での受信信号のレプリカである受信信号レプリカを生成するフィルタ部と、
前記受信信号から前記受信信号レプリカを減算する減算部と、
前記減算部が減算した信号から任意の長さの時間区間の信号を抽出する拡張 F F T 区間抽出部と、
前記拡張 F F T 区間抽出部が抽出した時間区間の信号を、周波数領域の信号に変換する時間周波数変換部と、
前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号に対して前記所望信号のレプリカ信号を加算し、任意の時間区間の受信信号の各サブキャリア成分を抽出する復元部と、
を備えることを特徴とする請求項 3 に記載の受信装置。

20

30

【請求項 5】

前記信号抽出部は、
前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、時間領域での受信信号のレプリカである受信信号レプリカを生成するフィルタ部と、
前記受信信号と前記受信信号レプリカから任意の時間区間の信号を抽出する拡張 F F T 区間抽出部と、
前記拡張 F F T 区間抽出部が抽出した時間区間の受信信号と受信信号レプリカを、周波数領域の信号に変換する時間周波数変換部と、
前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の受信信号から受信信号レプリカを減算する減算部と、
前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、前記減算部が減算した信号に対して前記所望信号のレプリカ信号を加算し、任意の時間区間の受信信号の各サブキャリア成分を抽出する復元部と、
を備えることを特徴とする請求項 3 に記載の受信装置。

40

【請求項 6】

前記フィルタ部は、周波数時間変換をしたシンボルレプリカと前記伝搬路推定値に基づいて、前記受信信号レプリカを生成することを特徴とする請求項 3 乃至 5 に記載の受信装置。

【請求項 7】

前記拡張 F F T 区間抽出部は、信号を抽出する時間区間の始まりを先行波の先端とし、

50

時間区間の終わりを最大遅延パスの信号の後端とすることを特徴とする請求項 4 乃至 6 に記載の受信装置。

【請求項 8】

前記拡張 F F T 区間抽出部は、抽出した信号区間に窓関数を乗算することを特徴とする請求項 4 乃至 7 に記載の受信装置。

【請求項 9】

前記復元部は、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号のサブキャリア成分を抽出し、抽出したサブキャリア成分の信号に対して、前記所望信号のレプリカ信号の当該サブキャリア成分を加算することを特徴とする請求項 4 乃至 8 に記載の受信装置。

【請求項 10】

前記復元部は、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号のサブキャリア成分を抽出し、抽出したサブキャリア成分の信号に対して、前記所望信号のレプリカ信号のサブキャリア成分であって当該サブキャリアに近接するサブキャリアの成分を加算することを特徴とする請求項 4 乃至 8 に記載の受信装置。

【請求項 11】

前記受信装置は、複数のアンテナを備え、

前記受信装置は、送信装置と M I M O 伝送方式の通信を行うことを特徴とする請求項 3 乃至 10 に記載の受信装置。

【請求項 12】

前記復調部は、前記伝搬路推定値に基づいて M I M O 分離を行うことを特徴とする請求項 11 に記載の受信装置。

【請求項 13】

前記受信装置は、送信装置が備える複数のアンテナ各々から送信された信号系列であるストリームの信号を、前記受信信号として受信し、

前記信号抽出部は、

前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、時間領域での受信信号のレプリカである受信信号レプリカを生成するフィルタ部と、

前記受信信号から前記受信信号レプリカを減算する減算部と、

前記減算部が減算した信号から任意の長さの時間区間の信号を抽出する拡張 F F T 区間抽出部と、

前記拡張 F F T 区間抽出部が抽出した時間区間の信号を、周波数領域の信号に変換する時間周波数変換部と、

前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号に対して前記所望信号のレプリカ信号を加算し、任意の長さの時間区間での受信信号の各サブキャリア成分を抽出する復元部と、

を備え、

前記復元部は、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号のサブキャリア成分を抽出し、抽出したサブキャリア成分の信号に対して、前記所望信号のレプリカ信号の当該サブキャリア成分のうち所望のストリーム成分を加算することを特徴とする請求項 12 に記載の受信装置。

【請求項 14】

前記受信装置は、送信装置が備える複数のアンテナ各々から送信された信号系列であるストリームの信号を、前記受信信号として受信し、

前記信号抽出部は、

前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、時間領域での受信信号のレプリカである受信信号レプリカを生成するフィルタ部と、

前記受信信号から前記受信信号レプリカを減算する減算部と、

前記減算部が減算した信号から任意の長さの時間区間の信号を抽出する拡張 F F T 区間抽出部と、

10

20

30

40

50

前記拡張FFT区間抽出部が抽出した時間区間の信号を、周波数領域の信号に変換する時間周波数変換部と、

前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号に対して前記所望信号のレプリカ信号を加算し、任意の長さの時間区間での受信信号の各サブキャリア成分を抽出する復元部と、

を備え、

前記復元部は、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号のサブキャリア成分を抽出し、抽出したサブキャリア成分の信号に対して、前記所望信号のレプリカ信号の当該サブキャリア成分のうち全てのストリーム成分を加算することを特徴とする請求項12に記載の受信装置。

10

【請求項15】

前記復調部は、最小平均2乗誤差基準で信号を復調することを特徴とする請求項3乃至14に記載の受信装置。

【請求項16】

受信信号から情報を復調する受信装置における受信方法において、

伝搬路推定部が、伝搬路推定値を推定する第1の過程と、

シンボルレプリカ生成部が、復調した情報の変調シンボルであるシンボルレプリカを生成する第2の過程と、

前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、干渉を除去した受信信号の各サブキャリア成分を任意の長さの時間区間で抽出する第3の過程と、

20

復調部が、前記第3の過程にて抽出した任意の長さの時間区間の信号に基づいて、前記受信信号の各サブキャリア成分の信号を復調する第4の過程と、

を有することを特徴とする受信方法。

【請求項17】

受信装置のコンピュータを、

伝搬路推定値を推定する伝搬路推定手段、

復調した情報の変調シンボルであるシンボルレプリカを生成するシンボルレプリカ生成手段、

前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、干渉を除去した受信信号の各サブキャリア成分を任意の長さの時間区間で抽出する信号抽出手段、

30

前記信号抽出手段にて抽出した任意の長さの時間区間の信号に基づいて、前記受信信号の各サブキャリア成分の信号を復調する復調手段、

として機能させる受信プログラム。

【請求項18】

任意の区間で時間領域の受信信号を抽出し、抽出した受信信号を時間周波数変換するプロセッサ。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

40

【0001】

本発明は、受信装置、受信方法、受信プログラム、及びプロセッサに関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信においては、特に広帯域伝送の場合、先行して受信するパスに加え、建物や山などの障害物からの反射を経由する等して遅延して到来するパスが存在し、シンボル間干渉(ISI: Inter Symbol Interference)となる。このように複数のパスが到来する環境をマルチパス環境という。例えば、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; 直交周波数分割多重)、OFDMA(Orthogonal Frequency Divis

50

ion Multiple Access ; 直交周波数多元接続)、MC-CDM (Multi Carrier - Code Division Multiplexing ; マルチキャリア - 符号分割多重) などのマルチキャリア伝送では、マルチキャリアの時間領域の信号にガードインターバル (GI : Guard Interval) を付加することで、GI 以内の遅延パスであれば ISI が生じることを防止する。しかしながら、GI を超える遅延パスが存在する場合、ISI に加え、FFT (高速フーリエ変換 : Fast Fourier Transform) の周期性が崩れるためにキャリア間干渉 (ICI : Inter Carrier Interference) も生じる。ISI や ICI は受信性能を大幅に劣化させる。

【0003】

非特許文献 1 には、ターボ等化を用いて ISI や ICI を低減する技術が記載されている。具体的に、非特許文献 1 には、誤り訂正復号結果のビット対数尤度比 (LLR : Log Likelihood Ratio) から送信信号のレプリカを作成し、それを用いて受信信号を構成するマルチパスを複数のブロックに分割し、周波数領域で所望信号のみを処理することで ISI および ICI を抑圧することで、良好な受信品質を実現するものである。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献 1】K. Kato, R. Yamada, T. Yoshimoto, K. Shimezawa, M. Kubota, and N. Okamoto, 「Multipath Division Turbo Equalization with Block Inter-Carrier Interference Cancellation in Cellular System with Amplify-and-Forward Relaying」 in Proc. IEEE PIMRC 2009, 2009年9月

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

しかしながら非特許文献 1 は、複数のブロックを周波数領域に変換するため、FFT の回数が多く、計算量が増大するという問題があった。

【0006】

本発明は上記の点に鑑みてなされたものであり、計算量並びに回路規模の増大を抑えながら、良好な受信特性を得ることができる受信装置、受信方法、受信プログラム、及びプロセッサを提供する。

【課題を解決するための手段】

【0007】

(1) 本発明は上記の課題を解決するためになされたものであり、本発明は、任意の区間で時間領域の受信信号を抽出し、抽出した受信信号を時間周波数変換して信号を取得する受信装置である。

【0008】

(2) また、本発明は、上記の受信装置において、前記時間領域の受信信号は、取得した信号に基づいて生成したレプリカ信号によって、受信信号から干渉を除去した受信信号であることを特徴とする。

【0009】

(3) また、本発明は、上記の受信装置において、伝搬路推定値を推定する伝搬路推定部と、復調した情報の変調シンボルであるシンボルレプリカを生成するシンボルレプリカ生成部と、前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、干渉を除去した受信信号の各サブキャリア成分を任意の長さの時間区間で抽出する信号抽出部と、前記信号抽出部が抽出した時間区間の信号に基づいて、前記受信信号の各サブキャリア成分の信号を復調する復調部と、を備えることを特徴とする。

【0010】

(4) また、本発明は、上記の受信装置において、前記信号抽出部は、前記伝搬路推定

10

20

30

40

50

値と前記シンボルレプリカとに基づいて、時間領域での受信信号のレプリカである受信信号レプリカを生成するフィルタ部と、前記受信信号から前記受信信号レプリカを減算する減算部と、前記減算部が減算した信号から任意の長さの時間区間の信号を抽出する拡張FFT区間抽出部と、前記拡張FFT区間抽出部が抽出した時間区間の信号を、周波数領域の信号に変換する時間周波数変換部と、前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号に対して前記所望信号のレプリカ信号を加算し、任意の時間区間での受信信号の各サブキャリア成分を抽出する復元部と、を備えることを特徴とする。

【0011】

(5) また、本発明は、上記の受信装置において、前記信号抽出部は、前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、時間領域での受信信号のレプリカである受信信号レプリカを生成するフィルタ部と、前記受信信号と前記受信信号レプリカから任意の時間区間の信号を抽出する拡張FFT区間抽出部と、前記拡張FFT区間抽出部が抽出した時間区間の受信信号と受信信号レプリカを、周波数領域の信号に変換する時間周波数変換部と、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の受信信号から受信信号レプリカを減算する減算部と、前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、前記減算部が減算した信号に対して前記所望信号のレプリカ信号を加算し、任意の時間区間での受信信号の各サブキャリア成分を抽出する復元部と、を備えることを特徴とする。

10

【0012】

(6) また、本発明は、上記の受信装置において、前記フィルタ部は、周波数時間変換をしたシンボルレプリカと前記伝搬路推定値に基づいて、前記受信信号レプリカを生成することを特徴とする。

20

【0013】

(7) また、本発明は、上記の受信装置において、前記拡張FFT区間抽出部は、信号を抽出する時間区間の始まりを先行波の先端とし、時間区間の終わりを最大遅延パスの信号の後端とすることを特徴とする。

【0014】

(8) また、本発明は、上記の受信装置において、前記拡張FFT区間抽出部は、抽出した信号区間に窓関数を乗算することを特徴とする。

30

【0015】

(9) また、本発明は、上記の受信装置において、前記復元部は、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号のサブキャリア成分を抽出し、抽出したサブキャリア成分の信号に対して、前記所望信号のレプリカ信号の当該サブキャリア成分を加算することを特徴とする。

【0016】

(10) また、本発明は、上記の受信装置において、前記復元部は、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号のサブキャリア成分を抽出し、抽出したサブキャリア成分の信号に対して、前記所望信号のレプリカ信号のサブキャリア成分であって当該サブキャリアに近接するサブキャリアの成分を加算することを特徴とする。

40

【0017】

(11) また、本発明は、上記の受信装置において、前記受信装置は、複数のアンテナを備え、前記受信装置は、送信装置とMIMO伝送方式の通信を行うことを特徴とする。

【0018】

(12) また、本発明は、上記の受信装置において、前記復調部は、前記伝搬路推定値に基づいてMIMO分離を行うことを特徴とする。

【0019】

(13) また、本発明は、上記の受信装置において、前記受信装置は、送信装置が備える複数のアンテナ各々から送信された信号系列であるストリームの信号を、前記受信信号として受信し、前記信号抽出部は、前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づい

50

て、時間領域での受信信号のレプリカである受信信号レプリカを生成するフィルタ部と、前記受信信号から前記受信信号レプリカを減算する減算部と、前記減算部が減算した信号から任意の長さの時間区間の信号を抽出する拡張FFT区間抽出部と、前記拡張FFT区間抽出部が抽出した時間区間の信号を、周波数領域の信号に変換する時間周波数変換部と、前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号に対して前記所望信号のレプリカ信号を加算し、任意の長さの時間区間での受信信号の各サブキャリア成分を抽出する復元部と、を備え、前記復元部は、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号のサブキャリア成分を抽出し、抽出したサブキャリア成分の信号に対して、前記所望信号のレプリカ信号の当該サブキャリア成分のうち所望のストリーム成分を加算することを特徴とする。

10

【0020】

(14) また、本発明は、上記の受信装置において、前記受信装置は、送信装置が備える複数のアンテナ各々から送信された信号系列であるストリームの信号を、前記受信信号として受信し、前記信号抽出部は、前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、時間領域での受信信号のレプリカである受信信号レプリカを生成するフィルタ部と、前記受信信号から前記受信信号レプリカを減算する減算部と、前記減算部が減算した信号から任意の長さの時間区間の信号を抽出する拡張FFT区間抽出部と、前記拡張FFT区間抽出部が抽出した時間区間の信号を、周波数領域の信号に変換する時間周波数変換部と、前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号に対して前記所望信号のレプリカ信号を加算し、任意の長さの時間区間での受信信号の各サブキャリア成分を抽出する復元部と、を備え、前記復元部は、前記時間周波数変換部が変換した周波数領域の信号のサブキャリア成分を抽出し、抽出したサブキャリア成分の信号に対して、前記所望信号のレプリカ信号の当該サブキャリア成分のうち全てのストリーム成分を加算することを特徴とする。

20

【0021】

(15) また、本発明は、上記の受信装置において、前記復調部は、最小平均2乗誤差基準で信号を復調することを特徴とする。

【0022】

(16) また、本発明は、上記の受信装置において、受信信号から情報を復調する受信装置における受信方法において、伝搬路推定部が、伝搬路推定値を推定する第1の過程と、

30

シンボルレプリカ生成部が、復調した情報の変調シンボルであるシンボルレプリカを生成する第2の過程と、前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、干渉を除去した受信信号の各サブキャリア成分を任意の長さの時間区間で抽出する第3の過程と、復調部が、前記第3の過程にて抽出した任意の長さの時間区間の信号に基づいて、前記受信信号の各サブキャリア成分の信号を復調する第4の過程と、を有することを特徴とする受信方法である。

【0023】

(17) また、本発明は、上記の受信装置において、受信装置のコンピュータを、伝搬路推定値を推定する伝搬路推定手段、復調した情報の変調シンボルであるシンボルレプリカを生成するシンボルレプリカ生成手段、前記伝搬路推定値と前記シンボルレプリカとに基づいて、干渉を除去した受信信号の各サブキャリア成分を任意の長さの時間区間で抽出する信号抽出手段、前記信号抽出手段にて抽出した任意の長さの時間区間の信号に基づいて、前記受信信号の各サブキャリア成分の信号を復調する復調手段、として機能させる受信プログラムである。

40

【0024】

(18) また、本発明は、上記の受信装置において、任意の区間で時間領域の受信信号を抽出し、抽出した受信信号を時間周波数変換するプロセッサである。

50

【発明の効果】

【0025】

本発明によれば、計算量並びに回路規模の増大を抑えながら、良好な受信特性を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【0026】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る送信装置の概略ブロック図である。

