

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5371722号
(P5371722)

(45) 発行日 平成25年12月18日 (2013.12.18)

(24) 登録日 平成25年9月27日 (2013.9.27)

(51) Int.Cl.		F I	
H04J 11/00	(2006.01)	H04J 11/00	Z
H04J 99/00	(2009.01)	H04J 15/00	
H04B 7/04	(2006.01)	H04B 7/04	

請求項の数 9 (全 46 頁)

(21) 出願番号	特願2009-281455 (P2009-281455)	(73) 特許権者	000005049
(22) 出願日	平成21年12月11日 (2009.12.11)		シャープ株式会社
(65) 公開番号	特開2011-124839 (P2011-124839A)		大阪府大阪市阿倍野区長池町2番22号
(43) 公開日	平成23年6月23日 (2011.6.23)	(74) 代理人	100094776
審査請求日	平成24年12月11日 (2012.12.11)		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、及び受信プログラム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信信号から情報を復調する受信装置において、

OFDMシンボル内の複数時刻のチャネルインパルス応答を推定し、前記複数時刻のチャネルインパルス応答に基づいて、複数の時間区間各々における周波数応答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、

前記複数時刻のチャネルインパルス応答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前記複数の時間区間各々の信号を抽出する区間抽出部と

、

前記区間抽出部が抽出した時間区間各々の信号を、周波数領域の信号に変換する時間周波数変換部と、

前記周波数応答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、前記複数の時間区間での受信信号の各サブキャリア成分であって、キャリア間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復元部と、

前記復元部が抽出した複数の時間区間の受信信号の各サブキャリア成分の信号を復調

10

20

する復調部と、

を備えることを特徴とする受信装置。

【請求項 2】

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複数時刻のチャンネルインパルス応答に基づいて、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 1 に記載の受信装置。

【請求項 3】

前記区間抽出部は、信号を抽出する 2 個の時間区間のうち、一方の時間区間の始まりを先行波の先端とし、他方の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 1 または請求項 2 に記載の受信装置。

【請求項 4】

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 1 から請求項 3 のいずれか一項に記載の受信装置。

【請求項 5】

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 1 から請求項 4 のいずれか一項に記載の受信装置。

【請求項 6】

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 5 に記載の受信装置。

【請求項 7】

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 5 に記載の受信装置。

【請求項 8】

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、O F D M シンボル内の複数時刻のチャンネルインパルス応答を推定し、前記複数時刻のチャンネルインパルス応答に基づいて、複数の時間区間各々における周波数応答を推定する第 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、

フィルタ部が、前記複数時刻のチャンネルインパルス応答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第 3 の過程と、

減算部が、前記受信信号から前記受信信号レプリカを減算する第 4 の過程と、

区間抽出部が、前記第 4 の過程にて減算した信号から前記複数の時間区間各々の信号を抽出する第 5 の過程と、

時間周波数変換部が、前記第 5 の過程にて抽出した時間区間各々の信号を、周波数領域の信号に変換する第 6 の過程と、

復元部が、前記周波数領域の信号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、前記第 6 の過程にて変換された周波数領域の信号に対して前記所望信号のレ

10

20

30

40

50

プリカ信号を加算し、前記複数の時間区間での受信信号の各サブキャリア成分であって、キャリア間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第7の過程と

復調部が、前記第7の過程にて抽出した複数の時間区間での受信信号の各サブキャリア成分の信号を復調する第8の過程と、
を有することを特徴とする受信方法。

【請求項9】

受信信号から情報を復調する受信装置のコンピュータを、

OFDMシンボル内の複数時刻のチャンネルインパルス応答を推定し、前記複数時刻のチャンネルインパルス応答に基づいて、複数の時間区間々々における周波数応答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、

前記複数時刻のチャンネルインパルス応答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手段と、

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手段と、

前記減算手段が減算した信号から前記複数の時間区間々々の信号を抽出する区間抽出手段と、

前記区間抽出手段が抽出した時間区間々々の信号を、周波数領域の信号に変換する時間周波数変換手段と、

前記周波数応答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手段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、前記複数の時間区間での受信信号の各サブキャリア成分であって、キャリア間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復元手段と、

前記復元手段にて抽出した複数の時間区間での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。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、受信装置、受信方法、及び受信プログラムに関する。

【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；ISI）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 Division Multiple Access；直交周波数分割多元接続）、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ICI（キャリア間干渉：Inter Carrier Interference）も生じる。また、受信装置が高速に移動している場合、1つのOFDMシンボル内における伝搬路変動が大きくなり、これによってもICIが生じる。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 ISI とICI のレプリカを生成し、生成したレプリカを受信信号から除去することでISI とICI を抑圧し、除去後の残った信号に対してISI とICI の除去残差抑圧と最適検出を行うことが記載されている。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0004】

【非特許文献 1】加藤 勝也、須山 聡、鈴木 博、府川 和彦、「マルチパス遅延がGIを超える高速フェージング環境におけるスキャッタード・パイロットOFDM用ターボ等化受信」、2008年電子情報通信学会総合大会、B-5-29、2008年3月

10

【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 の技術では、サブキャリア毎に最適検出を行うため、計算量が増大する。具体的には、非特許文献 1 の技術では、サブキャリア毎の検出処理の乗算回数のオーダーは $O(N)$ (N はFFT のポイント数、つまりFFT ポイント数のオーダー) であるため、全体では $O(N^2)$ のオーダーとなる問題があった。また、非特許文献 1 の技術では、最適検出フィルタを生成するのに $O(N^2 \log_2 N)$ の乗算回数がかかり、それらを保存しておくために大量のメモリを必要とする問題があった。

20

このように、従来の技術では、GIを超える遅延パスが存在する高速フェージング環境で受信信号から情報を検出するときに計算量が増大するという欠点があった。

【0006】

本発明は上記の点に鑑みてなされたものであり、GIを超える遅延パスが存在する高速フェージング環境で受信信号から情報を検出するときに計算量の増大を防止することができる受信装置、受信方法、及び受信プログラムを提供する。

【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、受信信号から情報を復調する受信装置において、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複数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複数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部と、を備えることを特徴とする受信装置である。

30

上記構成によると、受信装置は、干渉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、受信装置は、計算量の増大を防止することができる。

【0008】

(2) 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複数の時間区間の信号を抽出する区間抽出部と、前記区間抽出部が抽出した時間区間各々の信号を、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、複数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。

40

【0009】

(3) 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

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、前記受信信号と前記受信信号レプリカから複数の時間区間の信号を抽出する区間抽出部と、前記区間抽出部が抽出した時間区間各々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、複数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。

【0010】

10

(4) 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。

【0011】

(5) また、本発明は、上記の受信装置において、前記区間抽出部は、信号を抽出する2個の時間区間のうち、一方の時間区間の始まりを先行波の先端とし、他方の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。

【0012】

(6) 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。

20

【0013】

(7) 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。

【0014】

(8) 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。

30

【0015】

(9) 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。

【0016】

(10) 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複数の時間区間の信号を抽出する区間抽出部と、前記区間抽出部が抽出した時間区間各々の信号を、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、複数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。

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、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

50

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複数の時間区間の信号を抽出する区間抽出部と、前記区間抽出部が抽出した時間区間各々の信号を、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、複数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。

10

【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、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。

【0019】

(13) また、本発明は、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、信号抽出部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複数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複数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。