【図2】本実施形態に係る受信装置の構成を示す概略ブロック図である。

【図3】本実施形態に係る受信信号の一例を示す概略図である。

【図4】本実施形態に係る受信装置が選択するFFT区間の一例を示す概略図である。

10

【図5】本実施形態に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。

【図6】本実施形態の変形例に係る受信装置が選択するFFT区間の一例を示す概略図である。

【図7】本発明の第2の実施形態に係る受信装置の構成を示す概略ブロック図である。

【図8】本実施形態に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。

【図9】本発明の第3の実施形態に係る送信装置の構成を示す概略ブロック図である。

【図10】本実施形態に係る受信装置の構成を示す概略ブロック図である。

【図11】本実施形態に係る受信信号レプリカ生成部の構成を示す概略ブロック図である。

【図12】本実施形態に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。

20

【発明を実施するための形態】

【0027】

(第1の実施形態)

以下、図面を参照しながら本発明の実施形態について詳しく説明する。本実施形態では、送信装置a1と受信装置b1とが通信を行う。

【0028】

<送信装置a1の構成について>

図1は、本発明の第1の実施形態に係る送信装置a1の概略ブロック図である。この図において、送信装置a1は、パイロット生成部a101、符号部a102、変調部a103、マッピング部a104、IFFT部a105、GI挿入部a106、送信部a107、及び送信アンテナ部a108を含んで構成される。

30

【0029】

パイロット生成部a101は、受信装置がその波形(あるいは、その信号系列)の振幅値を予め記憶するパイロット信号を生成し、マッピング部a104に出力する。なお、以下、本実施形態では、受信装置をb1という。

符号部a102は、受信装置b1に送信する情報ビットに対して畳込み符号、ターボ符号、LDPC(Low Density Parity Check:低密度パリティ検査)符号などの誤り訂正符号を用いて符号化し、符号化ビットを生成する。符号部a102は、生成した符号化ビットを変調部a103に出力する。

変調部a103は、符号部a102から入力された符号化ビットを、PSK(Phase Shift Keying:位相偏移変調)やQAM(Quadrature amplitude modulation:直交振幅変調)などの変調方式を用いて変調し、変調シンボルを生成する。変調部a103は、生成した変調シンボルをマッピング部a104に出力する。

40

【0030】

マッピング部a104は、パイロット生成部a101から入力されたパイロット信号、及び変調部a103から入力された変調シンボルを、予め定められたマッピング情報に基づいてリソース(時間-周波数帯域)にマッピングして周波数領域の信号を生成し、生成した周波数領域の信号をIFFT部a105に出力する。なお、リソースとは、送信装置a1が送信するフレームにおいて1つのサブキャリアと1つの後述するFFT区間から成

50

る、変調シンボルを配置する単位である。また、マッピング情報は、送信装置 a 1 が決定し、送信装置 a 1 から受信装置 b 1 へ予め通知される。

I F F T 部 a 1 0 5 は、マッピング部 a 1 0 4 から入力された周波数領域の信号を周波数 - 時間変換し、時間領域の信号を生成する。ここで、I F F T を行う単位の時間区間を F F T 区間という。I F F T 部 a 1 0 5 は、生成した時間領域の信号を G I 挿入部 a 1 0 6 に出力する。

【 0 0 3 1 】

G I 挿入部 a 1 0 6 は、I F F T 部 a 1 0 5 から入力された時間領域の信号に対して、F F T 区間の信号毎にガードインターバルを付加する。ここで、ガードインターバルとは、F F T 区間の信号の後方の一部を複製したものであるサイクリックプレフィックス (C y c l i c P r e f i x : C P) やゼロ区間が続くゼロパディング、G o l a y 符号等を用いた既知信号等であり、G I 挿入部 a 1 0 6 は、このような信号をこの F F T 区間の信号の前方に付加する。

10

なお、F F T 区間と、G I 挿入部 a 1 0 6 がその時間区間の信号に付加したガードインターバルの時間区間 (G I 区間という) と、を併せて O F D M シンボル区間という。また、O F D M シンボル区間の信号を O F D M シンボルという。G I 挿入部 a 1 0 6 は、ガードインターバルを付加した信号を送信部 a 1 0 7 に出力する。

なお、ガードインターバルを F F T 区間の後方に挿入してもよい。例えば、サイクリックプレフィックスを用いる場合、F F T 区間の前方の一部の複製を、F F T 区間の信号の後方に付加する。また、サイクリックプレフィックスの場合は、O F D M シンボル区間で周期性が保たれるようにすればよく、前記の限りではない。

20

送信部 a 1 0 7 は、G I 挿入部 a 1 0 6 から入力された信号をデジタル・アナログ変換し、変換したアナログ信号を波形整形する。送信部 a 1 0 7 は、波形整形した信号をベースバンド帯から無線周波数帯にアップコンバートし、送信アンテナ a 1 0 8 から受信装置 b 1 へ送信する。

【 0 0 3 2 】

< 受信装置 b 1 の構成について >

図 2 は、本実施形態に係る受信装置 b 1 の構成を示す概略ブロック図である。この図において、受信装置 b 1 は、受信アンテナ b 1 0 1、受信部 b 1 0 2、減算部 b 1 0 3、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4、F F T 部 b 1 0 5、伝搬路推定部 b 1 0 6、復元部 b 1 0 7、復調部 b 1 0 8、復号部 b 1 0 9、シンボルレプリカ生成部 b 1 1 0、I F F T 部 b 1 1 1、G I 挿入部 b 1 1 2、及びフィルタ部 b 1 1 3 を含んで構成される。ここで、減算部 b 1 0 3、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4、F F T 部 b 1 0 5、復元部 b 1 0 7、フィルタ部 b 1 1 3 を信号抽出部 B 1 という。

30

【 0 0 3 3 】

受信部 b 1 0 2 は、送信装置 a 1 が送信した送信信号を、受信アンテナ b 1 0 1 を介して受信する。受信部 b 1 0 2 は、受信した信号に対して、周波数変換及びアナログ - デジタル変換を行う。受信部 b 1 0 2 は、変換を行った受信信号を記憶する。受信部 b 1 0 2 は、初回処理、及び、後述するフィルタ部 b 1 1 3 が減算部 b 1 0 3 に受信信号レプリカを入力するタイミングで、記憶する受信信号を減算部 b 1 0 3 及び伝搬路推定部 b 1 0 6 に出力する。

40

【 0 0 3 4 】

減算部 b 1 0 3 は、受信部 b 1 0 2 から入力された受信信号から、後述するフィルタ部 b 1 1 3 から入力された受信信号レプリカを減算する。減算部 b 1 0 3 は、受信信号レプリカを減算した信号を拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 に出力する。

なお、初回処理の場合、フィルタ部 b 1 1 3 から減算部 b 1 0 3 への入力はなく (ゼロであり)、減算部 b 1 0 3 は、受信部 b 1 0 2 から入力された受信信号をそのまま拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 に出力する。

【 0 0 3 5 】

拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 は、後述する伝搬路推定部 b 1 0 6 から入力されたチャ

50

ネルインパルス応答に基づいて、干渉量を少なくするような信号処理区間の信号をFFT部b105に出力する。また、抽出した信号処理区間を示す情報を伝搬路推定部b106に出力する。この処理の詳細については、動作原理と併せて後述する。

FFT部b105は、拡張FFT区間抽出部b104から入力された時間領域の信号に対して時間周波数変換を行い、変換した周波数領域の信号を復元部b107に出力する。

【0036】

伝搬路推定部b106は、受信部b102から入力された受信信号、及び後述するGI挿入部b112から入力された送信信号レプリカ、に基づいて、OFDMシンボル区間でチャネルインパルス応答を推定する。ここで、チャネルインパルス応答の推定には、RLS (Recursive Least Square; 再帰最小自乗) アルゴリズムを用いてもよいし、その他のアルゴリズム、例えばLMS (Least Mean Square; 最小二乗平均) アルゴリズム等を用いてもよい。なお、初回の処理の場合、GI挿入部b112から伝搬路推定部b106への入力はなく(ゼロであり)、伝搬路推定部b106は、予め記憶するパイロット信号、及び受信部b102から入力された受信信号に基づいて、OFDMシンボル区間で時間変動するチャネルインパルス応答を推定する。

【0037】

伝搬路推定部b106は、推定したチャネルインパルス応答をフィルタ部b113及び拡張FFT区間抽出部b104に出力する。また、伝搬路推定部b106は、推定したチャネルインパルス応答に対して、拡張FFT区間抽出部b104から入力された情報が示す信号処理区間に対応する時間周波数変換を行い、周波数応答を推定する。伝搬路推定部b106は、推定した周波数応答を復元部b107及び復調部b108に出力する。

また、伝搬路推定部b106は、予め記憶するパイロット信号を用い、パイロット信号が配置されるサブキャリア(パイロットサブキャリアという)において、雑音電力と干渉電力を測定する。具体的な算出方法は、動作原理と併せて後述する。

【0038】

復元部b107は、サブキャリア毎に、伝搬路推定部b106から入力された周波数応答を、後述するシンボルレプリカ生成部b110から入力されたシンボルレプリカに乗算して、伝搬路の影響を受けた所望信号のレプリカ信号を生成する。復元部b107は、サブキャリア毎に、FFT部b105から入力された信号に生成したレプリカ信号を加算する。すなわち、復元部b107は、伝搬路推定値とシンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、FFT部b105が変換した周波数領域の信号に対してこの所望信号のレプリカ信号を加算し、受信信号の各サブキャリア成分を抽出する。

復元部b107は、レプリカ信号を加算した信号を復調部b108に出力する。

なお、初回の処理の場合、シンボルレプリカ生成部b110から復元部b107への入力はなく(ゼロであり)、復元部b107は、FFT部b105から入力された信号をそのまま復調部b108に出力する。

以上のように、信号抽出部B1は、伝搬路推定値とシンボルレプリカとに基づいて受信信号から受信信号レプリカを除去し、所望信号を復元することでISI及びICI(干渉)を除去した受信信号の各サブキャリア成分を抽出する。

【0039】

復調部b108は、伝搬路推定部b106から入力された周波数応答、雑音電力、及び干渉電力を用いて、ZF (Zero Forcing) 基準、MMSE (Minimum Mean Square Error) 基準等を用いたフィルタ係数を算出する。復調部b108は、算出したフィルタ係数を用いて、信号の振幅と位相の変動の補償(伝搬路補償という)を行う。復調部b108は、伝搬路補償を行った信号を、送信装置a1から予め通知されたマッピング情報に基づいてデマッピングし、デマッピングした信号に対して、復調処理を行う。復調部b108は、復調処理の結果のビット対数尤度比(LLR; Log Likelihood Ratio)を復号部b109に出力する。

【0040】

復号部b109は、復調部b108から入力された復調シンボルに対して、例えば、最

10

20

30

40

50

尤復号法 (MLD; Maximum Likelihood Decoding)、最大事後確率 (MAP; Maximum A posteriori Probability)、log-MAP、Max-log-MAP、SOVA (Soft Output Viterbi Algorithm) 等を用いて、復号処理を行う。

この復号処理の結果、誤りが検出されなかったと判定した場合、もしくは、既定の回数の処理が行われたと判定した場合、復号部 b 1 0 9 は、復号結果のビット対数尤度比を情報データビットとして出力する。一方、誤りが検出され、かつ、規定の回数の処理が行われていない、と判定した場合、復号部 b 1 0 9 は、復号結果のビット対数尤度比をシンボルレプリカ生成部 b 1 1 0 に出力する。

【0041】

シンボルレプリカ生成部 b 1 1 0 は、復号部 b 1 0 9 から入力されたビット対数尤度比の期待値を算出し、算出した期待値を変調して変調シンボル (シンボルレプリカという) を生成する。シンボルレプリカ生成部 b 1 1 0 は、生成したシンボルレプリカを、送信装置 a 1 から予め通知されたマッピング情報に基づいてマッピングする。シンボルレプリカ生成部 b 1 1 0 は、マッピングしたシンボルレプリカを復元部 b 1 0 7 及びIFFT部 b 1 1 1 に出力する。

【0042】

IFFT部 b 1 1 1 は、シンボルレプリカ生成部 b 1 1 0 から入力されたシンボルレプリカに対して周波数時間変換を行い、変換した時間領域のレプリカ信号をGI挿入部 b 1 1 2 に出力する。

GI挿入部 b 1 1 2 は、IFFT部 b 1 1 1 から入力されたレプリカ信号に対して、FFT区間の信号毎にガードインターバルを付加して、送信信号レプリカを生成する。GI挿入部 b 1 1 2 は、生成した送信信号レプリカを、伝搬路推定部 b 1 0 6 及びフィルタ部 b 1 1 3 に出力する。

フィルタ部 b 1 1 3 は、伝搬路推定部 b 1 0 6 から入力されたチャネルインパルス応答と、GI挿入部 b 1 1 2 から入力された送信信号レプリカと、に基づいて、受信信号レプリカを生成する。フィルタ部 b 1 1 3 は、生成した受信信号レプリカを減算部 b 1 0 3 に出力する。

受信装置 b 1 は、復号部 b 1 0 9 が誤りを検出しなくなるまで、又は、既定の回数まで、同じ信号に対して、上記の減算部 b 1 0 3 からフィルタ部 b 1 1 3 までの処理を繰り返し行う (繰り返し処理という)。

【0043】

図3は、本実施形態に係る受信信号の一例を示す概略図である。この図は、最大遅延がGI長を超えず、前のOFDMシンボルによる干渉は無い場合の図である。この図において、横軸は時間軸であり、予め定めた時間幅で区切られた離散時刻である。また、この図において、右斜め上がりの斜線でハッチングした領域は、ガードインターバルを示す。また、左斜め上がりの斜線でハッチングした領域は前後のOFDMシンボルの受信信号を示す。また、NはFFT (Fast Fourier Transform; 高速フーリエ変換) 区間のポイント数 (IFFT (Inverse Fast Fourier Transform; 逆高速フーリエ変換) 区間のポイント数でもある)、 N_g はGIのポイント数である。ここで、ポイント数とは離散時刻の数である。

図3の場合、拡張FFT区間抽出部 b 1 0 4 は、先行波のFFT区間に該当する部分 ($k = N_g \sim N_g N - 1$) を信号処理区間として、その信号処理区間の信号を抽出する。拡張FFT区間抽出部 b 1 0 4 は、抽出した信号をFFT部 b 1 0 5 に入力する。これにより、受信装置 b 1 は、前後のOFDMシンボルによる干渉の生じない信号を抽出できる。

【0044】

図4は、本実施形態に係る受信装置 b 1 が選択するFFT区間の一例を示す概略図である。この図は、最大遅延がGI長を超え、前のOFDMシンボルによる干渉がある場合の図である。この図において、横軸は時間軸であり、予め定めた時間幅で区切られた離散時刻である。また、この図において、右斜め上がりの斜線でハッチングした領域は、GIを

10

20

30

40

50

示す。

図4の場合、図3の場合のように、前後のOFDMシンボルによる干渉の生じないFFT区間はない。この場合、拡張FFT区間抽出部b104は、ポイント数をNに固定せず、干渉を小さくするような区間を選択する。例えば、拡張FFT区間抽出部b104は、図4に示す拡張FFT区間($k = 0 \sim N_g + K_D + N - 1$)を選択する。ここで、 K_D は最大遅延パスの遅延時間(最大遅延時間)を示す。この図は、拡張FFT区間抽出部b104が、先行波のパスの先端から最大遅延パスの終端までを選択した場合を示す。この図において、この信号処理区間には、パス(先行波のパスを含む)は12個存在している。

【0045】

拡張FFT区間抽出部b104は、選択した拡張FFT区間を、 $k = 0 \sim N - 1$ の前部区間と $k = N \sim N_g + K_D + N - 1$ の後部区間との2つの区間に分割する。さらに、拡張FFT区間抽出部b104は、前部区間の一部の区間である $k = 0 \sim N_g + K_D$ の区間と、後部区間とからなる長さNの区間を選択する。拡張FFT区間抽出部b104は、選択した区間を信号処理区間として、信号処理区間の信号を、FFT部b105に出力する。この処理については、動作原理と併せて後述する。

なお、拡張FFT区間として、通常のFFT区間より短い区間を選択してもよい。

【0046】

<動作原理について>

以下、受信装置b1の動作原理について、図2を参照しながら説明をする。まず、初回の処理についての動作原理について説明をする。

【0047】

[初回処理について]

受信部b102が受信した第iシンボルの第k離散時刻の受信信号 $r_{i,k}$ は、次式(1)、(2)で表わされる。

【0048】

【数1】

$$r_{i,k} = \sum_{d=0}^D h_{i,d,k} s_{i,k-d} + z_{i,k} \quad \cdots (1)$$

$$s_{i,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{i,n} \exp \left[j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right] \quad \cdots (2)$$

【0049】

ただし、Dは最大の伝搬路番号であり、ここでは K_D に等しいものとする。また、 $h_{i,d,k}$ は第iシンボルの伝搬路番号dのパス(第dパスという)における第k離散時刻の複素振幅、 $s_{i,k}$ は第iシンボルの時間領域の送信信号であり、 $z_{i,k}$ は第iシンボルの時間領域の雑音である。また、NはFFT区間のポイント数、 $S_{i,n}$ は第nサブキャリアの第iシンボルの変調信号、 N_g はGI区間のポイント数(図4参照)、jは虚数単位である。また、 $0 \leq k \leq N + N_g - 1$ であり、 $k - d < 0$ のような場合は $s_{i,k-d} = s_{i,k-d+N+N_g}$ である。

受信信号 $r_{i,k}$ のFFT区間に対して、FFT部b105にて、時間周波数変換を行った後の信号 $R_{i,n}$ は、次式(3)、(4)で表わされる。

【0050】

10

20

30

40

【数 2】

$$\begin{aligned}
 R_{i,n} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} r_{i,k} \exp\left[-j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g)\right] \\
 &= W_{i,n,n} S_{i,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} S_{i,m} + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m} S_{i-1,m} + Z_{i,n} \quad \cdots (3)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 W_{i,n,m} &= \frac{1}{N} \sum_{d=0}^{N_g} \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} h_{i,d,k} \exp\left[-j \frac{2\pi(n-m)}{N} (k - N_g)\right] \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N} d\right) \\
 &\quad + \frac{1}{N} \sum_{d=N_g+1}^D \sum_{k=d}^{N_g+N-1} h_{i,d,k} \exp\left[-j \frac{2\pi(n-m)}{N} (k - N_g)\right] \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N} d\right)
 \end{aligned}$$

$$\cdots (4)$$

【0051】

ここで、 $W_{i,n,m}$ は第 m サブキャリアから第 n サブキャリアへの信号の漏れ込み係数であり、1つのOFDMシンボル内で伝搬路の変動がなく ($h_{i,d,k} = h_{i,d}$)、かつ、最大遅延時間がガードインターバル以内 ($D \leq N_g$) の場合は、 $m = n$ のときに $W_{i,n,m} = 0$ となる。また、 $V_{i,n,m}$ は1つ前のOFDMシンボルからのISI係数であり、 $Z_{i,n}$ は第 n サブキャリアにおける雑音である。また、式(4)において、 $m = n$ である場合の $W_{i,n,n}$ は、第 n サブキャリアの周波数応答であり、次式(5)で表わされる。

【0052】

【数 3】

$$\begin{aligned}
 W_{i,n,n} &= \sum_{d=0}^{N_g} \left(\frac{1}{N} \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} h_{i,d,k} \right) \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N} d\right) \\
 &\quad + \sum_{d=N_g+1}^D \left(\frac{1}{N} \sum_{k=d}^{N_g+N-1} h_{i,d,k} \right) \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N} d\right) \quad \cdots (5)
 \end{aligned}$$

【0053】

なお、式(5)は、OFDMシンボル内で時間変動しているチャネルインパルス応答の時間平均に対する離散フーリエ変換結果に一致する。初回処理において、伝搬路推定部 b106 は、パイロット信号を用いて $W_{i,n,n}$ を推定する。初回処理では、式(3)で示す信号は、FFT部 b105 から復元部 b107 を介して、そのまま復調部 b108 に出力される。復調部 b108 は、例えばMMSE基準のフィルタリングを用いた場合、復調シンボル $S'_{i,n}$ を、次式(6)を用いて算出する。

【0054】

10

20

30

40

【数 4】

$$S'_{i,n} = \frac{W_{i,n,n}^*}{W_{i,n,n}^* W_{i,n,n} + \sigma_z^2 + \sigma_I^2} R_{i,n} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (6)$$

【0055】

ここで、 Y^* は Y の複素共役であることを示す。初回処理では、ISI およびICI が取り除かれることなく行われる受信処理であるため、その影響を受けて伝送特性は劣化する。また、式(6)において、 σ_z^2 は雑音電力、 σ_I^2 はISI およびICI の電力であり、次式(7)、(8)のように表わされる。 10

【0056】

【数 5】

$$\sigma_z^2 = E\left[|Z_{i,n}|^2\right] \quad \cdot \cdot \cdot \quad (7)$$

【0057】

【数 6】

20

$$\sigma_I^2 = E\left[\left|\sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} S_{i,m} + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m} S_{i-1,m}\right|^2\right] \quad \cdot \cdot \cdot \quad (8)$$

【0058】

ここで、 $E[X]$ は、 X のアンサンブル平均を示す。なお、本実施形態では、伝搬路推定部 106 がパイロット信号を用いてこれらの電力を算出し、その結果を式(6)に用いて復調シンボル $S'_{i,n}$ を算出する。具体的には、次式(9)のように計算する。 30

【0059】

【数 7】

$$\sigma'^2 = \left(\sum_{n \in P_i} |R_{i,n}|^2 - |P_i| \right) / |P_i| \quad \cdot \cdot \cdot \quad (9)$$

【0060】

40

ここで、 σ'^2 は $\sigma_z^2 + \sigma_I^2$ の推定値であり、 P_i は第 i シンボルにおいて、パイロットサブキャリアを表わす集合である。なお、これは、十分な数の算術平均がアンサンブル平均に等しいと仮定した場合、式(9)が次式(10)のようにできることを利用した算出法である。

【0061】

【数 8】

$$\begin{aligned}
 \sigma'^2 &= \left(\sum_{n \in P_i} |W_{i,n,n} S_{i,n}|^2 + \sum_{n \in P_i} \left| \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} S_{i,m} + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m} S_{i-1,m} \right|^2 + \sum_{n \in P_i} |Z_{i,n}|^2 - |P_i| \right) / |P_i| \\
 &= \left(|P_i| + \sum_{n \in P_i} \left| \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} S_{i,m} + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m} S_{i-1,m} \right|^2 + |P_i| \sigma_z^2 - |P_i| \right) / |P_i| \\
 &= \frac{1}{|P_i|^2} \sum_{n \in P_i} \left| \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} S_{i,m} + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m} S_{i-1,m} \right|^2 + \sigma_z^2 \quad \cdots (10)
 \end{aligned}$$

10

【0062】

ここで、第1項がISIおよびICIの電力を表わし、第2項が雑音電力を表わしている。この式は、パイロット信号の電力が1に正規化され、周波数応答の電力平均が1に正規化される場合のものである。すなわち、この式は、次式(11)が満たされる場合のものである。

【0063】

【数 9】

20

$$\sum_{n \in P_i} |W_{i,n,n} S_{i,n}|^2 = |P_i| \quad \cdots (11)$$

【0064】

なお、パイロット信号の電力が1ではない場合は、その分の調整係数を導入すればよい。また、周波数応答の正規化は、受信部b102にてアナログ-デジタル変換されるときに振幅調整に起因する。

【0065】

30

復調部b108は、式(6)の復調シンボル $S'_{i,n}$ からビット対数尤度比を算出する。この算出処理には等価振幅利得が用いられる。具体的には、QPSKの場合、次式(12)で表わされる第nサブキャリアの等価振幅利得 $\mu_{i,n}$ に対して、ビット対数尤度比は、次式(13)、(14)で表わされる。ここで、式(13)、(14)は、それぞれ、1ビット目のビット $b_{i,n,0}$ 、2ビット目のビット $b_{i,n,1}$ のビット対数尤度比 $(b_{i,n,0})$ 、 $(b_{i,n,1})$ である。

【0066】

【数 10】

$$\mu_{i,n} = \frac{W_{i,n,n}^* W_{i,n,n}}{W_{i,n,n}^* W_{i,n,n} + \sigma_z^2 + \sigma_I^2} \quad \cdots (12)$$

40

【0067】

【数 1 1】

$$\lambda(b_{i,n,0}) = \frac{4 \operatorname{Re}[S'_{i,n}]}{\sqrt{2}(1 - \mu_{i,n})} \quad \dots (13)$$

【0068】

【数 1 2】

10

$$\lambda(b_{i,n,1}) = \frac{4 \operatorname{Im}[S'_{i,n}]}{\sqrt{2}(1 - \mu_{i,n})} \quad \dots (14)$$

【0069】

次に、繰返し処理の動作原理を説明する。

シンボルレプリカ生成部 b 1 1 0 は、復号部 b 1 0 9 が復号したビット対数尤度比の期待値を算出し、算出した期待値を変調してシンボルレプリカ $S'_{i,n}$ を生成する。シンボルレプリカ $S'_{i,n}$ は、IFFT部 b 1 1 1 で周波数時間変換され、GI挿入部 b 1 1 2 でGIが挿入される。GI挿入部 b 1 1 2 が出力する送信信号レプリカ $s'_{i,k}$ は、次式(15)で表わされる。

【0070】

【数 1 3】

$$s''_{i,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S''_{i,n} \exp \left[j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right] \quad \dots (15)$$

30

【0071】

ここで、式(15)の送信信号レプリカ $s'_{i,k}$ を生成するために、IFFT部 b 1 1 1 は逆高速フーリエ変換を行い、この変換での乗算回数のオーダーは $O(N \log_2 N)$ である。

伝搬路推定部 b 1 0 6 は、式(15)で表わされた送信信号レプリカ、受信部 b 1 0 2 から入力された受信信号に基づいてチャネルインパルス応答 $h_{i,d,k}$ を推定する。また、伝搬路推定部 b 1 0 6 は、チャネルインパルス応答 $h_{i,d,k}$ を時間平均してから時間周波数変換を行い、周波数応答 $W_{i,n,n}$ を算出する。

フィルタ部 b 1 1 3 は、チャネルインパルス応答 $h_{i,d,k}$ と、式(15)で表わされる送信信号レプリカ $s'_{i,k}$ と、に基づいて、次式(16)で表わされる受信信号レプリカ $r'_{i,k}$ を生成する。

【0072】

【数 1 4】

$$r''_{i,k} = \sum_{d=0}^D h_{i,d,k} s''_{i,k-d} \quad \dots (16)$$

【0073】

なお、式(16)の受信信号レプリカを生成するために、フィルタ部 b 1 1 3 が行う処

50

理での乗算回数のオーダは $O(DN)$ である。ここで、一般的に $D \ll N$ であるため、 $O(N)$ と考えてもよい。

減算部 b 1 0 3 は、式 (1) で表わされる受信信号 $r_{i,k}$ から、式 (1 6) で表わされる受信信号レプリカ $r'_{i,k}$ を減算し、次式 (1 7) で表わされる信号 $r'_{i,k}$ を出力する。

【 0 0 7 4 】

【 数 1 5 】

$$\begin{aligned} r'_{i,k} &= r_{i,k} - r''_{i,k} \\ &= \sum_{d=0}^D h_{i,d,k} (s_{i,k-d} - s''_{i,k-d}) + z_{i,k} \quad \cdots (17) \end{aligned}$$

10

【 0 0 7 5 】

拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 は、推定されたチャネルインパルス応答から、F F T 部 b 1 0 5 に出力する信号選択区間を決定する。

【 0 0 7 6 】

[最大遅延がガードインターバル長を超えない場合]

まず、最大遅延がガードインターバル長を超えない場合 ($D \leq N_g$) の処理について説明をする。この場合は、初回処理と同様に先行波の F F T 区間を信号処理区間として決定する。この信号処理区間の信号に対して、F F T 部 b 1 0 5 が時間周波数変換を行った信号 $R'_{i,n}$ は、次式 (1 8)、(1 9) で表わされる。

20

【 0 0 7 7 】

【 数 1 6 】

$$\begin{aligned} R'_{i,n} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} r'_{i,k} \exp \left[-j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right] \\ &= W_{i,n,n} (S_{i,n} - S''_{i,n}) + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} (S_{i,m} - S''_{i,m}) + Z_{i,n} \quad \cdots (18) \end{aligned}$$

30

$$\begin{aligned} W_{i,n,m} &= \frac{1}{N} \sum_{d=0}^D \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} h_{i,d,k} \exp \left[-j \frac{2\pi(n-m)}{N} (k - N_g) \right] \exp \left(-j \frac{2\pi n}{N} d \right) \\ &\quad \cdots (19) \end{aligned}$$

【 0 0 7 8 】

40

最大遅延がガードインターバル長を超えない場合は、前のシンボルに起因する I S I 及び I C I が存在しない分、干渉を抑えることができる。ここで、式 (1 8) の信号 $R'_{i,n}$ を生成するために、F F T 部 b 1 0 5 は高速フーリエ変換を行う。この変換での乗算回数のオーダは $O(N \log_2 N)$ である。

【 0 0 7 9 】

復元部 b 1 0 7 は、シンボルレプリカ $S'_{i,n}$ に周波数応答 $W_{i,n,n}$ を乗算して、伝搬路の影響を受けた所望信号のレプリカ信号 $W_{i,n,n} S'_{i,n}$ を生成する。復元部 b 1 0 7 は、式 (1 8) で表わされる信号 $R'_{i,n}$ に生成したレプリカ信号 $W_{i,n,n} S'_{i,n}$ を加算する。この加算後の信号 $Y_{i,n}$ は、次式 (2 0) で表わされる。

50

【 0 0 8 0 】

【 数 1 7 】

$$Y_{i,n} = R'_{i,n} + W_{i,n,n} S''_{i,n} \\ = W_{i,n,n} S_{i,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} (S_{i,m} - S''_{i,m}) + Z_{i,n} \quad \cdots (20)$$

【 0 0 8 1 】

10

この式(20)は、第nサブキャリアの所望信号が残り、ICIが除去された信号であることを意味する。ICIが除去されることで、信号対干渉雑音電力比(SINR)が改善でき、伝送特性が改善される。

また、復元部b107は、式(20)の信号 $Y_{i,n}$ を生成するための処理をサブキャリア毎に行うため、この処理での乗算回数のオーダーは $O(N)$ である。復調部b108は、例えばMMSE基準のフィルタリングを用いた場合、式(20)で表わされる信号 $Y_{i,n}$ から次式(21)で表わされる第nサブキャリアの復調シンボル $S'_{i,n}$ を算出して復調する。

【 0 0 8 2 】

【 数 1 8 】

20

$$S'_{i,n} = \frac{W_{i,n,n}^*}{W_{i,n,n}^* W_{i,n,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} \left(E[|S_{i,m}|^2] - |S''_{i,m}|^2 \right) W_{i,n,m}^* W_{i,n,m} + \sigma_z^2} Y_{i,n} \quad \cdots (21)$$

【 0 0 8 3 】

30

なお、式(21)は、受信信号による除去残差を正確に考慮した場合の式であるが、本発明はこれに限らず、除去残差を雑音に換算して、次式(22)を用いて復調シンボル $S'_{i,n}$ を算出してもよい。

【 0 0 8 4 】

【 数 1 9 】

$$S'_{i,n} = \frac{W_{i,n,n}^*}{W_{i,n,n}^* W_{i,n,n} + \sigma_z^2 + \sigma_I^2} Y_{i,n} \quad \cdots (22)$$

40

【 0 0 8 5 】

ここで、 σ_I^2 はICI除去残差の電力であり、雑音電力と一緒に初回処理と同様の方法で算出できる。このように式(22)を用いてしても特性劣化は少ない。式(21)では、分母の第2項のICIの除去残差項の計算のためにオーダー $O(N^2)$ の乗算回数が必要である。しかし、式(22)を用いることで、オーダー $O(N)$ の乗算回数で処理をすることができ、乗算回数を大きく削減できる。よって、繰返し処理の各部における最大の乗算回数のオーダーは $O(N \log_2 N)$ となり、受信装置b1は、オーダー $O(N \log_2 N)$ の乗算回数の処理で、繰返し処理を行うことができる。

【 0 0 8 6 】

[最大遅延がガードインターバル長を超えている場合]

50

次に、最大遅延がガードインターバル長を超えている場合（ $D > N_g$ ）の処理を説明する。この場合、どの区間をFFT区間にとっても所望OFDMシンボル以外の信号を取り込んでしまう。このため、干渉はレプリカを減算することにより充分に除去できているものとし、受信装置b1がFFT区間を通常より伸ばしたり、通常と異なる位置に設定したりすることにより、SINRを改善し、伝送特性を向上させる。例えば、先行波の先端から最大遅延パスの終端までを拡張FFT区間とすると、FFT部b105が時間周波数変換を行った後の信号 $R'_{i,n}$ は次式（23）、（24）で表される。