20

【0020】

(14) また、本発明は、受信信号から情報を復調する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複数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複数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。

30

【発明の効果】

【0021】

本発明によれば、無線通信の受信装置において、遅延パスが存在する環境で受信信号から情報を検出するときに計算量の増大を防止することができる。

【図面の簡単な説明】

【0022】

【図1】本発明の第1の実施形態に係る通信システムの概念図である。

【図2】本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3】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4】本実施形態に係る受信信号の一例を示す概略図である。

40

【図5】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。

【図6】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7】本発明の第2の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。

【図8】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9】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10】本実施形態に係る受信装置が選択するFFT区間の別の一例を示す概略図である。

【図11】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12】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。

50

【図 1 3】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 1 4】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。

【発明を実施するための形態】

【0023】

(第 1 の実施形態)

以下、図面を参照しながら本発明の第 1 の実施形態について詳しく説明する。

図 1 は、本発明の第 1 の実施形態に係る通信システムの概念図である。

この図において、通信システムは、送信装置 A 及び受信装置 B を具備する。この図は、送信装置 A から送信された送信信号が、建物等の反射により、 $D + 1$ 個 (図 1 では $D = 3$) の伝搬路 (パスとも呼ぶ) d ($d = 0, 1, 2, \dots, D$) を介して受信装置 B に受信されることを示す。なお、 d は短い伝搬路の順 (伝搬路を介した信号の到達時間が早い順) に、昇順に番号付けされている (d を伝搬路番号と呼ぶ)。ここで、 $d = 0$ 、つまり、最短となるパスを介して受信した信号を先行波という。また、 D は最大の伝搬路番号を示し、例えば $D = 3$ の場合に伝搬路は 4 個である。

10

以下、本実施形態では、送信装置 A を送信装置 a 1 といい、受信装置 B を受信装置 b 1 という。

【0024】

<送信装置 a 1 の構成について>

図 2 は、本実施形態に係る送信装置 a 1 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 1 は、パイロット生成部 a 1 0 1、符号部 a 1 0 2、変調部 a 1 0 3、マッピング部 a 1 0 4、IFFT 部 a 1 0 5、GI 挿入部 a 1 0 6、送信部 a 1 0 7、及び送信アンテナ部 a 1 0 8 を含んで構成される。

20

【0025】

パイロット生成部 a 1 0 1 は、受信装置 b 1 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 1 0 4 に出力する。

符号部 a 1 0 2 は、受信装置 b 1 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 a 1 0 2 は、生成した符号化ビットを変調部 a 1 0 3 に出力する。

30

変調部 a 1 0 3 は、符号部 a 1 0 2 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 a 1 0 3 は、生成した変調シンボルをマッピング部 a 1 0 4 に出力する。

【0026】

マッピング部 a 1 0 4 は、パイロット生成部 a 1 0 1 から入力されたパイロット信号、及び変調部 a 1 0 3 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 a 1 0 5 に出力する。なお、リソースとは、送信装置 a 1 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。

40

IFFT 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、IFFT を行う単位の時間区間を FFT 区間という。IFFT 部 a 1 0 5 は、生成した時間領域の信号を GI 挿入部 a 1 0 6 に出力する。

【0027】

GI 挿入部 a 1 0 6 は、IFFT 部 a 1 0 5 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

50

、FFT区間の信号の後方の一部を複製したものであり、GI挿入部a106は、この複製した信号をこのFFT区間の信号の前方に付加する。

なお、FFT区間と、GI挿入部a106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（GI区間という）と、を併せてOFDMシンボル区間という。また、OFDMシンボル区間の信号をOFDMシンボルという。GI挿入部a106は、ガードインターバルを付加した信号を送信部a107に出力する。

送信部a107は、GI挿入部a106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a107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a108から受信装置b1へ送信する。

10

【0028】

< 受信装置b1の構成について >

図3は、本実施形態に係る受信装置b1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b1は、受信アンテナb101、受信部b102、減算部b103、区間選択部b104、FFT区間抽出部b105-1、b105-2、FFT部b106-1、b106-2、伝搬路推定部b107、復元部b108-1、b108-2、復調部b109、復号部b110、シンボルレプリカ生成部b111、IFFT部b112、GI挿入部b113、及びフィルタ部b114を含んで構成される。ここで、減算部b103、区間選択部b104、FFT区間抽出部b105-1、b105-2、FFT部b106-1、b106-2、復元部b108-1、b108-2、フィルタ部a114を信号抽出部B1という。

20

【0029】

受信部b102は、送信装置a1が送信した送信信号を、受信アンテナb101を介して受信する。受信部b102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b102は、変換を行った受信信号を記憶する。受信部b102は、初回処理、及び、後述するフィルタ部b114が減算部b103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b103及び伝搬路推定部b107に出力する。

【0030】

減算部b103は、受信部b102から入力された受信信号から、後述するフィルタ部b114から入力された受信信号レプリカを減算する。減算部b103は、受信信号レプリカを減算した信号を区間選択部b104に出力する。

30

なお、初回処理の場合、フィルタ部b114から減算部b103への入力はなく（ゼロであり）、減算部b103は、受信部b102から入力された受信信号をそのまま区間選択部b104に出力する。

【0031】

区間選択部b104は、後述する伝搬路推定部b107から入力されたチャネルインパルス応答に基づいて、GIを超える遅延パスが存在するか否かを判定する。

GIを超える遅延パスが存在しない場合、区間選択部b104は、先行波のFFT区間を示す選択区間情報を伝搬路推定部b107、FFT区間抽出部b105-1、b105-2、及びシンボルレプリカ生成部b111に出力する。また、この場合、区間選択部b104は、減算部b103から入力された信号をFFT区間抽出部b105-1に出力する。なお、この場合に、受信装置b1の各部が行う処理を「GI内遅延処理」という。また、初回処理の場合、区間選択部b104は、減算部b103から入力された信号をFFT区間抽出部b105-1に出力する。

40

【0032】

一方、GIを超える遅延パスが存在する場合、区間選択部b104は、先行波の先頭からFFT区間の長さの区間（前部FFT区間という。図5参照）と、 $d = D$ のパス、つまり、最大遅延パスを介して受信した信号のFFT区間（後部FFT区間という）と、を選択する（各FFT区間については図5を参照）。区間選択部b104は、選択したFFT

50

区間を示す選択区間情報を伝搬路推定部 b 1 0 7、F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 1、b 1 0 5 - 2、及びシンボルレプリカ生成部 b 1 1 1 に出力する。ここで、区間選択部 b 1 0 4 は、F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 1 には前部 F F T 区間を示す選択区間情報を出力し、F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 2 には後部 F F T 区間を示す選択区間情報を出力する。

また、この場合、区間選択部 b 1 0 4 は、減算部 b 1 0 3 から入力された信号を F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 1 及び b 1 0 5 - 2 に出力する。なお、この場合に、受信装置 b 1 の各部が行う処理を「G I 超遅延処理」という。

【 0 0 3 3 】

F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 1 は、区間選択部 b 1 0 4 から入力された信号から、選択区間情報が示す F F T 区間（先行波の F F T 区間、又は、前部 F F T 区間）の信号を抽出する。F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 1 は、抽出した信号を F F T 部 b 1 0 6 - 1 に出力する。なお、初回処理の場合、F F T 区間抽出部 b 1 0 6 - 1 は、先行波の F F T 区間の信号を抽出する。