【0087】

【数20】

10

$$\begin{aligned}
 R'_{i,n} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N_g+N+D-1} r'_{i,k} \exp\left[-j\frac{2\pi n}{N}(k-N_g)\right] \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} r'_{i,k} \exp\left[-j\frac{2\pi n}{N}(k-N_g)\right] + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N_g+D-1} r'_{i,k+N} \exp\left[-j\frac{2\pi n}{N}(k-N_g)\right] \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N_g+D-1} (r'_{i,k} + r'_{i,k+N}) \exp\left[-j\frac{2\pi n}{N}(k-N_g)\right] + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=N_g+D}^{N-1} r'_{i,k} \exp\left[-j\frac{2\pi n}{N}(k-N_g)\right] \\
 &= W_{i,n,n}(S_{i,n} - S''_{i,n}) + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m}(S_{i,m} - S''_{i,m}) \\
 &\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,1}(S_{i-1,m} - S''_{i-1,m}) + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,2}(S_{i+1,m} - S''_{i+1,m}) + Z_{i,n} \quad \cdots (23)
 \end{aligned}$$

20

$$W_{i,n,m} = \frac{1}{N} \sum_{d=0}^D \sum_{k=d}^{N_g+N+D-1} h_{i,d,k} \exp\left[-j\frac{2\pi(n-m)}{N}(k-N_g)\right] \exp\left(-j\frac{2\pi m}{N}d\right) \quad \cdots (24)$$

【0088】

ここで、 $V_{i,n,m,1}$ 及び $V_{i,n,m,2}$ はISI係数であり、前者は1つ前のシンボルからの係数、後者は1つ後のシンボルからの係数を表す。式（23）の3行目より、この処理は、離散時刻 $k = 0 \sim N_g + D - 1$ では $r'_{i,k} + r'_{i,k+N}$ 、 $k = N_g + D \sim N - 1$ では $r'_{i,k}$ である信号に対してFFTをすればよいことが分かる。

30

拡張FFT区間抽出部b104は、離散時刻 $k = 0 \sim N_g + D - 1$ では $r'_{i,k} + r'_{i,k+N}$ 、 $k = N_g + D \sim N - 1$ では $r'_{i,k}$ で表される信号をFFT部b105に出力する。これにより、受信装置b1は、通常のFFT区間より長い区間を合成する場合でも、従来通りのFFT処理1回で信号を復元することができる。

【0089】

復元部b107は、シンボルレプリカ $S'_{i,n}$ に周波数応答 $W_{i,n,n}$ を乗算して、伝搬路の影響を受けた所望信号のレプリカ信号 $W_{i,n,n} S'_{i,n}$ を生成する。復元部b107は、または式（23）で表わされる信号 $R'_{i,n}$ に生成したレプリカ信号 $W_{i,n,n} S'_{i,n}$ を加算する。この加算後の信号 $Y_{i,n}$ は、次式（25）で表わされる。

40

【0090】

【数 2 1】

$$Y_{i,n} = R'_{i,n} + W_{i,n,n} S''_{i,n} \\ = W_{i,n,n} S_{i,n} + Z'_{i,n} + Z_{i,n} \quad \dots (25)$$

$$Z'_{i,n} = \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} (S_{i,m} - S''_{i,m}) \\ + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,1} (S_{i-1,m} - S''_{i-1,m}) + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,2} (S_{i+1,m} - S''_{i+1,m}) \quad 10$$

$$\dots (26)$$

【0091】

この式(25)は、第nサブキャリアの所望信号が残り、ISI及びICIが除去された信号であることを意味する。このように、受信装置b1では、ISI及びICIが除去されることで、SINRが改善でき、伝送特性が改善される。つまり、良好な受信特性を得ることができる。

20

復調部b108は、初回処理及び遅延時間がガードインターバルを超えない場合と同様に、式(25)で表わされる信号 $Y_{i,n}$ から次式(27)で表わされる第nサブキャリアの復調シンボル $S'_{i,n}$ を算出して復調する。

【0092】

【数 2 2】

$$S'_{i,n} = \frac{W_{i,n,n}^*}{W_{i,n,n}^* W_{i,n,n} + \sigma_z^2 + \sigma_{I'}^2} Y_{i,n} \quad \dots (27)$$

30

【0093】

ここで、 $\sigma_{I'}^2$ はISI及びICIの除去残差の電力であり、雑音電力と一緒に初回処理と同様の方法で算出できる。

復号部b109は、式(27)で表わされる復調シンボル $S'_{i,n}$ のビット対数尤度比($b_{i,n,0}$)、($b_{i,n,1}$)に対して、復号処理を行う。その後は、繰返し処理をくり返す。以上説明した繰返し処理を繰り返すことで伝送特性を大幅に改善することができる。

【0094】

< 受信装置b1の動作について >

図5は、本実施形態に係る受信装置の動作を示すフローチャートである。なお、この図が示す動作は、図2の受信部b102が初回に受信信号を減算部b103に出力した後の処理である。

40

【0095】

(ステップS101) 減算部b103は、受信信号から、後述するステップS109で生成された受信信号レプリカを減算する。その後、ステップS102へ進む。

(ステップS102) 拡張FFT区間抽出部b104は、ステップS101での減算結果の信号のうち、干渉が小さくなるようなFFT区間を抽出する。その後、ステップS103へ進む。

(ステップS103) FFT部b105は、ステップS102で抽出されたFFT区間の信号に対して、時間周波数変換を行う。その後、ステップS104へ進む。

50

【0096】

(ステップS104)復元部b107は、サブキャリア毎に、ステップS103での変換結果の信号に対して、後述するステップS108で生成するシンボルレプリカに、拡張FFT区間抽出部b104が抽出したFFT区間の信号の周波数応答を乗算したシンボルレプリカ信号を加算する。その後、ステップS105へ進む。

(ステップS105)復調部b108は、ステップS104での加算結果の信号に対して、伝搬路補償し、ビット対数尤度比を算出する。その後、ステップS106へ進む。

(ステップS106)復号部b109は、ステップS105での算出結果のビット対数尤度比に対して、誤り訂正等の復号処理を行う。その後、ステップS107へ進む。

【0097】

(ステップS107)復号部b109は、ステップS106での復号結果に誤りが検出されなかったか、もしくは、既定の回数の処理が行われたかを判定する。これらのいずれかに該当する場合(Yes)、受信装置b1は動作を終了する。一方、これらの両方に該当しない場合(No)、ステップS108へ進む。なお、復号結果に誤りがあるかの判定は、例えば、MAC(Media Access Control)層で行ってもよい。

(ステップS108)シンボルレプリカ生成部b110は、ステップS106での復号結果のビット対数尤度比からシンボルレプリカを生成する。その後、ステップS109へ進む。

(ステップS109)IFFT部b111、GI挿入部b112、及びフィルタ部b113は、ステップS108で生成されたシンボルレプリカに基づいて受信信号レプリカを生成する。その後、ステップS101へ進む。

【0098】

このように、本実施形態によれば、伝搬路推定部b106は、伝搬路推定値を推定する。シンボルレプリカ生成部b110は、復調した情報の変調シンボルであるシンボルレプリカを生成する。信号抽出部B1は、伝搬路推定値とシンボルレプリカとに基づいて、干渉を除去した受信信号の各サブキャリア成分を任意の長さの時間区間で抽出する。復調部b108は、信号抽出部B1が抽出した時間区間の信号に基づいて、前記受信信号の各サブキャリア成分の信号を復調する。これにより、受信装置b1は、計算量並びに回路規模の増大を抑えながら、良好な受信特性を得ることができる。

また、本実施形態によれば、受信装置b1は、ISI及びICIを除去した受信信号の各サブキャリア成分を抽出し、抽出した各サブキャリア成分の信号を復調する。これにより、受信装置b1は、計算量の増大を防止することができる。また、遅延波の遅延時間がガードインターバルを超える場合だけでなく、受信装置が高速移動することによって発生するICIについても抑圧することができる。

【0099】

なお、上記第1の実施形態において、フィルタ部b113が受信信号レプリカを生成し、減算部b103がこの受信信号レプリカを減算し、復元部b107が所望信号のレプリカ信号を加算して、サブキャリア毎に復調処理を行う場合について説明をした。しかし、最大遅延がガードインターバルを超えない場合は、本発明はこれに限らず、フィルタ部b113が受信信号から所望信号の受信信号を除いた信号レプリカを生成し、減算部b103がこのレプリカ信号を減算し、サブキャリア毎に復調処理を行ってもよい。

この場合、上記の式(17)は、次式(28)、(29)で置き換えられる。

【0100】

10

20

30

40

【数 2 3】

$$r'_{i,k} = r_{i,k} - \sum_{d=0}^D h'_{i,d,k} s''_{k-d} \quad \cdots (28)$$

$$h'_{i,d,k} = h_{i,d,k} - \frac{1}{N} \sum_{k=N_g}^{N+N_g-1} h_{i,d,k} \quad \cdots (29)$$

10

【0 1 0 1】

なお、上記第 1 の実施形態において、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 が抽出する区間は、先行波の先端から最大遅延パスの終端までとしているが、これに限るものではない。例えば、最も電力の高いパスの先端から終端までを抽出する等でもよい。また、図 6 に示す位置を区間の開始位置又は終了位置としてもよい。

図 6 は、本実施形態の変形例に係る受信装置が選択する F F T 区間の一例を示す概略図である。この図において、横軸は時間軸であり、縦軸はパスである。

例えば、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 は、先行波からガードインターバルを除去した先端を拡張 F F T 区間の開始位置（符号 1 を付した時刻）にしてもよい。また、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 は、例えば、先行波から探索して、最も電力の高いパス（図 6 では 4 番目のパス）の先端を拡張 F F T 区間の開始位置（符号 2 を付した時刻）にしてもよい。また、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 は、例えば、先行波から探索して、最も電力の高いパスからガードインターバルを除去した先端を拡張 F F T 区間の開始位置（符号 3 を付した時刻）にしてもよい。

20

また、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 は、例えば、1 つ後ろの O F D M シンボルからの漏れ込みの起こらない最も後ろの位置を、拡張 F F T 区間の終了位置（符号 4 を付した時刻）にしてもよい。また、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 は、例えば、先行波から探索して、最も電力の高いパス以降のパスに関して、1 つ後ろの O F D M シンボルからの漏れ込みの起こらない最も後ろの位置を拡張 F F T 区間の終了位置（符号 5 を付した時刻）にしてもよい。なお、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 は、最も電力の高いパスの先端又は最も後ろの位置に代えて、予め定めたパスの先端又は最も後ろの位置を選択してもよい。このように、本発明に係る拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 が抽出する区間は、上記の範囲に限らず、F F T 区間の長さが通常と異なるという意味で、あらゆる場合の長さに適応してもよい。また、ガードインターバルや信号の切れ目でなくともよい。

30

また、上記第 1 の実施形態において、通信システムはマルチキャリア信号の通信を行う場合について説明したが、本発明はこれに限らず、F F T を用いてシングルキャリア信号の通信を行う場合にも、適用することができる。

【0 1 0 2】

(第 2 の実施形態)

以下、図面を参照しながら本発明の第 2 の実施形態について詳しく説明する。第 1 の実施形態では、受信装置 b 1 が通常より長い区間の F F T を行うため、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4 が対応する拡張 F F T 区間を信号処理区間として選択する。また、受信装置 b 1 が選択した信号処理区間の信号を、サブキャリア毎に復調して、情報ビットを復号する場合について説明した。本実施形態では、受信装置が拡張 F F T 区間の信号を抽出する前に窓関数を乗算し、複数のサブキャリアを用いて、信号を復調、復号する場合について説明する。

40

なお、本実施形態に係る送信装置は、第 1 の実施形態と同じ送信装置 a 1 であるので、説明は省略する。以下、本実施形態では、受信装置を受信装置 b 2 という。

【0 1 0 3】

図 7 は、本発明の第 2 の実施形態に係る受信装置 b 2 の構成を示す概略ブロック図であ

50

る。本実施形態に係る受信装置 b 2 (図 7) と第 1 の実施形態に係る受信装置 b 1 (図 2) とを比較すると、信号抽出部 B 2 の拡張 F F T 区間抽出部 b 2 0 4、F F T 部 b 2 0 5、伝搬路推定部 b 2 0 6、復元部 b 2 0 7、復調部 b 2 0 8 が異なり、窓乗算部 b 2 0 9 が追加されている。しかし、他の構成要素 (受信アンテナ b 1 0 1、受信部 b 1 0 2、減算部 b 1 0 3、復号部 b 1 0 9、シンボルレプリカ生成部 b 1 1 0、I F F T 部 b 1 1 1、G I 挿入部 b 1 1 2、及びフィルタ部 b 1 1 3) が持つ機能は第 1 の実施形態と同じである。第 1 の実施形態と同じ機能の説明は省略する。

【 0 1 0 4 】

拡張 F F T 区間抽出部 b 2 0 4 は、後述する伝搬路推定部 b 2 0 6 がから入力されたチャンネルインパルス応答推定値に基づいて、第 1 の実施形態と同様に拡張 F F T 区間の信号を抽出し、窓乗算部 b 2 0 9 に出力する。

10

また、拡張 F F T 区間抽出部 b 2 0 4 は、抽出した信号処理区間を示す情報を伝搬路推定部 b 2 0 6 に出力する。

窓乗算部 b 2 0 9 は、拡張 F F T 区間抽出部の出力結果に対して窓関数を乗算し、F F T 部 b 2 0 5 に出力する。このように窓関数を乗算することで、受信装置 b 2 では、I S I、I C I の除去残差の影響を低減することができる。ここで、窓関数には、例えばハニング窓の窓関数を用いる。この処理に関しては、動作原理と併せて説明する。

また、窓乗算部 b 2 0 9 は、乗算した窓の情報を伝搬路推定部 b 2 0 6 に出力する。

【 0 1 0 5 】

F F T 部 b 2 0 5 は、窓乗算部 b 2 0 9 から入力された時間領域の信号に対して時間周波数変換を行い、変換した周波数領域の信号を復元部 b 2 0 7 に出力する。このとき、1 つの所望サブキャリアに対して、同一サブキャリアだけでなく、近傍のサブキャリアの信号も出力する。F F T 部 b 2 0 5 は、この点で、第 1 の実施形態の F F T 部 b 1 0 5 (図 2 参照) とは異なる。

20

【 0 1 0 6 】

伝搬路推定部 b 2 0 6 は、第 1 の実施形態と同様にチャンネルインパルス応答を推定し、フィルタ部 b 1 1 3 及び拡張 F F T 区間抽出部 b 2 0 4 に出力する。伝搬路推定部 b 2 0 6 は、推定したチャンネルインパルス応答に対し、拡張 F F T 区間抽出部 b 2 0 4 から入力された情報が示す信号処理区間と、窓乗算部から入力された情報が示す窓関数の情報に対応する時間周波数変換を行い、所望サブキャリアの周波数応答及び近傍のサブキャリアへの I C I 係数を出力する。伝搬路推定部 b 2 0 6 は、この点で、第 1 の実施形態の伝搬路推定部 b 1 0 6 (図 2 参照) とは異なる。

30

また、伝搬路推定部 b 2 0 6 は、予め記憶するパイロット信号を用い、パイロットサブキャリアにおいて、雑音電力と干渉電力を測定する。

【 0 1 0 7 】

復元部 b 2 0 7 は、処理するサブキャリア毎に、伝搬路推定部 b 2 0 6 から入力された周波数応答、及び近傍のサブキャリアへの I C I 係数を、シンボルレプリカ生成部 b 1 1 0 から入力されたシンボルレプリカに乗算して、伝搬路の影響を受けた所望信号のレプリカ信号を、所望及び近傍のサブキャリアの分だけ生成する。復元部 b 2 0 7 は、F F T 部 b 2 0 5 から入力された所望及び近傍のサブキャリアの信号に、生成したレプリカ信号を加算する。すなわち、復元部 b 2 0 7 は、伝搬路推定値とシンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、F F T 部 b 2 0 5 が変換した周波数領域の信号に対してこの所望信号のレプリカ信号を加算し、受信信号の各サブキャリア成分を抽出する。