10

F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 2 は、区間選択部 b 1 0 4 から入力された信号から、選択区間情報が示す F F T 区間（後部 F F T 区間）の信号を抽出する。F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 2 は、抽出した信号を F F T 部 b 1 0 6 - 2 に出力する。なお、G I 内遅延処理の場合、F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 2 には信号も選択区間情報も入力されず、F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 2 は処理を行わない。

F F T 部 b 1 0 6 - 1、b 1 0 6 - 2 は、それぞれ、F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 1、b 1 0 5 - 2 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 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 に出力する。

20

【 0 0 3 4 】

伝搬路推定部 b 1 0 7 は、受信部 b 1 0 2 から入力された受信信号、及び後述する G I 挿入部 b 1 1 3 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、R L S (R e c u r s i v e L e a s t S q u a r e : 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 L M S (L e a s t M e a n S q u a r e ; 最小平均 2 乗法) アルゴリズム等を用いてもよい。なお、初回の処理の場合、G I 挿入部 b 1 1 3 から伝搬路推定部 b 1 0 7 への入力はなく（ゼロであり）、伝搬路推定部 b 1 0 7 は、予め記憶するパイロット信号、及び受信部 b 1 0 2 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。

30

【 0 0 3 5 】

伝搬路推定部 b 1 0 7 は、推定したチャネルインパルス応答をフィルタ部 b 1 1 4 及び区間選択部 b 1 0 4 に出力する。また、伝搬路推定部 b 1 0 7 は、推定したチャネルインパルス応答に対して時間周波数変換を行う。伝搬路推定部 b 1 0 7 は、変換した周波数領域の信号である周波数応答であって、区間選択部 b 1 0 4 から入力された選択区間情報が示す F F T 区間毎の周波数応答を、復元部 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 及び復調部 b 1 0 9 に出力する。

具体的には、伝搬路推定部 b 1 0 7 は、G I 内遅延処理のとき、復元部 b 1 0 8 - 1 には先行波の F F T 区間の周波数応答を復元部 b 1 0 8 - 1 に出力する。また、伝搬路推定部 b 1 0 7 は、G I 超遅延処理のとき、復元部 b 1 0 8 - 1 には前部 F F T 区間の周波数応答を復元部 b 1 0 8 - 1 に出力し、復元部 b 1 0 8 - 2 には後部 F F T 区間の周波数応答を復元部 b 1 0 8 - 1 に出力する。

40

【 0 0 3 6 】

また、伝搬路推定部 b 1 0 7 は、推定した周波数応答と予め記憶するパイロット信号からパイロット信号のレプリカを生成する。伝搬路推定部 b 1 0 7 は、受信信号のパイロット信号と、生成したパイロット信号のレプリカと、に基づいて雑音電力を算出する。また、伝搬路推定部 b 1 0 7 は、推定した周波数応答とパイロット信号とに基づいて I C I の電力（I C I 電力という）を算出する。なお、伝搬路推定部 b 1 0 7 が行う雑音電力及び

50

ICI電力の算出処理の詳細については、動作原理と併せて後述する。伝搬路推定部 b 1 0 7 は、算出した雑音電力及びICI電力を復調部 b 1 0 9 に出力する。

【 0 0 3 7 】

復元部 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 は、サブキャリア毎に、伝搬路推定部 b 1 0 7 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 1 1 1 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 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 は、それぞれ、サブキャリア毎に、FFT部 b 1 0 6 - 1、b 1 0 6 - 2 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 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 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 1 0 6 - 1、b 1 0 6 - 2 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。

10

復元部 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 は、レプリカ信号を加算した信号を復調部 b 1 0 9 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 b 1 1 1 から復元部 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 への入力はなく（ゼロであり）、復元部 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 は、FFT部 b 1 0 6 - 1、b 1 0 6 - 2 から入力された信号をそのまま復調部 b 1 0 9 に出力する。

以上のように、信号抽出部 B 1 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。

20

【 0 0 3 8 】

復調部 b 1 0 9 は、伝搬路推定部 b 1 0 7 から入力された周波数応答、雑音電力、及びICI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 b 1 0 9 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 b 1 0 9 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 1 0 9 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 b 1 1 0 に出力する。

30

【 0 0 3 9 】

復号部 b 1 1 0 は、復調部 b 1 0 9 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（MLD；Maximum Likelihood Decoding）、最大事後確率推定（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 1 0 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 1 0 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 1 に出力する。

40

【 0 0 4 0 】

シンボルレプリカ生成部 b 1 1 1 は、復号部 b 1 1 0 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 1 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 1 は、マッピングしたシンボルレプリカを復元部 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 及びIFFT部 b 1 1 2 に出力する。

【 0 0 4 1 】

IFFT部 b 1 1 2 は、シンボルレプリカ生成部 b 1 1 1 から入力されたシンボルレプ

50

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b113に出力する。

GI挿入部b113は、IFFT部b112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b113は、生成した送信信号レプリカを、伝搬路推定部b107及びフィルタ部b114に出力する。

フィルタ部b114は、伝搬路推定部b107から入力されたチャネルインパルス応答と、GI挿入部b113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b114は、生成した受信信号レプリカを減算部b103に出力する。

10

受信装置b1は、復号部b110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b103からフィルタ部b114までの処理を繰り返し行う（繰り返し処理という）。

【0042】

図4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。この場合、区間選択部b104は、GIを超える遅延パスが存在しないと判定し、受信装置b1の各部は、GI内遅延処理を行う。

この図において、図1の伝搬路番号1、2、3、4の伝搬路を介して受信した受信信号を、それぞれ、0th path（先行波のパス）、1st path、2nd path、3rd path（最大遅延パス）として、上から順に示す。

20

なお、図4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。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（Guard Interval；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；フーリエ変換）区間のポイント数（IFFT（Inverse Fast Fourier Transform；逆フーリエ変換）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。

【0043】

30

図5は、本実施形態に係る受信装置b1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。この場合、区間選択部b104は、GIを超える遅延パスが存在すると判定し、受信装置b1の各部は、GI超遅延処理を行う。

この図において、パス（先行波のパスを含む）は12個存在している。また、離散時刻 $0 \sim N - 1$ が前部FFT区間であることを示し、最大遅延時間 K_D 後の離散時刻 $N_g + K_D \sim N_g + K_D + N - 1$ が後部FFT区間であることを示す。すなわち、区間選択部b104は、信号を抽出する2個のFFT区間のうち、一方のFFT区間の始まりを先行波の先端とし、他方のFFT区間の終わりを最大遅延パスの信号の後端として選択する。

【0044】

40

<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3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。

【0045】

[初回処理について]

受信部b102が受信した第k離散時刻の第iシンボルの受信信号 $r_{k,i}$ は、最大遅延がガードインターバルを超えない場合、次式(1)、(2)で表わされる。

【0046】

【数 1】

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

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

【0047】

10

ここで、Dは最大の伝搬路番号、 $h_{i,d,k}$ 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。

FFT区間の受信信号 $r_{i,k}$ に対して、FFT部b106-1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。

【0048】

【数 2】

20

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

$$\begin{aligned} W_{i,n,m} &= \frac{1}{N} \sum_{d=0}^D \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} h_{i,d,k} \exp \left[-j \frac{2\pi(n-m)}{N} (k - N_g) \right] \exp \left(-j \frac{2\pi n}{N} d \right) \\ &\quad \cdots (4) \end{aligned}$$