40

復元部 b 2 0 7 は、レプリカ信号を加算した信号を復調部 b 2 0 8 に出力する。

【 0 1 0 8 】

復調部 b 2 0 8 は、伝搬路推定部 b 2 0 6 から入力された周波数応答、I C I 係数、雑音電力、及び干渉電力を用いて、Z F 基準、M M S E 基準等を用いたフィルタ係数を算出する。復調部 b 2 0 8 は、算出したフィルタ係数を用いて、伝搬路補償を行う。復調部 b 2 0 8 は、伝搬路補償を行った信号を、送信装置 a 1 から予め通知されたマッピング情報に基づいてデマッピングし、デマッピングした信号に対して、復調処理を行う。復調部 b

50

208は、復調処理の結果のビット対数尤度比を復号部b109に出力する。

【0109】

<動作原理について>

減算部b103が出力した信号 $r'_{i,k}$ に対し、拡張FFT区間抽出部b204で信号処理区間を抽出し、窓乗算部b209で窓関数を乗算してから、FFT部b205でFFTを行う。従って、FFT部b205が出力する信号 $R'_{i,n}$ は次式(30)のようになる。

【0110】

【数24】

$$\begin{aligned}
 R'_{i,n} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N_g+N+D-1} p(k)r'_{i,k} \exp\left[-j\frac{2\pi n}{N}(k-N_g)\right] \\
 &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N_g+D-1} [p(k)r'_{i,k} + p(k+N)r'_{i,k+N}] \exp\left[-j\frac{2\pi n}{N}(k-N_g)\right] \\
 &\quad + \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=N_g+D}^{N-1} p(k)r'_{i,k} \exp\left[-j\frac{2\pi n}{N}(k-N_g)\right] \\
 &= W_{i,n}(S_{i,n} - S''_{i,n}) + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m}(S_{i,m} - S''_{i,m}) \\
 &\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,1}(S_{i,m} - S''_{i,m}) + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,1}(S_{i,m} - S''_{i,m}) + Z_{i,n} \\
 &\quad \dots (30)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 W_{i,n,m} &= \frac{1}{N} \sum_{d=0}^D \sum_{k=d}^{N_g+N+d-1} p(k)h_{i,d,k} \exp\left[-j\frac{2\pi(n-m)}{N}(k-N_g)\right] \exp\left(-j\frac{2\pi m}{N}d\right) \\
 &\quad \dots (31)
 \end{aligned}$$

【0111】

ここで、 $p(k)$ は窓関数を表わす。受信装置b2ではハニング窓等の窓関数を用いることで、遠くのサブキャリアからのISI及びICIほど、影響を低減することができる。特に、ハニング窓を用いた場合、2つ以上離れたサブキャリアへのICIは大きく減少するものの、所望サブキャリアの電力は減少し、1つ隣のサブキャリアへのICIは大きく残る。そこで、受信装置b2では、近傍のサブキャリアも用いて復調を行う。すなわち、FFT部b205が出力する信号であってサブキャリア n を復調するための信号は、 $R'_{i,n+1}$ ($1=0, 1, -1, 2, -2, \dots, L, -L$)となる。前述の通り、ハニング窓を用いた場合は $L=1$ で充分効果が得られる。

【0112】

復元部b207は、シンボルレプリカ $S'_{i,n+1}$ に周波数応答(ICI係数) $W_{i,n+1,n}$ を乗算して第 $n+1$ レプリカ信号 $W_{i,n+1,n}S'_{i,n+1}$ を生成する。復元部b207は、式(30)で表わされる信号 $R'_{i,n+1}$ に生成した、第 $n+1$ レプリカ信号 $W_{i,n+1,n}S'_{i,n+1}$ を加算する。この加算後の信号 $X_{i,n,1}$ は、次式(32)で表わされる。

【0113】

10

20

30

40

50

【数 2 5】

$$\begin{aligned}
 X_{i,n,l} &= R'_{i,n+l} + W_{i,n+l,n} S''_{i,n} \\
 &= W_{i,n+l,n} S_{i,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n+l,m} (S_{i,m} - S''_{i,m}) + Z_{i,n+l} \quad \cdots (32)
 \end{aligned}$$

【0 1 1 4】

復調部 b 2 0 8 は、第 n サブキャリアの復調シンボル $S'_{i,n}$ を次式 (33) を用いて算出する。ただし、次式 (33) は、除去残差を雑音近似した場合の式である。

【0 1 1 5】

【数 2 6】

$$S'_{i,n} = \frac{\sum_{l=-L}^L W_{i,n+l,n}^* X_{i,n,l}}{\sum_{L=-L}^L W_{i,n+l,n}^* W_{i,n+l,n} + \sigma_z^2 + \sigma_{I'}^2} \quad \cdots (33)$$

20

【0 1 1 6】

なお、各サブキャリアにおいて、他のサブキャリアから漏れ込んでくる信号の電力は、周波数の差が大きくなる程、減少する。窓関数を乗算することによって、この傾向は顕著となる。よって、受信装置 b 2 では、L を予め定めておいてもよく、例えば、 $L = \pm 1$ であってもよい。また、上記のように、受信装置 b 2 では、第 n サブキャリアから周波数について大小 L 個のサブキャリアに関する情報を処理に用いた。しかし本発明はこれに限らず、周波数の大小方向で異なる数のサブキャリアを用いて処理を行ってもよいし、また、周波数の大方向、又は、小方向のいずれかのみを用いて処理を行ってもよい。

【0 1 1 7】

< 受信装置 b 2 の動作について >

30

図 8 は、本実施形態に係る受信装置 b 2 の動作を示すフローチャートである。なお、この図が示す動作は、図 7 の受信部 b 1 0 2 が初回に受信信号を減算部 b 1 0 3 に出力した後の処理である。

本実施形態に係る受信装置 b 2 の動作 (図 8) と第 1 の実施形態に係る受信装置 b 1 の動作 (図 5) とを比較すると、ステップ S 2 0 2 ~ S 2 0 5 の処理が異なる。しかし、他の処理 (ステップ S 1 0 1 ~ S 1 0 2、S 1 0 6 ~ S 1 0 9 の処理) は第 1 の実施形態と同じである。第 1 の実施形態と同じ処理の説明は省略する。

【0 1 1 8】

(ステップ S 2 0 2) 窓乗算部 b 2 0 9 は、ステップ S 1 0 2 で抽出された FFT 区間の信号に対して、窓関数を乗算する。その後、ステップ S 2 0 3 へ進む。

40

(ステップ S 2 0 3) FFT 部 b 2 0 5 は、ステップ S 2 0 2 での窓乗算結果の信号に対して、時間周波数変換を行う。あるサブキャリアの処理単位に対し、そのサブキャリアと近傍のサブキャリアも用いる。その後、ステップ S 2 0 4 へ進む。

(ステップ S 2 0 4) 復元部 b 2 0 7 は、サブキャリア毎に、ステップ S 2 0 3 での変換結果の第 n + 1 サブキャリアの信号に対して、ステップ S 1 0 7 で生成するシンボルレプリカにICI係数を乗算した第 n + 1 レプリカ信号を加算する。その後、ステップ S 2 0 5 へ進む。

(ステップ S 2 0 5) 復調部 b 2 0 8 は、ステップ S 2 0 4 での加算結果の信号に対して、伝搬路補償し、ビット対数尤度比を算出する。その後、ステップ S 1 0 6 へ進む。

【0 1 1 9】

50

このように、本実施形態によれば、受信装置 b 2 は、窓関数を乗算することで、所望サブキャリアから離れたサブキャリアほど、ICIの影響を低減することができる。また、サブキャリア成分の信号に対して、所望信号のレプリカ信号のサブキャリア成分であって当該サブキャリアに近接するサブキャリアの成分を加算する。これにより、受信装置 b 2 はさらに SINR を向上して高い伝送特性を得ることができる。

なお、窓関数に短形窓、すなわち何も乗算しなくてもよい。この場合、離れたサブキャリアの ICI 低減効果はなくなるが、所望サブキャリアと同一サブキャリアの電力を減少させることはない。近接するサブキャリアを用いることによる SINR 改善効果は、この場合でも得られる。

【0120】

10

(第3の実施形態)

以下、図面を参照しながら本発明の第3の実施形態について詳しく説明する。本実施形態では、通信システムが MIMO (Multiple Input Multiple Output; 多入力多出力) 伝送方式の通信を行う場合について説明をする。

本実施形態では、T本のアンテナを備えた送信装置 a 3 が送信した信号を、R本のアンテナを備えた受信装置 b 3 が受信する場合について説明をする。ここで、受信装置 b 3 は、送信装置 a 3 から T本のアンテナで送信された T個のストリームを R本のアンテナで受信し、MIMO分離を行う。

【0121】

<送信装置 a 3 の構成について>

20

図9は、本発明の第3の実施形態に係る送信装置 a 3 の構成を示す概略ブロック図である。この図において、送信装置 a 3 は、パイロット生成部 a 3 0 1 - t (t = 1、2、・ ・ ・ T、以下同じ)、符号部 a 3 0 2 - t、変調部 a 3 0 3 - t、マッピング部 a 3 0 4 - t、IFFT部 a 3 0 5 - t、GI挿入部 a 3 0 6 - t、送信部 a 3 0 7 - t、及び送信アンテナ部 a 3 0 8 - tを含んで構成される。

【0122】

パイロット生成部 a 3 0 1 - t は、受信装置 b 3 がその波形(あるいは、その信号系列)の振幅値を予め記憶するパイロット信号を生成し、マッピング部 a 3 0 4 - t に出力する。

符号部 a 3 0 2 - t は、受信装置 b 3 に送信する情報ビットに対して畳込み符号、ターボ符号、LDPC符号などの誤り訂正符号を用いて符号化し、符号化ビットを生成する。符号部 a 3 0 2 - t は、生成した符号化ビットを変調部 a 3 0 3 - t に出力する。

30

変調部 a 3 0 3 - t は、符号部 a 3 0 2 - t から入力された符号化ビットを、PSKやQAMなどの変調方式を用いて変調し、変調シンボルを生成する。変調部 a 3 0 3 - t は、生成した変調シンボルをマッピング部 a 3 0 4 - t に出力する。

【0123】

マッピング部 a 3 0 4 - t は、パイロット生成部 a 3 0 1 - t から入力されたパイロット信号、及び変調部 a 3 0 3 - t から入力された変調シンボルを、予め定められたマッピング情報に基づいてリソースにマッピングして周波数領域の信号を生成し、生成した周波数領域の信号をIFFT部 a 3 0 5 - t に出力する。また、マッピング情報は、送信装置 a 3 が決定し、送信装置 a 3 から受信装置 b 3 へ予め通知される。

40

IFFT部 a 3 0 5 - t は、マッピング部 a 3 0 4 - t から入力された周波数領域の信号を周波数-時間変換し、時間領域の信号を生成する。IFFT部 a 3 0 5 - t は、生成した時間領域の信号をGI挿入部 a 3 0 6 - t に出力する。

【0124】

GI挿入部 a 3 0 6 - t は、IFFT部 a 3 0 5 - t から入力された時間領域の信号に対して、FFT区間の信号毎にガードインターバルを付加する。ここで、ガードインターバルとは、FFT区間の信号の後方の一部を複製したものであるサイクリックプレフィックスやゼロ区間が続くゼロパディング、Golay符号等を用いた既知信号等であり、GI挿入部 a 3 0 6 - t は、このような信号をこのFFT区間の信号の前方に付加する。

50

G I 挿入部 a 3 0 6 - t は、ガードインターバルを付加した信号を送信部 a 3 0 7 - t に出力する。

なお、ガードインターバルを F F T 区間の後方に挿入してもよい。例えば、サイクリックプレフィックスを用いる場合、F F T 区間の前方の一部の複製を、F F T 区間の信号の後方に付加する。また、サイクリックプレフィックスの場合は、O F D M シンボル区間で周期性が保たれるようにすればよく、前記の限りではない。

送信部 a 3 0 7 - t は、G I 挿入部 a 3 0 6 - t から入力された信号をデジタル・アナログ変換し、変換したアナログ信号を波形整形する。送信部 a 3 0 7 - t は、波形整形した信号をベースバンド帯から無線周波数帯にアップコンバートし、送信アンテナ a 3 0 8 - t から受信装置 b 3 へ送信する。

10

【0125】

< 受信装置 b 3 の構成について >

図 10 は、本実施形態に係る受信装置 b 3 の構成を示す概略ブロック図である。この図において、受信装置 b 3 は、受信アンテナ b 3 0 1 - r (r = 1、2、・・・R、以下同じ)、受信部 b 3 0 2 - r、減算部 b 3 0 3 - r、拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - r、F F T 部 b 3 0 5 - r、受信信号レプリカ生成部 B 3 - r、復元部 b 3 0 7 - r、復調部 b 3 0 8、復号部 b 3 0 9 - t、及び、シンボルレプリカ生成部 b 3 1 0 - t を含んで構成される。なお、減算部 b 3 0 3 - 1 ~ b 3 0 3 - R、拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - 1 ~ b 3 0 4 - R、F F T 部 b 3 0 5 - 1 ~ b 3 0 5 - R、復元部 b 3 0 7 - 1 ~ b 3 0 7 - R、受信信号レプリカ生成部 B 3 - 1 ~ B 3 - R (後述するフィルタ部 b 3 1 3 - 1 ~ b 3 1 3 - R) を信号抽出部 B 3 という。

20

【0126】

受信部 b 3 0 2 - r は、送信装置 a 3 が送信した送信信号を、受信アンテナ b 3 0 1 - r を介して受信する。受信部 b 3 0 2 - r は、受信した信号に対して、周波数変換及びアナログ デジタル変換を行う。受信部 b 3 0 2 - r は、変換を行った受信信号を記憶する。受信部 b 3 0 2 - r は、初回処理、及び、後述する合計部 b 3 1 4 - r が減算部 b 3 0 3 - r に受信信号レプリカを入力するタイミングで、記憶する受信信号を減算部 b 3 0 3 - r 及び受信信号レプリカ生成部 B 3 - r に出力する。

減算部 b 3 0 3 - r は、受信部 b 3 0 2 - r から入力された受信信号から、後述する受信信号レプリカ生成部 B 3 - r から入力された受信信号レプリカを減算する。減算部 b 3 0 3 - r は、受信信号レプリカを減算した信号を拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - r に出力する。

30

なお、初回処理の場合、受信信号レプリカ生成部 B 3 - r から減算部 b 3 0 3 - r への入力はなく(ゼロであり)、減算部 b 3 0 3 - r は、受信部 b 3 0 2 - r から入力された受信信号をそのまま拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - r に出力する。

【0127】

拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - r は、後述する伝搬路推定部 b 3 0 6 から入力されたチャネルインパルス応答に基づいて、干渉量を少なくするような信号処理区間の信号を F F T 部 b 3 0 5 - r に出力する。また、抽出した信号処理区間を示す情報を伝搬路推定部 b 3 0 6 に出力する。この処理の詳細については、動作原理と併せて後述する。

40

F F T 部 b 3 0 5 - r は、拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - r から入力された時間領域の信号に対して時間周波数変換を行い、変換した周波数領域の信号を復元部 b 3 0 7 - r に出力する。

【0128】

受信信号レプリカ生成部 B 3 - r は、送信装置 a 3 のアンテナ a 3 0 8 - t (第 t アンテナという) 各々からアンテナ b 3 0 1 - r (第 r アンテナという) への周波数応答を推定し、復元部 b 3 0 7 - r 及び復調部 b 3 0 8 に出力する。また、受信信号レプリカ生成部 B 3 - r は、雑音電力及び I S I と I C I 電力を算出し、復調部 b 3 0 9 に出力する。また、受信信号レプリカ生成部 B 3 - r は、シンボルレプリカ生成部 b 3 1 0 - t から入力されたシンボルレプリカから、第 r アンテナで受信した受信信号の受信信号レプリカを

50

生成し、減算部 b 3 0 3 - r に出力する。なお、受信信号レプリカ生成部 B 3 - r の構成及び処理の詳細については、後述する。

【 0 1 2 9 】

復元部 b 3 0 7 - r は、サブキャリア毎に、伝搬路推定部 b 3 0 6 から入力された周波数応答を、後述するシンボルレプリカ生成部 b 3 1 0 - t から入力されたシンボルレプリカに乘算して、伝搬路の影響を受けた所望信号のレプリカ信号を生成する。復元部 b 3 0 7 - r は、サブキャリア毎に、FFT部 b 3 0 5 - r から入力された信号に生成したレプリカ信号を加算する。すなわち、復元部 b 3 0 7 - r は、伝搬路推定値とシンボルレプリカとに基づいて所望信号のレプリカ信号を生成し、FFT部 b 3 0 5 - r が変換した周波数領域の信号に対してこの所望信号のレプリカ信号を加算し、受信信号の各サブキャリア成分を抽出する。復元部 b 3 0 7 - r は、レプリカ信号を加算した信号を復調部 b 3 0 8 に出力する。