30

【0049】

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、また、 $Z_{i,n}$ 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。

【0050】

【数 3】

40

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

【0051】

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b107、パイロット信号を用いて $W_{i,n,n}$ を直接推定する。初回処理では、式（3）で示す信号は、FFT部b106-1、b106-2から復元部b108-1、b108

50

- 2を介して、そのまま復調部 b 1 0 9 に出力される。復調部 b 1 0 9 は、例えば M M S E 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。

【 0 0 5 2 】

【数 4】

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

10

【 0 0 5 3 】

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、I C I 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 I C I 電力であり、伝搬路推定部 b 1 0 7 は次式 (7)、(8) を用いて算出する。

【 0 0 5 4 】

【数 5】

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

20

【 0 0 5 5 】

【数 6】

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

30

【 0 0 5 6 】

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 b 1 0 7 がパイロット信号を用いて σ_z^2 は雑音電力、 σ_I^2 は I C I 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。

復調部 b 1 0 9 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、Q P S K の場合、次式 (9) で表わされる第 n サブキャリアの等価振幅利得 $\mu_{i,n}$ に対してと、ビット対数尤度比は、次式 (1 0)、(1 1) で表わされる。ここで、式 (1 0)、(1 1) 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。

40

【 0 0 5 7 】

【数 7】

$$\mu_{i,n} = \frac{W_{i,n,n}^* W_{i,n,n}}{W_{i,n,n}^* W_{i,n,n} + \sigma_z^2 + \sigma_I^2} \quad \cdots (9)$$

【 0 0 5 8 】

50

【数 8】

$$\lambda(b_{i,n,0}) = \frac{4\text{Re}[S'_{i,n}]}{\sqrt{2}(1-\mu_{i,n})} \quad \dots (10)$$

【0059】

【数 9】

$$\lambda(b_{i,n,1}) = \frac{4\text{Im}[S'_{i,n}]}{\sqrt{2}(1-\mu_{i,n})} \quad \dots (11)$$

10

【0060】

次に、繰返し処理についての動作原理について、G I 内遅延処理の場合と G I 超遅延処理の場合とに分けて説明をする。

【0061】

[繰返し処理 (G I 内遅延処理) について]

まず、G I 内遅延処理の場合について説明をする。

20

シンボルレプリカ生成部 b 1 1 1 は、復号部 b 1 1 0 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 2 で周波数時間変換され、G I 挿入部 b 1 1 3 で G I が挿入される。G I 挿入部 b 1 1 3 が出力する送信信号レプリカ $s''_{i,k}$ は、次式 (1 2) で表わされる。

【0062】

【数 10】

$$s''_{i,k} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S''_{i,n} \exp \left[j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right] \quad \dots (12)$$

30

【0063】

ここで、式 (1 2) 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 2 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 7 は、式 (1 2) 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 7 は、チャネルインパルス応答 $h_{i,d,k}$ を時間平均して時間周波数変換を行い、周波数応答 $W_{i,n,n}$ を算出する。

40

フィルタ部 b 1 1 4 は、チャネルインパルス応答 $h_{i,d,k}$ と、式 (1 2) 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 (1 3) で表わされる受信信号レプリカ $r''_{i,k}$ を生成する。

【0064】

【数 11】

$$r''_{i,k} = \sum_{d=0}^D h_{i,d,k} s''_{i,k-d} \quad \dots (13)$$

50

【 0 0 6 5 】

なお、式 (1 3) 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 4 が行う処理での乗算回数のオーダーは $O(DN)$ 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 3) で表わされる受信信号レプリカ $r'_{i,k}$ を減算し、次式 (1 4) で表わされる信号 $r'_{i,k}$ を出力する。

【 0 0 6 6 】

【 数 1 2 】

10

$$\begin{aligned} r'_{i,k} &= r_{i,k} - r'_{i,k} \\ &= \sum_{d=0}^D h_{i,d,k} (s_{i,k-d} - s''_{i,k-d}) + z_{i,k} \quad \cdots (14) \end{aligned}$$

【 0 0 6 7 】

FFT 区間抽出部 b 1 0 5 - 1 は、FFT 区間の信号 $r'_{i,k}$ から先行波の FFT 区間の信号を抽出し、FFT 部 b 1 0 6 - 1 は、その信号を時間周波数変換する。FFT 部 b 1 0 6 - 1 が出力する信号 $R'_{i,n}$ は、次式 (1 5) で表わされる。

20

【 0 0 6 8 】

【 数 1 3 】

$$\begin{aligned} R'_{i,n} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=N_g}^{N_g+N-1} r'_{i,k} \exp \left[-j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right] \\ &= W_{i,n,n} (S_{i,n} - S''_{i,n}) + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} (S_{i,m} - S''_{i,m}) + Z_{i,n} \quad \cdots (15) \end{aligned}$$

30

【 0 0 6 9 】

ここで、式 (1 5) の信号 $R'_{i,n}$ を生成するために、FFT 部 b 1 0 6 - 1 は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。

復元部 b 1 0 8 - 1 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 8 - 1 は、式 (1 5) 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 (1 6) で表わされる。

【 0 0 7 0 】

【 数 1 4 】

40

$$\begin{aligned} Y_{i,n} &= R'_{i,n} + W_{i,n,n} S'_{i,n} \\ &= W_{i,n,n} S_{i,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} (S_{i,m} - S''_{i,m}) + Z_{i,n} \quad \cdots (16) \end{aligned}$$

【 0 0 7 1 】

この式 (1 6) 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

50

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b108-1は、式(16)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は $O(N)$ である。復調部b109は、例えばMMSE基準のフィルタリングを用いた場合、式(16)で表わされる信号 $Y_{i,n}$ から次式(17)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。

【0072】

【数15】

$$S'_{i,n} = \frac{E[|S_{i,n}|^2]W_{i,n,n}^*}{E[|S_{i,n}|^2]W_{i,n,n}^*W_{i,n,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} (E[|S_{i,m}|^2] - |S''_{i,m}|^2)W_{i,n,m}^*W_{i,n,m} + \sigma_z^2} Y_{i,n} \quad \dots (17)$$

10

【0073】

なお、本実施形態では、復調部b109は、後述する近似式(19)を用いて復調シンボル $S'_{i,n}$ を算出する。

20

復号部b110は、式(17)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。

なお、式(5)で表わされる周波数応答 $W_{i,n,n}$ において、式(5)内のチャンネルインパルス応答に代えて、変動しているチャンネルインパルス応答のシンボルの中央の値を用いてもよい。この場合、式(5)に代えて用いられる周波数応答 $W_{i,n,n}$ は、次式(18)で表わされる。

【0074】

【数16】

$$W_{i,n,n} = \sum_{d=0}^D h_{i,d,N_g+N/2} \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N} d\right) \quad \dots (18)$$

30

【0075】

これにより、周波数応答 $W_{i,n,n}$ の算出処理を軽減することができる。

また、式(17)は、受信信号レプリカによる除去残差を正確に考慮し、復号処理によって事前情報が得られ、さらに、各サブキャリアの変調シンボルの電力が1に正規化できなくなることも考慮した場合の式である。これに対し、除去残差を雑音近似し、復調シンボルの電力を1に正規化してもよい。この場合、復調部b109は、復調シンボル $S'_{i,n}$ を次式(19)を用いて算出する。

40

【0076】

【数17】

$$S'_{i,n} = \frac{W_{i,n,n}^*}{W_{i,n,n}^*W_{i,n,n} + \sigma_z^2 + \sigma_I^2} Y_{i,n} \quad \dots (19)$$

【0077】

50

ここで、 σ_I^2 はICI除去残差の電力（信号 $R'_{i,n}$ のサブキャリアについてのアンサンブル平均）である。このようにしても特性は劣化しない。式（17）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（19）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。

【0078】

[繰返し処理（GI超遅延処理）について]

次に、GI超遅延処理の場合について説明をする。

FFT区間抽出部 b105-1 は、FFT区間の信号 $r'_{i,k}$ から前部FFT区間の信号を抽出し、FFT部 b106-1 は、その信号を時間周波数変換する。FFT部 b106-1 が出力する信号 $R'_{i,n,1}$ （添え字「1」は前部FFT区間を表わす）は、次式（20）で表わされる。

【0079】

【数18】

$$\begin{aligned} R'_{i,n,1} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} r'_{i,k} \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N} k\right) \\ &= W_{i,n,n,1} (S_{i,n} - S''_{i,n}) + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,1} (S_{i,m} - S''_{i,m}) \\ &\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,1} (S_{i-1,m} - S''_{i-1,m}) + Z_{i,n,1} \quad \cdots \quad (20) \end{aligned}$$

【0080】

ここで、 $Z_{i,n,1}$ は前部FFT区間の雑音を時間周波数変換したものである。また、 $V_{i,n,m,1}$ は、前部FFT区間における前後のシンボルからのISI係数であり、第mサブキャリアから第nサブキャリアへの漏れ込み係数を表す。また、 $W_{i,n,n,1}$ は、前部FFT区間における周波数応答であり、次式（21）で表わされる。なお、 $W_{i,n,m,1}$ は、前部FFT区間における第mサブキャリアから第nサブキャリアへの漏れ込み係数である。

【0081】

【数19】

$$W_{i,n,n,1} = \sum_{d=0}^D \left(\frac{1}{N} \sum_{k=d}^{N-1} h_{i,d,k} \right) \exp\left[-j \frac{2\pi n}{N} (d + N_g)\right] \quad \cdots \quad (21)$$

【0082】

また、FFT区間抽出部 b105-2 は、FFT区間の信号 $r'_{i,k}$ から後部FFT区間の信号を抽出し、FFT部 b106-2 は、その信号を時間周波数変換する。FFT部 b106-2 が出力する信号 $R'_{i,n,2}$ （添え字「2」は後部FFT区間を表わす）は、次式（22）で表わされる。

【0083】

10

20

30

40

【数 2 0】

$$\begin{aligned}
 R'_{i,n,2} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=N_g+D}^{N_g+N+D-1} r'_{i,k} \exp\left(-j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g - D)\right) \\
 &= W_{i,n,n,2} (S_{i,n} - S''_{i,n}) + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,2} (S_{i,m} - S''_{i,m}) \\
 &\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,2} (S_{i-1,m} - S''_{i-1,m}) + Z_{i,n,2} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (22)
 \end{aligned}$$

10

【0084】

ここで、 $Z_{i,n,2}$ は後部 F F T 区間の雑音を時間周波数変換したものである。また、 $V_{i,n,m,2}$ は、後部 F F T 区間における前後のシンボルからの I S I 係数であり、第 m サブキャリアから第 n サブキャリアへの漏れ込み係数を表す。また、 $W_{i,n,n,2}$ は、後部 F F T 区間における周波数応答であり、式 (22) の変数 a_d を用いて次式 (23) で表わされる。なお、 $W_{i,n,m,2}$ は、前部 F F T 区間における第 m サブ

20

【0085】

【数 2 1】

$$W_{i,n,n,2} = \sum_{d=0}^D \left(\frac{1}{N} \sum_{k=N_g+D}^{N_g+N+d-1} h_{i,d,k} \right) \exp\left[-j \frac{2\pi n}{N} (d - D)\right] \quad \cdot \cdot \cdot \quad (23)$$

【0086】

30

復元部 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 は、それぞれ、シンボルレプリカ $S'_{i,n}$ に周波数応答 $W_{i,n,n,1}$ 、 $W_{i,n,n,2}$ 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 $W_{i,n,n,1} S'_{i,n}$ 、 $W_{i,n,n,2} S'_{i,n}$ を生成する。復元部 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2 は、式 (20) で表わされる信号 $R'_{i,n,1}$ と、式 (22) で表わされる信号 $R'_{i,n,2}$ に、それぞれ、生成したレプリカ信号 $W_{i,n,n,1} S'_{i,n}$ 、 $W_{i,n,n,2} S'_{i,n}$ を加算する。この加算後の信号 $Y_{i,n,1}$ 、 $Y_{i,n,2}$ は、次式 (24)、(25) で表わされる。

【0087】

【数 2 2】

$$\begin{aligned}
Y_{i,n,1} &= R'_{i,n,1} + W_{i,n,1} S''_{i,n} \\
&= W_{i,n,1} S_{i,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,1} (S_{i,m} - S''_{i,m}) + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,1} (S_{i-1,m} - S''_{i-1,m}) + Z_{i,n,1} \\
&\quad \dots (24)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Y_{i,n,2} &= R'_{i,n,2} + W_{i,n,2} S''_{i,n} \\
&= W_{i,n,2} S_{i,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,2} (S_{i,m} - S''_{i,m}) + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,2} (S_{i+1,m} - S''_{i+1,m}) + Z_{i,n,2} \\
&\quad \dots (25)
\end{aligned}$$

10

【0088】

この式(24)、(25)は、第nサブキャリアの所望信号が残り、ICIとISIが除去された信号であることを意味する。ISIと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。

20

復調部109は、例えばMMSE基準のフィルタリングを用いた場合、式(24)、(25)で表わされる信号 $Y_{i,n,1}$ 、 $Y_{i,n,2}$ から次式(26)で表わされる第nサブキャリアの第iシンボルの復調シンボル $S'_{i,n}$ を算出して復調する。

【0089】

【数 2 3】

$$S'_{i,n} = E \left[S_{i,n}^* Y_{i,n}^H \right] E \left[Y_{i,n} Y_{i,n}^H \right]^{-1} Y_{i,n} \quad \dots (26)$$

30

【0090】

ただし、太字はベクトルおよび行列を表し、^Hは行列を複素共役転置することを表わす。ここで、式(26)のベクトル $Y_{i,n}$ は次式(27)、また、その乗数は次式(28)、(29)で表わされる。

【0091】

【数 2 4】

$$\begin{aligned}
Y_{i,n} &= (Y_{i,n,1} \quad Y_{i,n,2})^T \\
&= W_{i,n,n} S_{i,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} (S_{i,m} - S''_{i,m}) + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,1} (S_{i-1,m} - S''_{i-1,m}) \\
&\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,2} (S_{i+1,m} - S''_{i+1,m}) + Z_{i,n} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (27)
\end{aligned}$$

10

$$\begin{aligned}
\text{ここで、} W_{i,n,m} &= (W_{i,n,m,1} \quad W_{i,n,m,2})^T \\
V_{i,n,m,1} &= (V_{i,n,m,1} \quad 0)^T \\
V_{i,n,m,2} &= (0 \quad V_{i,n,m,2})^T \\
Z_{i,n} &= (Z_{i,n,1} \quad Z_{i,n,2})^T
\end{aligned}$$