10

なお、初回の処理の場合、シンボルレプリカ生成部 b 3 1 0 - t から復元部 b 3 0 7 - r への入力はなく（ゼロであり）、復元部 b 3 0 7 - r は、FFT部 b 3 0 5 - r から入力された信号をそのまま復調部 b 3 0 8 に出力する。

【 0 1 3 0 】

復調部 b 3 0 8 は、伝搬路推定部 b 3 0 6 から入力された周波数応答、雑音電力、及び干渉電力を用いて、ZF基準、MMSE基準等を用いたフィルタ係数を算出する。復調部 b 3 0 8 は、算出したフィルタ係数を用いて、伝搬路補償を行う。復調部 b 3 0 8 は、伝搬路補償を行った信号を、送信装置 a 1 から予め通知されたマッピング情報に基づいてデマッピングし、デマッピングした信号に対して、復調処理を行う。復調部 b 3 0 8 は、第 t アンテナから送信された送信信号系列（第 t ストリームという）の信号について、復調処理の結果のビット対数尤度比を復号部 b 3 0 9 - t に出力する。

20

【 0 1 3 1 】

復号部 b 3 0 9 - t は、復調部 b 3 0 8 から入力された復調シンボルに対して、例えば、最尤復号法、最大事後確率推定、log-MAP、Max-log-MAP、SOVA等を用いて、復号処理を行う。

この復号処理の結果、誤りが検出されなかったと判定した場合、もしくは、既定の回数の処理が行われたと判定した場合、復号部 b 3 0 9 - t は、復号結果のビット対数尤度比を情報データビットとして出力する。一方、誤りが検出された、かつ、規定の回数の処理が行われていない、と判定した場合、復号部 b 3 0 9 - t は、復号結果のビット対数尤度比をシンボルレプリカ生成部 b 3 1 0 - t に出力する。

30

【 0 1 3 2 】

シンボルレプリカ生成部 b 3 1 0 - t は、復号部 b 3 0 9 - t から入力されたビット対数尤度比の期待値を算出し、算出した期待値を変調してシンボルレプリカを生成する。シンボルレプリカ生成部 b 3 1 0 - t は、生成したシンボルレプリカを、送信装置 a 3 から予め通知されたマッピング情報に基づいてマッピングする。シンボルレプリカ生成部 b 3 1 0 - t は、マッピングしたシンボルレプリカを復元部 b 3 0 7 - 1 ~ b 3 0 7 - R 及び受信信号レプリカ生成部 B 3 - 1 ~ B 3 - R に出力する。

【 0 1 3 3 】

40

図 1 1 は、本実施形態に係る受信信号レプリカ生成部 B 3 - r の構成を示す概略ブロック図である。この図において、受信信号レプリカ生成部 B 3 - r は、IFFT部 b 3 1 1 - t、GI挿入部 b 3 1 2 - t、伝搬路推定部 b 3 0 6、フィルタ部 b 3 1 3 - t、及び、合計部 b 3 1 4 を含んで構成される。

【 0 1 3 4 】

IFFT部 b 3 1 1 - t は、シンボルレプリカ生成部 b 3 1 0 - t から入力されたシンボルレプリカに対して周波数時間変換を行い、変換した時間領域のレプリカ信号をGI挿入部 b 3 1 2 - t に出力する。

GI挿入部 b 3 1 2 - t は、IFFT部 b 3 1 1 - t から入力されたレプリカ信号に対して、FFT区間の信号毎にガードインターバルを付加して、送信信号レプリカを生成す

50

る。G I 挿入部 b 3 1 2 - t は、生成した送信信号レプリカを、伝搬路推定部 b 3 0 6 及びフィルタ部 b 3 1 3 - t に出力する。

【 0 1 3 5 】

伝搬路推定部 b 3 0 6 は、受信部 b 3 0 2 - r から入力された受信信号、及び G I 挿入部 b 3 1 2 - t から入力された送信信号レプリカ信号、に基づいて、O F D M シンボル区間で、第 t アンテナ各々から第 r アンテナへの伝搬路のチャネルインパルス応答を推定する。なお、初回の処理の場合、G I 挿入部 b 3 1 2 - t から伝搬路推定部 b 3 0 6 への入力はなく（ゼロであり）、伝搬路推定部 b 3 0 6 は、予め記憶するパイロット信号、及び受信部 b 3 0 2 - r から入力された受信信号に基づいて、O F D M シンボル区間で時間変動するチャネルインパルス応答を推定する。

10

【 0 1 3 6 】

伝搬路推定部 b 3 0 6 は、推定したチャネルインパルス応答をフィルタ部 b 3 1 3 - t 及び拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - t に出力する。また、伝搬路推定部 b 3 0 6 は、推定したチャネルインパルス応答に対して、拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - r から入力された情報が示す信号処理区間に対応する時間周波数変換を行い、周波数応答を推定する。伝搬路推定部 b 3 0 6 は、推定した周波数応答を復元部 b 3 0 7 - r 及び復調部 b 3 0 8 に出力する。

また、伝搬路推定部 b 3 0 6 は、予め記憶するパイロット信号を用い、パイロットサブキャリアにおいて、雑音電力と干渉電力を測定する。

【 0 1 3 7 】

20

フィルタ部 b 3 1 3 - t は、伝搬路推定部 b 3 0 6 から入力されたチャネルインパルス応答と、G I 挿入部 b 3 1 2 - t から入力された送信信号レプリカと、に基づいて、第 r アンテナで受信した第 t ストリームの受信信号レプリカを生成する。フィルタ部 b 3 1 3 - t は、生成した受信信号レプリカを合計部 b 3 1 4 に出力する。

合計部 b 3 1 4 は、フィルタ部 b 3 1 3 - t から入力された受信信号レプリカを合計し、第 r アンテナで受信した受信信号の受信信号レプリカを生成する。合計部 b 3 1 4 は、生成した受信信号レプリカを減算部 b 3 0 3 - r に出力する。

【 0 1 3 8 】

< 動作原理について >

以下、受信装置 b 3 の動作原理について、図 1 0、1 0 を参照しながら説明をする。

30

受信部 b 3 0 2 - r が受信した第 k 離散時刻の第 i シンボルの受信信号 $r_{i,k,r}$ は、次式 (3 4)、(3 5) で表わされる。

【 0 1 3 9 】

【 数 2 7 】

$$r_{i,k,r} = \sum_{t=1}^T \sum_{d=0}^D h_{i,d,k,r,t} s_{i,k-d,t} + z_{i,k,r} \quad \cdots (34)$$

$$s_{i,k,t} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{i,n,t} \exp \left[j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right] \quad \cdots (35)$$

40

【 0 1 4 0 】

ここで、T は送信装置 a 3 のアンテナ数、D は最大の伝搬路番号、 $h_{i,d,k,r,t}$ は、第 t アンテナから第 r アンテナへの第 i シンボルの第 d パスにおける第 k 離散時刻の複素振幅である。また、 $s_{i,k,t}$ は第 t ストリームの第 i シンボルの時間領域の送信信号であり、 $z_{i,k,r}$ は第 r アンテナでの第 i シンボルの時間領域の雑音である。また、N は F F T 区間のポイント数、 $S_{i,n,t}$ は第 t ストリームの第 i シンボルの第 n サブキャリアの変調信号、 N_g は G I 区間のポイント数、j は虚数単位である。

【 0 1 4 1 】

50

減算部 b 3 0 3 - r は、式 (3 4) で表わされる受信信号 $r_{i,k,r}$ から受信信号レプリカを減算する。遅延波の遅延時間がガードインターバル長を超えない場合、拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - r は、先行波の F F T 区間を抽出し、F F T 部 b 3 0 5 - r は、拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - r の出力を時間周波数変換する。F F T 部 b 3 0 5 - r が出力する信号 $R'_{i,n,r}$ は、次式 (3 6)、(3 7) で表わされる。

【 0 1 4 2 】

【 数 2 8 】

$$R'_{i,n,r} = \sum_{t=1}^T \sum_{m=0}^{N-1} W_{i,n,m,r,t} (S_{i,m,t} - S''_{i,m,t}) + Z_{i,n,r} \quad \cdots (36)$$

10

$$W_{i,n,m,r,t} = \frac{1}{N} \sum_{d=0}^D \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} h_{i,d,k,r,t} \exp \left[-j \frac{2\pi(n-m)}{N} (k - N_g) \right] \exp \left(-j \frac{2\pi m}{N} d \right) \quad \cdots (37)$$

【 0 1 4 3 】

ここで、 $W_{i,n,m,r,t}$ は第 r アンテナが受信した第 t ストリームの第 i シンボルについての第 m サブキャリアから第 n サブキャリアへの信号の漏れ込み係数であり、 $m = n$ の場合の漏れ込み係数 $W_{i,n,n,r,t}$ は周波数応答である。また、 $S''_{i,m,t}$ は第 t ストリームの第 m サブキャリアの信号のシンボルレプリカである。

20

【 0 1 4 4 】

復元部 b 3 0 7 - r は、シンボルレプリカ $S''_{i,n,t}$ に伝搬路推定部 b 3 0 6 から入力された周波数応答 $W_{i,n,n,r,t}$ を乗算して、伝搬路の影響を受けて第 r アンテナが受信した第 t ストリームの第 i シンボルの第 n サブキャリアについての所望信号のレプリカ信号 $W_{i,n,n,r,t} S''_{i,n,t}$ を生成する。復元部 b 3 0 7 - r は、式 (3 6) で表わされる信号 $R'_{i,n,r}$ に生成したレプリカ信号 $W_{i,n,n,r,t} S''_{i,n,t}$ を加算する。すなわち、復元部 b 3 0 7 - r は、F F T 部 b 3 0 5 - r が変換した周波数領域の信号のサブキャリア成分を抽出し、抽出したサブキャリア成分の信号に対して、所望信号のレプリカ信号の当該サブキャリア成分のうち所望のストリーム成分を加算する。この加算後の信号 $Y_{i,n,r,t}$ は、次式 (3 8) で表わされる。

30

【 0 1 4 5 】

【 数 2 9 】

$$\begin{aligned} Y_{i,n,r,t} &= R'_{i,n,r} + W_{i,n,n,r,t} S''_{i,n,t} \\ &= W_{i,n,n,r,t} S_{i,n,t} + \sum_{u=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,u} (S_{i,m,u} - S''_{i,m,u}) \\ &\quad + \sum_{u=0, u \neq t}^T W_{i,n,n,r,u} (S_{i,n,u} - S''_{i,n,u}) + Z_{i,n,r} \quad \cdots (38) \end{aligned}$$

40

【 0 1 4 6 】

ここで、式 (3 8) の第 3 項は、他のストリームの信号が除去されていることを示すので、式 (3 8) は M I M O 分離されたことを意味する。

復調部 b 3 0 8 は、第 t ストリームの第 n サブキャリアの復調シンボル $S'_{i,n,t}$ を、次式 (3 9) を用いて算出する。ただし、次式 (3 9) は、除去残差を雑音近似した

50

場合の式である。

【 0 1 4 7 】

【 数 3 0 】

$$S'_{i,n,t} = \frac{\sum_{r=1}^R W_{i,n,n,r,t}^* Y_{i,n,r,t}}{\sum_{r=1}^R W_{i,n,n,r,t}^* W_{i,n,n,r,t} + \sigma_z^2 + \sigma_{I'}^2} \quad \dots (39)$$

10

【 0 1 4 8 】

次に、遅延波の遅延時間がガードインターバル長を超えている場合について説明する。第 1 の実施形態と同様に、先行波の先端から最大遅延波の終端までを合成する場合について説明する。FFT 部 b 3 0 5 - r が出力する信号 $R'_{i,n,r}$ は、次式 (40)、(41) で表わされる。

【 0 1 4 9 】

【 数 3 1 】

$$R'_{i,n,r} = \sum_{t=1}^T \sum_{m=0}^{N-1} W_{i,n,m,r,t} (S_{i,m,t} - S''_{i,m,t}) + \sum_{t=1}^T \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,r,t,1} (S_{i-1,m,t} - S''_{i-1,m,t}) \\ + \sum_{t=1}^T \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,r,t,2} (S_{i+1,m,t} - S''_{i+1,m,t}) + Z_{i,n,r} \quad \dots (40)$$

20

$$W_{i,n,m,r,t} = \frac{1}{N} \sum_{d=0}^D \sum_{k=d}^{N_g+N+d-1} h_{i,d,k,r,t} \exp \left[-j \frac{2\pi(n-m)}{N} (k - N_g) \right] \exp \left(-j \frac{2\pi m}{N} d \right)$$

30

... (41)

【 0 1 5 0 】

ここで、 $V_{i,n,m,r,t,1}$ は、第 r アンテナが受信した第 t ストリームの 1 つ前のシンボルからの ISI 係数であり、 $V_{i,n,m,r,t,2}$ は、1 つ後からの ISI 係数である。

復元部 b 3 0 7 - r は、シンボルレプリカ $S''_{i,n,t}$ に周波数応答 $W_{i,n,n,r,t}$ を乗算して、伝搬路の影響を受けた所望信号のレプリカ信号 $W_{i,n,n,r,t} S''_{i,n,t}$ を生成する。復元部 b 3 0 7 - r は、式 (40) で表わされる信号 $R'_{i,n,r}$ に生成したレプリカ信号 $W_{i,n,n,r,t} S''_{i,n,t}$ を加算する。この加算後の信号 $Y_{i,n,r,t}$ は次式 (42) で表わされる。

40

【 0 1 5 1 】

【数 3 2】

$$\begin{aligned}
Y_{i,n,r,t} &= R'_{i,n,r} + W_{i,n,n,r,t} S''_{i,n,t} \\
&= W_{i,n,n,r,t} S_{i,n,t} + \sum_{u=1, u \neq t}^T W_{i,n,n,r,u} (S_{i,n,u} - S''_{i,n,u}) + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,t} (S_{i,m,t} - S''_{i,m,t}) \\
&\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,r,t,1} (S_{i-1,m,t} - S''_{i-1,m,t}) + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,r,t,2} (S_{i+1,m,t} - S''_{i+1,m,t}) + Z_{i,n,r}
\end{aligned}$$

. . . (42)

10

【0152】

復調部 b 3 0 8 は、第 t ストリームの第 n サブキャリアの復調シンボル $S'_{i,n,t}$ を、次式 (43) を用いて算出する。ただし、次式 (43) は、除去残差を雑音近似した場合の式である。

【0153】

【数 3 3】

$$S'_{i,n,t} = \sum_{r=1}^R \frac{W_{i,n,n,r,t}^* Y_{i,n,r,t}}{\sum_{r=1}^R W_{i,n,n,r,t}^* W_{i,n,n,r,t} + \sigma_z^2 + \sigma_{I'}^2} \quad \cdot \cdot \cdot (55)$$

20

【0154】

< 受信装置 b 3 の動作について >

図 1 2 は、本実施形態に係る受信装置 b 3 の動作を示すフローチャートである。なお、この図が示す動作は、図 1 1 の受信部 b 3 0 2 - r が、初回に受信信号を減算部 b 3 0 3 - r に出力した後の処理である。

【0155】

30

(ステップ S 3 0 1) 減算部 b 3 0 3 - r は、受信信号から、後述するステップ S 3 0 8 から入力された受信信号レプリカを減算する。その後、ステップ S 3 0 2 へ進む。

(ステップ S 3 0 2) 拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 5 - r は、ステップ S 3 0 1 での減算結果の信号のうち、干渉が小さくなるような F F T 区間を抽出する。その後、ステップ S 3 0 3 へ進む。

(ステップ S 3 0 3) F F T 部 b 3 0 5 - r は、ステップ S 3 0 2 で抽出された F F T 区間の信号に対して時間周波数変換を行う。その後、ステップ S 3 0 4 へ進む。

(ステップ S 3 0 4) 復元部 b 3 0 7 は、サブキャリア毎に、ステップ S 3 0 3 での変換結果の信号に対して、後述するステップ S 3 0 8 で生成するシンボルレプリカに、拡張 F F T 区間抽出部 b 3 0 4 - r が抽出した F F T 区間の信号の周波数応答を乗算したレプリカ信号を加算する。その後、ステップ S 3 0 5 へ進む。