【0 0 9 2】

20

【数 2 5】

$$E[S_{i,n}^* Y_{i,n}^H] = E[|S_{i,n}|^2] W_{i,n,n}^H \quad \cdot \cdot \cdot \quad (28)$$

$$\begin{aligned}
E[Y_{i,n} Y_{i,n}^H] &= E[|S_{i,n}|^2] W_{i,n,n} W_{i,n,n}^H + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m} W_{i,n,m}^H \Delta_{i,m} + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,0} V_{i,n,m,0}^H \Delta_{i-1,m} \\
&\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,1} V_{i,n,m,1}^H \Delta_{i+1,m} + E[Z_{i,n} Z_{i,n}^H] \quad \cdot \cdot \cdot \quad (29)
\end{aligned}$$

30

$$\text{ここで、} \Delta_{i,n} = E[|S_{i,n}|^2] - |S''_{i,n}|^2$$

$$E[Z_{i,n} Z_{i,n}^H] = \sigma_z^2 \begin{pmatrix} 1 & \alpha_n \\ \alpha_n^* & 1 \end{pmatrix} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (30)$$

$$\text{ここで、} \alpha_n = \frac{N - (D + N_g)}{N} \exp \left[-j \frac{2\pi n}{N} (D + N_g) \right]$$

40

【0 0 9 3】

ただし、 \top は行列を転置することを表す。

なお、本実施形態では、復調部 b 1 0 9 は、後述する近似式 (3 4) を用いて復調シンボル $S'_{i,n}$ を算出する。

復号部 b 1 1 0 は、式 (2 6) 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返すことで伝送特性を大幅に改善することができる。

【0 0 9 4】

50

式(30)は、前部FFT区間と後部FFT区間が重なる(オーバーラップする)ことによる雑音の相関を考慮した場合の式である。これに対し、オーバーラップによる雑音の相関を考慮しない式で近似しても良い。この場合、復調部b109は、式(30)の代わりに、次式(31)を用いて復調シンボル $S'_{i,n}$ を算出する。

【0095】

【数26】

$$E[Z_{i,n}Z_{i,n}^H] = \sigma_z^2 I_2 \quad \dots (31)$$

$$I_2 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

10

【0096】

また、式(29)は、受信信号レプリカによる除去残差を正確に考慮し、復号処理によって事前情報が得られ、さらに、各サブキャリアの変調シンボルの電力が1に正規化できなくなることも考慮した場合の式である。これに対し、除去残差を雑音近似し、復調シンボルの電力を1に正規化してもよい。この場合、式(28)、(29)は、次式(32)、(33)で表わされる。

【0097】

20

【数27】

$$E[S_{i,n}^* Y_{i,n}^H] = W_{i,n,n}^H \quad \dots (32)$$

$$E[Y_{i,n} Y_{i,n}^H] = W_{i,n,n} W_{i,n,n}^H + (\sigma_z^2 + \sigma_{I'}^2) I_2 \quad \dots (33)$$

【0098】

式(32)、(33)と逆行列の補助定理を用いると、式(26)は、次式(34)で表わされる。この場合、復調部b109は、復調シンボル $S'_{i,n}$ を次式(34)を用いて算出する。

30

【0099】

【数28】

$$S'_{i,n} = E[S_{i,n}^* Y_{i,n}^H] E[Y_{i,n} Y_{i,n}^H]^{-1} Y_{i,n} = \frac{W_{i,n,n}^H}{W_{i,n,n} W_{i,n,n}^H + \sigma_z^2 + \sigma_{I'}^2} Y_{i,n}$$

$$\dots (34)$$

40

【0100】

この場合、受信装置b1は、計算量を減らすことができる。

また、ISIとICIの電力と雑音電力を同一のものとし、さらに雑音相関を考慮してもよい。この場合、式(29)、(30)は、式(33)、次式(35)で表わされる。

【0101】

【数 2 9】

$$E[Y_{i,n}Y_{i,n}^H] = W_{i,n,n}W_{i,n,n}^H + (\sigma_z^2 + \sigma_{f'}^2)B_n \quad \cdot \cdot \cdot \quad (35)$$

$$B_n = \begin{pmatrix} 1 & \alpha_n \\ \alpha_n^* & 1 \end{pmatrix}$$

【0102】

式(33)、(35)と逆行列の補助定理を用いると、式(26)は、次式(36)で表わされる。この場合、復調部b109は、復調シンボル $S'_{i,n}$ を次式(36)を用いて算出する。この場合、受信装置b1は、逆行列演算の回数を減らすことができる。

【0103】

【数30】

$$S'_{i,n} = E[S_{i,n}^*Y_{i,n}^H]E[Y_{i,n}Y_{i,n}^H]^{-1}Y_{i,n} = \frac{W_{i,n,n}^HB_n^{-1}}{W_{i,n,n}^HB_n^{-1}W_{i,n,n} + \sigma_z^2 + \sigma_{f'}^2}Y_{i,n} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (36)$$

【0104】

<受信装置b1の動作について>

図6は、本実施形態に係る受信装置b1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3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。

【0105】

(ステップS101)減算部b103は、受信信号から、後述するステップS108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)FFT部b106-1、b106-2は、ステップS101での減算結果の信号のうち区間選択部b104が選択した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S103へ進む。

(ステップS103)復元部b108-1、b108-2は、サブキャリア毎に、ステップS102での変換結果の信号に対して、後述するステップS107で生成するシンボルレプリカに、区間選択部b104が選択したFFT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S104へ進む。

【0106】

(ステップS104)復調部b109は、ステップS103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S105へ進む。

(ステップS105)復号部b110は、ステップS104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S106へ進む。

(ステップS106)復号部b110は、ステップS105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S107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。

【0107】

(ステップS107)シンボルレプリカ生成部b111は、ステップS105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S108へ進む。

10

20

30

40

50

(ステップS108) IFFT部b112、GI挿入部b113、及びフィルタ部b114は、ステップS107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。

【0108】

このように、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。

【0109】

なお、上記第1の実施形態において、フィルタ部b114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b108-1、b108-2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b114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がこの信号レプリカを減算し、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(14)は、次式(37)、(38)で置き換えられる。

【0110】

【数31】

$$r'_k = r_k - \sum_{d=0}^D h'_{d,k} s''_{k-d} \quad \cdots (37)$$

$$h'_{d,k} = h_{d,k} - \frac{1}{N} \sum_{k=N_g}^{N+N_g-1} h_{d,k} \quad \cdots (38)$$

【0111】

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、FFT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。

また、上記第1の実施形態において、所望サブキャリアの周辺のサブキャリアも復元して復調に取り入れてもよい。例えば、復元部b108-1、b108-2は、式(24)、(25)で表わされる信号を生成する際に、所望信号のレプリカ信号 $W_{i,n,m,1} S'_{i,n}$ 、 $W_{i,n,m,2} S'_{i,n}$ を加算する。受信信号では周辺のサブキャリアにも所望信号が漏れ込んでいるため、受信装置b1がそれらを合成することでSINRを改善することができる。

【0112】

(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b1が前部FFT区間及び後部FFT区間の2個のFFT区間の信号を抽出し、信号を復調、復号する場合について説明をした。本実施形態では、受信装置が N_B 個のFFT区間の信号を抽出し、信号を復調、復号する場合について説明する。