40

【0156】

(ステップ S 3 0 5) 復調部 b 3 0 8 - r は、ステップ S 3 0 4 での加算結果の信号に対して、伝搬路補償し、ビット対数尤度比を算出する。その後、ステップ S 3 0 6 へ進む。

(ステップ S 3 0 6) 復号部 b 3 0 9 - t は、ステップ S 3 0 5 での算出結果のビット対数尤度比に対して、誤り訂正等の復号処理を行う。その後、ステップ S 3 0 7 へ進む。

(ステップ S 3 0 7) 復号部 b 3 0 9 - t は、ステップ S 3 0 6 での復号結果に誤りが検出されなかったか、もしくは、既定の回数の処理が行われたかを判定する。これらのいずれかに該当する場合 (Yes)、受信装置 b 3 は処理を終了する。一方、これらの両方に該当しない場合 (No)、ステップ S 3 0 8 へ進む。

50

【 0 1 5 7 】

(ステップ S 3 0 8) シンボルレプリカ生成部 b 3 1 0 - t は、ステップ S 3 0 5 での復号結果のビット対数尤度比からシンボルレプリカを生成する。その後、ステップ S 3 0 9 へ進む。

(ステップ S 3 0 9) 受信信号レプリカ生成部 B 3 - r は、ステップ S 3 0 8 で生成されたシンボルレプリカに基づいて受信信号レプリカを生成する。その後、ステップ S 3 0 1 へ進む。

【 0 1 5 8 】

このように、本実施形態によれば、受信装置 b 3 は、I S I 及び I C I を除去した受信信号の各サブキャリア成分を抽出し、抽出した各サブキャリア成分の信号を復調する。これにより、受信装置 b 3 は、M I M O 伝送方式の場合でも、計算量の増大を防止することができる。

10

【 0 1 5 9 】

なお、上記第 3 の実施形態において、受信装置 b 3 は、所望サブキャリアであっても、他ストリームの信号は復元していないが、復元してもよい。すなわち、式 (3 8)、(4 2) の第 2 項を復元してもよい。この場合は、復調部が M I M O 分離を行うことになり、Z F や M M S E のような線形処理だけではなく、最尤検出 (M L D ; M a x i m u m L i k e l i h o o d D e t e c t i o n 、以下では、M L D という略語は最尤検出を意味する) のような非線形処理を行うことも可能となる。

【 0 1 6 0 】

20

以下、他ストリームの信号も復元したときに、受信装置 b 3 が M L D を用いて行うビット対数尤度比の算出処理の原理について説明をする。

復元部 b 3 0 7 は、式 (4 0) で表わされる信号 $R'_{i,n,r}$ に生成したレプリカ信号 $W_{i,n,n,r,t} S'_{i,m,t}$ をすべての t について加算する。すなわち、復元部 b 3 0 7 - r は、F F T 部 b 3 0 5 - r が変換した周波数領域の信号のサブキャリア成分を抽出し、抽出したサブキャリア成分の信号に対して、所望信号のレプリカ信号の当該サブキャリア成分のうち全てのストリーム成分を加算する。この加算後の信号 $Y_{n,r,t}$ は、次式 (5 6)、(5 7) で表わされる。

【 0 1 6 1 】

【 数 3 4 】

30

$$Y_{i,n,r} = R'_{i,n,r} + \sum_{t=1}^T W_{i,n,n,r,t} S''_{i,n,t}$$

$$= \sum_{t=1}^T W_{i,n,n,r,t} S_{i,n,t} + Z'_{i,n,r} \cdots (56)$$

$$Z'_{i,n,r} = \sum_{t=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,t} (S_{i,m,t} - S''_{i,m,t}) + \sum_{t=1}^T \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,r,t,1} (S_{i-1,m,t} - S''_{i-1,m,t})$$

$$+ \sum_{t=1}^T \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,r,t,2} (S_{i+1,m,t} - S''_{i+1,m,t}) + Z_{i,n,r} \cdots (57)$$

40

【 0 1 6 2 】

ここで、式 (5 6) をベクトル表記すると、次式 (5 8) ~ (6 1) で表わされる。

【 0 1 6 3 】

【数 3 5】

$$\begin{aligned} Y_{i,n} &= (Y_{i,n,1} \quad \cdots \quad Y_{i,n,R})^T \\ &= H_{i,n} S_{i,n} + Z_{i,n} \quad \cdots \quad (58) \end{aligned}$$

$$H_{i,n} = \begin{pmatrix} W_{i,n,n,1,1} & \cdots & W_{i,n,n,1,T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{i,n,n,R,1} & \cdots & W_{i,n,n,R,T} \end{pmatrix} \quad \cdots \quad (59)$$

10

$$S_{i,n} = (S_{i,n,1} \quad \cdots \quad S_{i,n,T})^T \quad \cdots \quad (60)$$

$$Z_{i,n} = (Z'_{i,n,1} \quad \cdots \quad Z'_{i,n,R}) \quad \cdots \quad (61)$$

【0 1 6 4】

ただし、 T は行列を転置することを表わす。ここで、式 (61) のベクトル $S_{i,n}$ を構成するビット系列 i,n を次式 (62) とする。

【0 1 6 5】

【数 3 6】

20

$$\beta_{i,n} = [b_{i,n,1,0} \quad \cdots \quad b_{i,n,1,M-1} \quad \cdots \quad b_{i,n,T,M-1}] \quad \cdots \quad (62)$$

【0 1 6 6】

ただし、 M は変調多値数であり、例えば QPSK のときは $M = 2$ 、16QAM のときは $M = 4$ である。また、 $b_{i,n,t,q}$ はベクトル $S_{i,n}$ を構成する第 t ストリームの q 番目のビットを表わす。以後、説明では第 i シンボル第 n サブキャリアを表わすものとし、添え字の i と n は省略する。すなわち、 i,n を、 $b_{i,n,t,q}$ を $b_{t,q}$ と表記する。式 (62) のビット $b_{t,q}$ のビット対数尤度比 $(b_{t,q})$ は次式 (63) で表わされる。

30

【0 1 6 7】

【数 3 7】

$$\begin{aligned} \lambda(b_{t,q}) &= \log \frac{p(b_{t,q}=0 | Y_{i,n})}{p(b_{t,q}=1 | Y_{i,n})} \\ &= \log \frac{\sum_{\beta, b_{t,q}=0} p(\beta | Y_{i,n})}{\sum_{\beta, b_{t,q}=1} p(\beta | Y_{i,n})} \quad \cdots \quad (63) \end{aligned}$$

40

$p(A|B)$ は、 B における A の条件付確率を表わす。

$\sum_{\beta, b_{t,q}=0} p(\beta | Y_{i,n})$ は、 $b_{t,q}$ だけは 0 とし、

他のビットは 0 の場合と 1 の場合とで和を取ることを表わす。

【0 1 6 8】

ここで、ベイズの定理、 $p(A|B)p(B) = p(B|A)p(A)$ を用いると、式 (63) のビット対数尤度比 $(b_{t,q})$ は、次式 (64) で表わされる。

50

【 0 1 6 9 】

【 数 3 8 】

$$\lambda(b_{t,q}) = \log \frac{\sum_{\beta, b_{t,q}=0} p(Y_{i,n} | \beta) p(\beta)}{\sum_{\beta, b_{t,q}=1} p(Y_{i,n} | \beta) p(\beta)} \quad \dots \quad (64)$$

【 0 1 7 0 】

また、 $Z'_{i,n,r}$ がガウス過程に従うと仮定し、Max-log 近似を用いると、10
式(64)のビット対数尤度比 $(b_{t,q})$ は、次式(65)で表わされる。

【 0 1 7 1 】

【 数 3 9 】

$$\begin{aligned} \lambda(b_{t,q}) = & \max_{\beta, b_{t,q}=0} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|Y_{i,n} - H_{i,n} S_{i,n}\|^2 \right) + \log p(\beta) \right] \\ & - \max_{\beta, b_{t,q}=1} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|Y_{i,n} - H_{i,n} S_{i,n}\|^2 \right) + \log p(\beta) \right] \end{aligned} \quad \dots \quad (65)$$
20

【 0 1 7 2 】

式(65)での $p(\quad)$ は、各ビットが独立であると仮定すると、以下の式(66)で表わされる。

【 0 1 7 3 】

【 数 4 0 】

30

$$p(\beta) = \prod_{t', q', t' \neq t, q' \neq q} p(b_{t', q'}) \quad \dots \quad (66)$$

【 0 1 7 4 】

ここで、 $p(b_{t', q'})$ は、復号部 b309 - t' が出力するビット対数尤度比 $a(b_{t', q'})$ を用いて計算することができる。また、このようにして得られたビット対数尤度比 $(b_{t, q})$ は、ビット対数尤度比 $a(b_{t, q})$ を用いて計算されているため、その分は減算するのが一般的である。すなわち、復調部 b308 が復号部 b309 - t へ出力する値は、 $(b_{t, q}) - a(b_{t, q})$ である。40

なお、簡単のため、事前情報が無いものと仮定して LLR を計算してもよい。この場合、ビット対数尤度比 $(b_{t, q})$ は、次式(67)で表わされる。

【 0 1 7 5 】

【数 4 1】

$$\lambda(b_{t,q}) = \max_{\beta, b_{t,q}=0} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|Y_{i,n} - H_{i,n} S_{i,n}\|^2 \right) \right] - \max_{\beta, b_{t,q}=1} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|Y_{i,n} - H_{i,n} S_{i,n}\|^2 \right) \right]$$

・・・ (67)

【0176】

10

復調部 b 3 0 8 は、復調処理の結果のビット対数尤度比 $(b_{t,q})$ を式 (67) を用いて算出し、復号部 b 3 0 9 - t に出力する。

なお、以上の説明では、全ての候補を計算する MLD について説明したが、本発明は、QRM-MLD やスフィアデコーディング (Sphere Decoding) を用いた MLD 等、演算量削減型 MLD に対しても適応できる。

【0177】

また、上記第 3 の実施形態において、拡張 FFT 区間抽出部 b 3 0 4 - r が抽出する区間は、先行波の先端から最大遅延パスの終端までとしているが、これに限るものではない。例えば、最も電力の高いパスの先端から終端までを抽出する等でもよい。

また、上記第 3 の実施形態においても、第 2 の実施形態と同様に窓関数を乗算してもよい。

20

【0178】

また、上記第 3 の実施形態において、送信装置 a 3 (図 9) は、1 個のアンテナ a 3 0 8 - t に対して 1 個の符号部 a 3 0 2 - t が備えられているが、本発明はこれに限らず、複数のアンテナに対して 1 個の符号部を備えてもよい。例えば、送信装置 a 3 は、1 個の符号部を備え、誤り訂正符号化した結果を、予め決められたパターンに従って変調部 a 3 0 3 - 1 ~ a 3 0 3 - T に振り分けて出力してもよい。

また、上記第 3 の実施形態において、第 1 ~ 第 T ストリームには、同じ情報データ信号系列の送信信号が含まれてもよいし、全て異なる情報データ信号系列の送信信号であってもよい。例えば、送信装置 a 3 は、2 つの情報データ信号系列を送信する場合、一方の情報データ系列を第 1、2 ストリームとして送信し、他方の情報データ信号系列を第 3、4 ストリームとして送信してもよい。

30

【0179】

なお、上記各実施形態において、受信装置 b 1、b 2、b 3 は、時間領域において受信信号から受信信号レプリカを減算する場合について説明をした。しかし、本発明はこれに限らず、周波数領域において受信信号から受信信号レプリカを減算してもよい。この場合、例えば、受信装置 b 1 では、受信部 b 1 0 2 が受信信号を拡張 FFT 区間抽出部 b 1 0 4 に出力し、また、フィルタ部 b 1 1 3 が受信信号レプリカを拡張 FFT 区間抽出部 b 1 0 4 に出力する。拡張 FFT 区間抽出部 b 1 0 4 は、受信部 b 1 0 2 から入力された受信信号及びフィルタ部 b 1 1 3 から入力された受信信号レプリカから、抽出区間情報が示す FFT 区間の信号を窓を乗算した後に抽出する。FFT 部 b 1 0 5 は、それぞれ、拡張 FFT 区間抽出部 b 1 0 4 が抽出した信号に対して時間周波数変換を行う。復元部 b 1 0 7 は、FFT 部 b 1 0 5 が時間周波数変換を行った FFT 区間の受信信号から受信信号レプリカを減算する。復元部 b 1 0 7 は、減算した信号を式 (13) 又は (23) の信号 $R'_{i,n}$ として、レプリカ信号を加算する。

40

【0180】

なお、上述した実施形態における送信装置 a 1、a 3 及び受信装置 b 1 ~ b 3 の一部、例えば、パイロット生成部 a 1 0 1、a 3 0 1 - t、符号部 a 1 0 2、a 3 0 2 - t、変調部 a 1 0 3、a 3 0 3 - t、マッピング部 a 1 0 4、a 3 0 4 - t、IFFT 部 a 1 0 5、a 3 0 5 - t、GI 挿入部 a 1 0 6、a 3 0 6 - t、送信部 a 1 0 7、a 3 0 7 - t

50

、受信部 b 1 0 2、b 3 0 2 - r、減算部 b 1 0 3、b 3 0 3 - r、拡張 F F T 区間抽出部 b 1 0 4、b 2 0 4、b 3 0 4 - r、F F T 部 b 1 0 5、b 2 0 5、b 3 0 5 - r、伝搬路推定部 b 1 0 6、b 2 0 6、b 3 0 6、復元部 b 1 0 7、b 2 0 7、b 3 0 7 - r、復調部 b 1 0 8、b 2 0 8、b 3 0 8、復号部 b 1 0 9、b 3 0 9 - t、シンボルレプリカ生成部 b 1 1 0、b 3 1 0 - t、I F F T 部 b 1 1 1、b 3 1 1 - t、G I 挿入部 b 1 1 2、b 3 1 2 - t、フィルタ部 b 1 1 3、b 3 1 3 - t、及び合成部 b 3 1 4 をコンピュータで実現するようにしても良い。その場合、この制御機能を実現するためのプログラムをコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録して、この記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステムに読み込ませ、実行することによって実現しても良い。なお、ここでいう「コンピュータシステム」とは、送信装置 a 1、a 3 又は受信装置 b 1 ~ b 3 に内蔵されたコンピュータシステムであって、O S や周辺機器等のハードウェアを含むものとする。また、「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、フレキシブルディスク、光磁気ディスク、R O M、C D - R O M 等の可搬媒体、コンピュータシステムに内蔵されるハードディスク等の記憶装置のことをいう。さらに「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、インターネット等のネットワークや電話回線等の通信回線を介してプログラムを送信する場合の通信線のように、短時間、動的にプログラムを保持するもの、その場合のサーバやクライアントとなるコンピュータシステム内部の揮発性メモリのように、一定時間プログラムを保持しているものも含んでも良い。また上記プログラムは、前述した機能の一部を実現するためのものであっても良く、さらに前述した機能をコンピュータシステムにすでに記録されているプログラムとの組み合わせで実現できるものであっても良い。

また、上述した実施形態における送信装置 a 1、a 3 及び受信装置 b 1 ~ b 3 の一部、または全部を、L S I (L a r g e S c a l e I n t e g r a t i o n) 等の集積回路として実現しても良い。送信装置 a 1、a 3 及び受信装置 b 1 ~ b 3 の各機能ブロックは個別にプロセッサ化してもよいし、一部、または全部を集積してプロセッサ化しても良い。また、集積回路化の手法は L S I に限らず専用回路、または汎用プロセッサで実現しても良い。また、半導体技術の進歩により L S I に代替する集積回路化の技術が出現した場合、当該技術による集積回路を用いても良い。

【 0 1 8 1 】

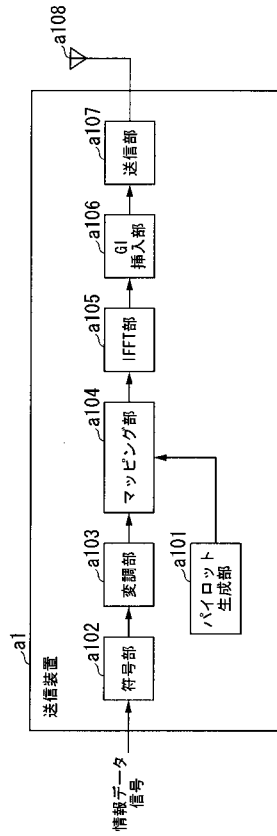
以上、図面を参照してこの発明の一実施形態について詳しく説明してきたが、具体的な構成は上述のものに限られることはなく、この発明の要旨を逸脱しない範囲内において様々な設計変更等を行うことが可能である。

【 符号の説明 】

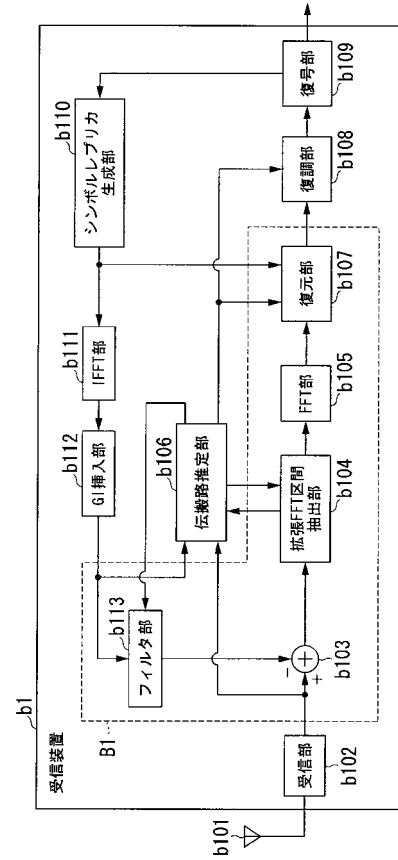
【 0 1 8 2 】

a 1、a 3・・・送信装置、b 1、b 2、b 3・・・受信装置、a 1 0 1、a 3 0 1 - t・・・パイロット生成部、a 1 0 2、a 3 0 2 - t・・・符号部、a 1 0 3、a 3 0 3 - t・・・変調部、a 1 0 4、a 3 0 4 - t・・・マッピング部、a 1 0 5、a 3 0 5 - t・・・I F F T 部、a 1 0 6、a 3 0 6 - t・・・G I 挿入部、a 1 0 7、a 3 0 7 - t・・・送信部、a 1 0 8、a 3 0 8 - t・・・送信アンテナ部、b 1 0 1、b 3 0 1 - r・・・受信アンテナ、b 1 0 2、b 3 0 2 - r・・・受信部、b 1 0 3、b 3 0 3 - r・・・減算部、b 1 0 4、b 2 0 4、b 3 0 4 - r・・・拡張 F F T 区間抽出部、b 1 0 5、b 2 0 5、b 3 0 5 - r・・・F F T 部、b 1 0 6、b 2 0 6、b 3 0 6・・・伝搬路推定部、b 1 0 7、b 2 0 7、b 3 0 7 - r・・・復元部、b 1 0 8、b 2 0 8、b 3 0 8・・・復調部、b 1 0 9、b 3 0 9 - t・・・復号部、b 1 1 0、b 3 1 0 - t・・・シンボルレプリカ生成部、b 1 1 1、b 3 1 1 - t・・・I F F T 部、b 1 1 2、b 3 1 2 - t・・・G I 挿入部、b 1 1 3、b 3 1 3 - t・・・フィルタ部、b 2 0 9・・・窓乗算部、b 3 1 4・・・合成部、B 1、B 2・・・信号抽出部、B 3 - r・・・受信信号レプリカ生成部

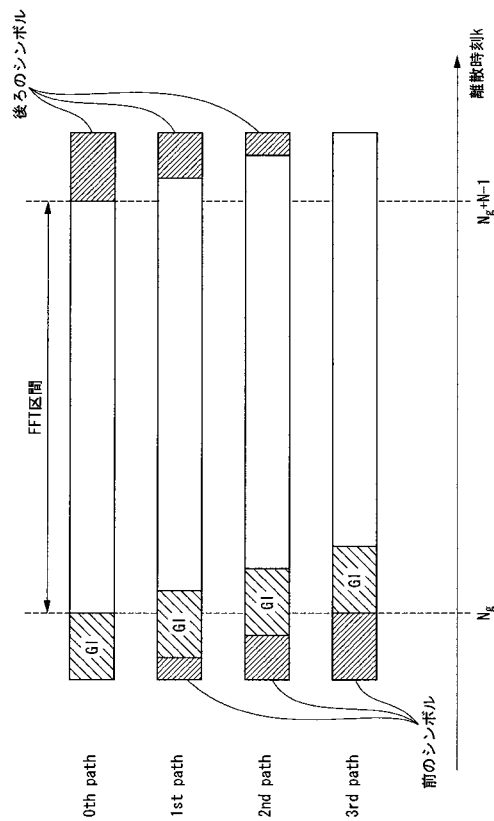
【図 1】



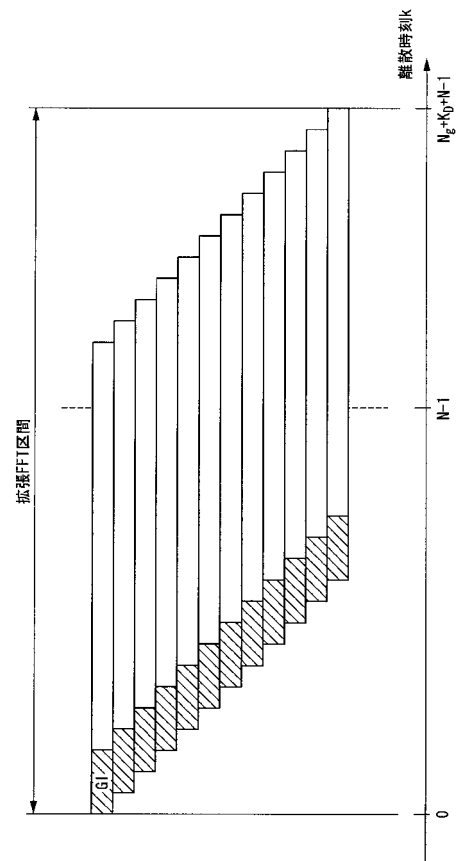
【図 2】



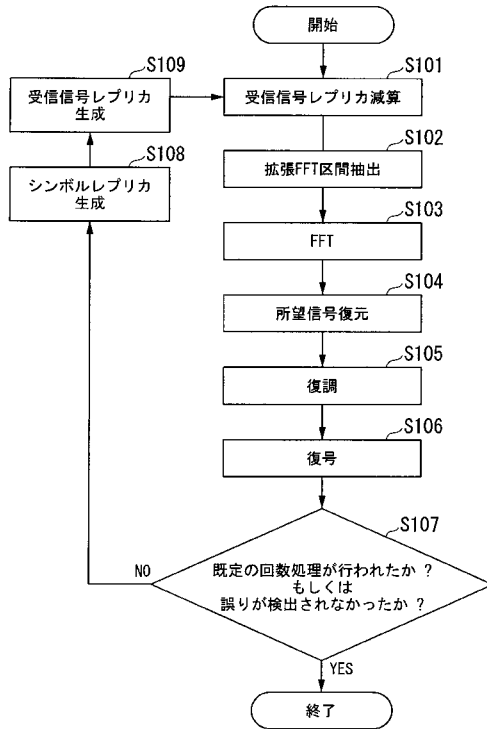
【図 3】



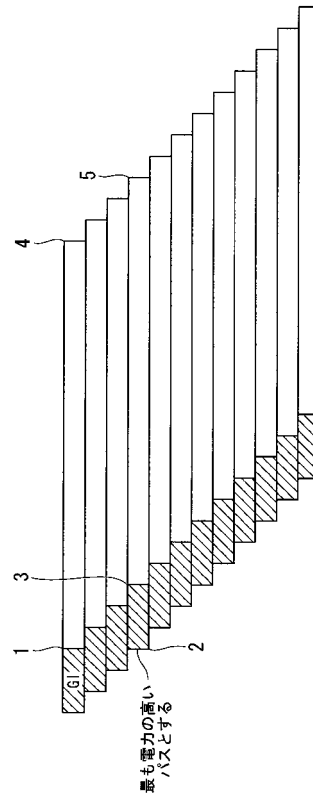
【図 4】



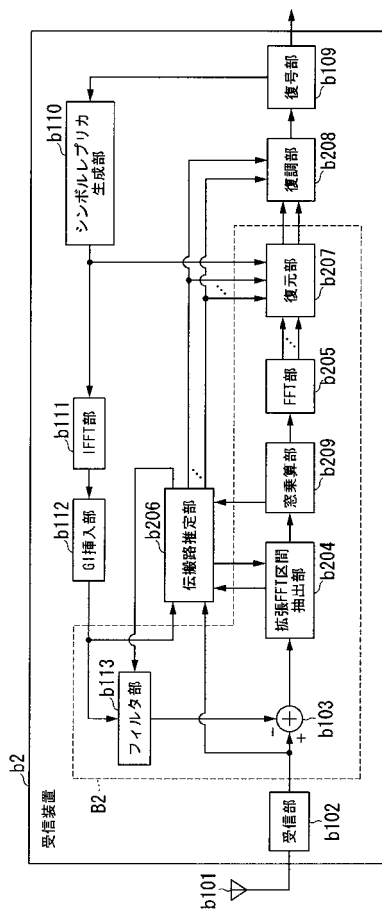
【図5】



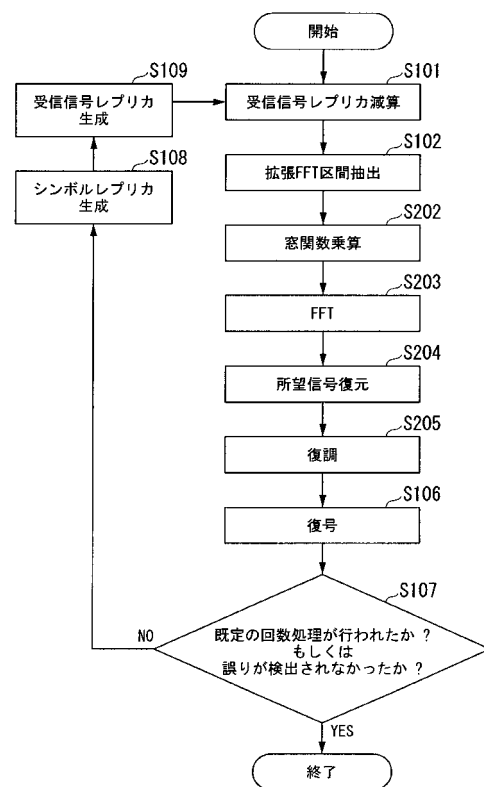
【図6】



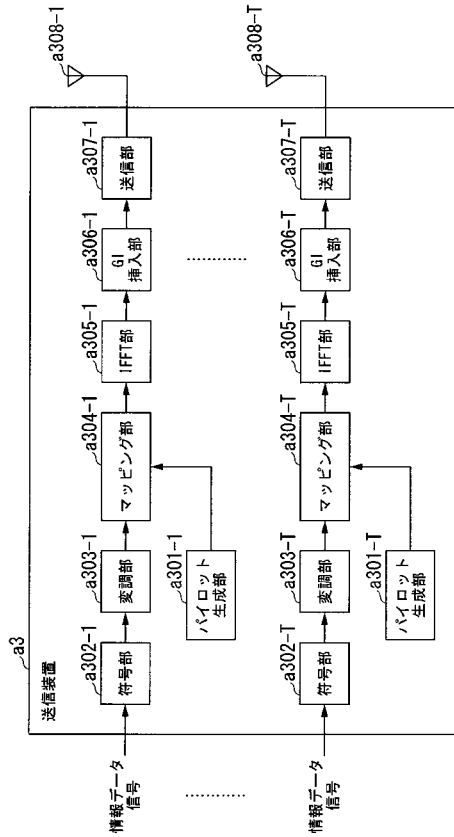
【図7】



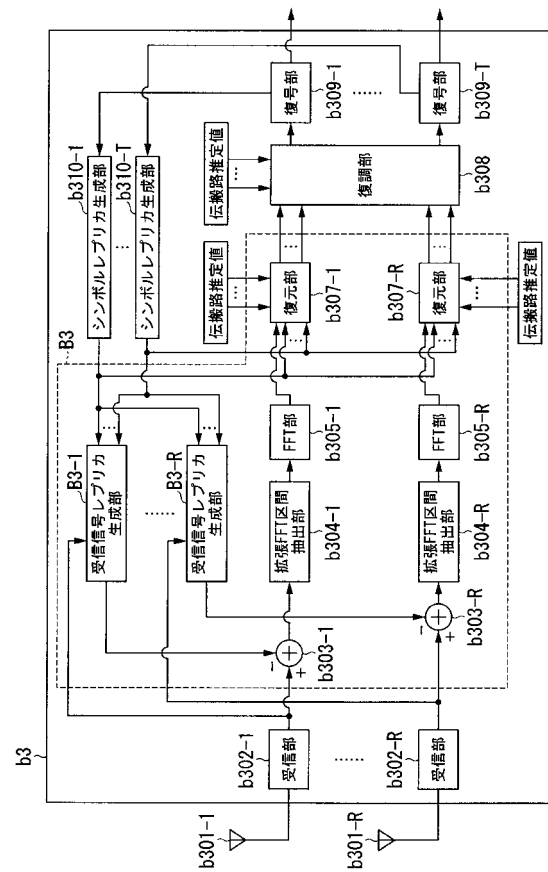
【図8】



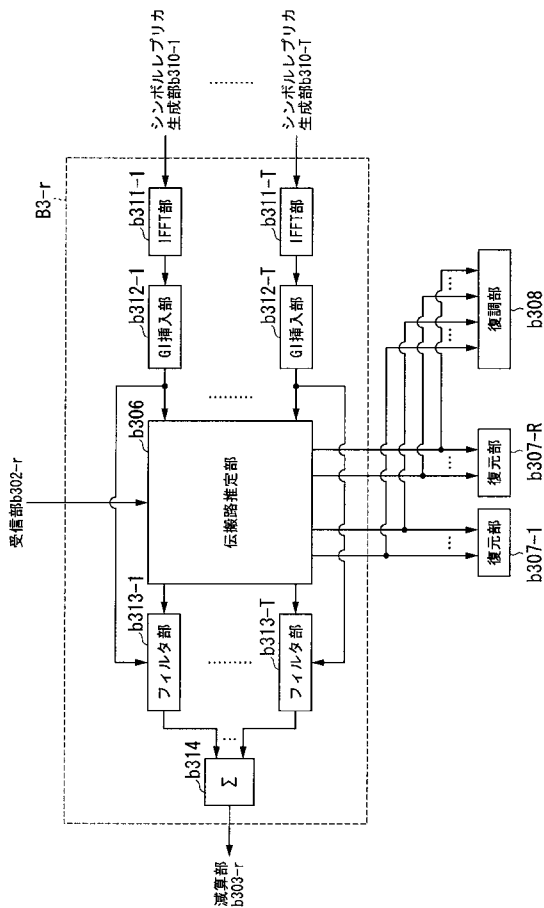
【図 9】



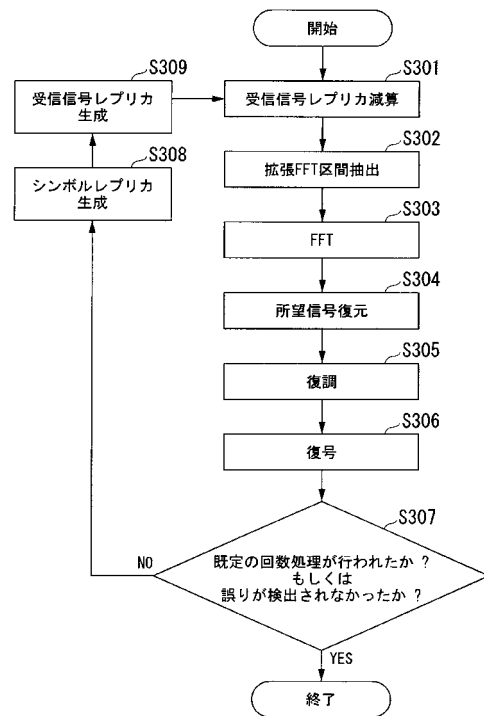
【図 10】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

(72)発明者 加藤 勝也
大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

(72)発明者 吉本 貴司
大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

(72)発明者 山田 良太
大阪府大阪市阿倍野区長池町 2 2 番 2 2 号 シャープ株式会社内

F ターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 DD33 DD34 FF00
5K052 AA01 BB02 CC06 EE38 FF32 FF33 GG19 GG20 GG26 GG45
GG48
5K059 EE02
5K159 EE02