なお、本実施形態に係る通信システムの概念図は第1の実施形態(図1)と同じであるので説明は省略する。ここで、本実施形態に係る送信装置Aは、第1の実施形態と同じ送信装置a1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Bを受信装置b2という。

【0113】

図7は、本発明の第2の実施形態に係る受信装置b2が選択するFFT区間の一例を示す概略図である。この図において、受信信号は第1の実施形態に係る受信信号の一例(図5)と同じである。

この図は、受信装置 b 2 が $N_B = 3$ 個の F F T 区間の信号を抽出する場合の例を示す。具体的に、この図の例では、受信装置 b 2 は、F F T 区間 $f = 1, 3$ として第 1 の実施形態での前部 F F T 区間、後部 F F T 区間を選択し、それらに加えて、F F T 区間 $f = 2$ を選択している（以下、 f を区間番号という）。

【0114】

図 8 は、本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る。本実施形態に係る受信装置 b 2（図 8）と第 1 の実施形態に係る受信装置 b 1（図 3）とを比較すると、信号抽出部 B 2 の区間選択部 b 204、及び復調部 b 209 が異なる。また、受信装置 b 2 は、F F T 区間抽出部 b 105 - f 、F F T 部 b 106 - f 、復元部 b 108 - f （ $f = 1, 2, \dots, N_B$ ）を N_B 個備え、区間番号 f の F F T 区間の信号を抽出する点
10
異なる。しかし、他の構成要素（受信アンテナ b 101、受信部 b 102、減算部 b 103、復号部 b 110、シンボルレプリカ生成部 b 111、I F F T 部 b 112、G I 挿入部 b 113、及びフィルタ部 a 114）が持つ機能は第 1 の実施形態と同じである。また、F F T 区間抽出部 b 105 - f 、F F T 部 b 106 - f 、復元部 b 108 - f が持つ機能は、第 1 の実施形態に係る F F T 区間抽出部 b 105 - 1、F F T 部 b 106 - 1、復元部 b 108 - 1 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。

【0115】

区間選択部 b 204 は、伝搬路推定部 b 107 から入力されたチャネルインパルス応答に基づいて、G I を超える遅延パスが存在するか否かを判定する。G I を超える遅延パスが存在しない場合、受信装置 b 2 は、第 1 の実施形態と同様に G I 内遅延処理を行う。
20

一方、G I を超える遅延パスが存在する場合、区間選択部 b 204 は、予め定められた個数（ N_B 個）の F F T 区間 f を選択する。

区間選択部 b 204 は、選択した F F T 区間を示す選択区間情報を伝搬路推定部 b 107、F F T 区間抽出部 b 105 - 1 ~ b 105 - N_B 、及びシンボルレプリカ生成部 b 111 に出力する。ここで、区間選択部 b 204 は、F F T 区間抽出部 b 105 - f には F F T 区間 f を示す選択区間情報を出力する。

また、この場合、区間選択部 b 204 は、減算部 b 103 から入力された信号を F F T 区間抽出部 b 105 - 1 ~ b 105 - N_B に出力する。なお、この場合に、受信装置 b 1 の各部が行う処理を「G I 超遅延処理」という。

【0116】

復調部 b 209 は、伝搬路推定部 b 107 から入力された周波数応答、雑音電力、及び I C I 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 209 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 209 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 209 は、復調処理の結果のビット対数尤度比を復号部 b 110 に出力する。
30

【0117】

<動作原理について>

復元部 b 108 - f は、それぞれ、シンボルレプリカ $S'_{i,n}$ に周波数応答 $W_{i,n,n,f}$ 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 $W_{i,n,n,f} S'_{i,n}$ を生成する。復元部 b 108 - f は、式 (14) で表わされる信号 $r'_{i,k}$ の F F T 区間 f に対する F F T 結果 $R'_{i,n,f}$ を次式 (39) とすると、これに、それぞれ、生成したレプリカ信号 $W_{i,n,n,f} S'_{i,n}$ を加算する。この加算後の信号 $Y_{i,n,f}$ は、次式 (40) で表わされる。
40

【0118】

【数 3 2】

$$\begin{aligned}
R'_{i,n,f} &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=f_0}^{f_0+N-1} r'_{i,k} \exp \left[-j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right] \\
&= W_{i,n,n,f} (S_{i,n} - S''_{i,n}) + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,f} (S_{i,m} - S''_{i,m}) \\
&\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,f} (S_{i-1,m} - S''_{i-1,m}) + \sum_{m=0}^{N-1} V'_{i,n,m,f} (S_{i+1,m} - S''_{i+1,m}) + Z_{i,n,f} \\
&\quad \cdot \cdot \cdot \quad (39)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
Y_{i,n,f} &= R'_{i,n,f} + W_{i,n,n,f} S''_{i,n} \\
&= W_{i,n,n,f} S_{i,n} + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,f} (S_{i,m} - S''_{i,m}) \\
&\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,f} (S_{i-1,m} - S''_{i-1,m}) + \sum_{m=0}^{N-1} V'_{i,n,m,f} (S_{i+1,m} - S''_{i+1,m}) + Z_{i,n,f} \\
&\quad \cdot \cdot \cdot \quad (40)
\end{aligned}$$

【0119】

ここで、 f_0 は F F T 区間 f の先頭の離散時刻を表わし、 $W_{i,n,m,f}$ は、F F T 区間 f における前後のシンボルからの I C I 係数であり、第 m サブキャリアから第 n サブキャリアへの漏れ込み係数を表す。

復調部 b 1 0 9 は、復調シンボル $S'_{i,n}$ を式 (34) を用いて算出する。ただし、ベクトル $Y_{i,n}$ 及びベクトル $W_{i,n,m}$ は、次式 (41)、(42) で表わされる。

【0120】

【数 3 3】

30

$$Y_{i,n} = (Y_{i,n,1} \quad Y_{i,n,N_B})^T \quad \cdot \cdot \cdot \quad (41)$$

$$W_{i,n,m} = (W_{i,n,m,1} \quad W_{i,n,m,N_B})^T \quad \cdot \cdot \cdot \quad (42)$$

【0121】

< 受信装置 b 2 の動作について >

図 9 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 8 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。

40

本実施形態に係る受信装置 b 2 の動作 (図 9) と第 1 の実施形態に係る受信装置 b 1 の動作 (図 6) とを比較すると、ステップ S 2 0 2 ~ S 2 0 4 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 5 ~ S 1 0 8 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。

【0122】

(ステップ S 2 0 2) F F T 部 b 1 0 6 - f は、ステップ S 1 0 1 での減算結果の信号のうち区間選択部 b 2 0 4 が選択した F F T 区間 f に対して、時間周波数変換を行う。その後、ステップ S 2 0 3 へ進む。

(ステップ S 2 0 3) 復元部 b 1 0 8 - f は、サブキャリア毎に、ステップ S 2 0 2 での

50

変換結果の信号に対して、S 1 0 7で生成するシンボルレプリカに、区間選択部 b 1 0 4 が選択した F F T 区間 f 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 2 0 4 へ進む。

(ステップ S 2 0 4) 復調部 b 2 0 9 は、ステップ S 2 0 3 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 5 へ進む。

【 0 1 2 3 】

第 1 の実施形態の図 5 の例では、先行パスは、前部 F F T 区間において不足なく抽出されており、最大遅延パスは、後部 F F T 区間において不足なく抽出されているが、その他のパスに関しては、どちらの区間においても不足が生じている。この不足は、2つの F F T 区間を合成することで解消されることが望ましいが、それには区間がオーバーラップすることによる雑音相関を正確に考慮する等の処理を行う必要がある。第 1 の実施形態で示したように、2つの F F T 区間の同一のサブキャリアで相関を考慮することは容易に可能であるが、実際には全サブキャリアに渡って相関が生じており、それらを考慮することは計算量の観点からも現実的ではない。

しかし、本実施形態によれば、F F T 区間の数を増加させることにより、パスに生じる不足による影響を解消している。図 7 の例では、4 ~ 7 個目のパスは、F F T 区間 2 において不足が生じていない。このようにすることで、電力合成の性能が向上し、特性を改善することができる。

このように本実施形態では、F F T 区間の設定により生じるパスの不足や、前後のシンボル区間の取り込みによる影響を低減することができる。

【 0 1 2 4 】

なお、上記第 2 の実施形態において、 $N_B = 3$ の例を示したが、本発明はこれに限らず、 $N_B = 4$ であってもよい。例えば、 N_B を全パス数 (図 7 の例では $N_B = 12$) としてもよい。

この N_B の値は、受信装置 b 2 を作成するときに予め決まった値を受信装置 b 2 の記憶部に記憶させてもよいし、送信装置 a 1 が値を決定して送信して受信装置 b 2 の記憶部に記憶させてもよい。また、受信装置 b 2 が伝搬路状況に応じて N_B の値を決定してもよく、例えば、受信装置 b 2 は遅延パスの遅延時間の長さや遅延パスの個数に基づいて N_B の値を決定してもよい。なお、 $N_B = 3$ でも十分な効果が期待できる。

【 0 1 2 5 】

< 変形例 >

図 7 では、第 1 の実施形態における前部 F F T 区間 (F F T 区間 1) と後部 F F T 区間 (F F T 区間 3) の 2 つに加えて、F F T 区間 (F F T 区間 2) を追加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、F F T 区間 1 の始まりを先行波の先端とし、F F T 区間 3 の終わりを最大遅延パスの信号の後端としなくてもよい。

【 0 1 2 6 】

図 10 は、本実施形態に係る受信装置 b 2 が選択する F F T 区間の別の一例を示す概略図である。この図において、受信信号は図 7 の一例と同じである。この図は、受信装置 b 2 が $N_B = 3$ 個の F F T 区間の信号を抽出する場合の例を示す。

具体的に、この図の例では、受信装置 b 2 は、F F T 区間 1 の始まりを 3 番目のパス (伝搬路番号 $d = 2$) の先端として選択している。また、受信装置 b 2 は、F F T 区間 3 の終わりを 10 番目のパス (伝搬路番号 $d = 9$) の後端 (F F T 区間 3 の始まりを 10 番目のパスの G I の後端とするとしてもよい) として選択している。このようにすることで、受信装置 b 2 は、前後のシンボル区間を取り込む量を減少させ、I S I の除去残差の影響を低減することができる。

【 0 1 2 7 】

(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 M I M O (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。

本実施形態に係る通信システムの概念図は第1の実施形態(図1)と同じであるので説明は省略する。以下、本実施形態では、送信装置Aを送信装置a3といい、受信装置Bを受信装置b3という。なお、本実施形態では、T本のアンテナを備えた送信装置a3が送信した信号を、R本のアンテナを備えた受信装置b3が受信する場合について説明をする。ここで、受信装置b3は、送信装置a3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。

【0128】

<送信装置a3の構成について>

図11は、本発明の第3の実施形態に係る送信装置a3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a3は、パイロット生成部a301-t(t=1、2、
・ ・ ・ T、以下同じ)、符号部a302-t、変調部a303-t、マッピング部a304-t、IFFT部a305-t、GI挿入部a306-t、送信部a307-t、及び送信アンテナ部a308-tを含んで構成される。

10

【0129】

パイロット生成部a301-tは、受信装置b3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a304-tに出力する。

符号部a302-tは、受信装置b3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a302-tは、生成した符号化ビットを変調部a303-tに出力する。

20

変調部a303-tは、符号部a302-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a303-tは、生成した変調シンボルをマッピング部a304-tに出力する。

【0130】

マッピング部a304-tは、パイロット生成部a301-tから入力されたパイロット信号、及び変調部a303-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a305-tに出力する。また、マッピング情報は、送信装置a3が決定し、送信装置a3から受信装置b3へ予め通知される。

IFFT部a305-tは、マッピング部a304-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a305-tは、生成した時間領域の信号をGI挿入部a306-tに出力する。

30

【0131】

GI挿入部a306-tは、IFFT部a305-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り、GI挿入部a306-tは、この複製した信号をこのFFT区間の信号の前方に付加する。

GI挿入部a306-tは、ガードインターバルを付加した信号を送信部a307-tに出力する。

送信部a307-tは、GI挿入部a306-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a307-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a308-tから受信装置b3へ送信する。

40

【0132】

<受信装置b3の構成について>

図12は、本実施形態に係る受信装置b3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b3は、受信アンテナb301-r(r=1、2、
・ ・ ・ R、以下同じ)、受信部b302-r、減算部b303-r、区間選択部b304-r、FFT区間抽出部b305-r-1、b305-r-2、FFT部b306-r-1、b306-r-2、受信信号レプリカ生成部B3-r、復元部b308-r-1、b308-r-2、

50

復調部 b 3 0 9、復号部 b 3 1 0 - t、及び、シンボルレプリカ生成部 b 3 1 1 - 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、FFT 区間抽出部 b 3 0 4 - 1 ~ b 3 0 4 - R、FFT 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 4 - 1 ~ b 3 1 4 - R) を信号抽出部 B 3 という。

【 0 1 3 3 】

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、後述するフィルタ部 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。

10

【 0 1 3 4 】

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区間選択部 b 3 0 4 - r に出力する。

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区間選択部 b 3 0 4 - r に出力する。

【 0 1 3 5 】

20

区間選択部 b 3 0 4 - r は、後述する受信信号レプリカ生成部 B 3 - r から入力されたチャネルインパルス応答に基づいて、GI を超える遅延パスが存在するか否かを判定する。

GI を超える遅延パスが存在しない場合、区間選択部 b 3 0 4 - r は、先行波の FFT 区間を示す選択区間情報を受信信号レプリカ生成部 B 3 - r、FFT 区間抽出部 b 3 0 5 - r - 1、b 3 0 5 - r - 2、及びシンボルレプリカ生成部 b 3 1 1 - r に出力する。また、この場合、区間選択部 b 3 0 4 - r は、減算部 b 3 0 3 - r から入力された信号を FFT 区間抽出部 b 3 0 5 - r - 1 に出力する。なお、この場合に、受信装置 b 3 の各部が行う処理を「GI 内遅延処理」という。また、初回処理の場合、区間選択部 b 3 0 4 - r は、減算部 b 3 0 3 - r から入力された信号を FFT 区間抽出部 b 3 0 5 - r - 1 に出力する。

30

【 0 1 3 6 】

一方、GI を超える遅延パスが存在する場合、区間選択部 b 3 0 4 - r は、先行波の先頭から FFT 区間の長さの区間 (前部 FFT 区間) と、 $d = D$ のパス、つまり、最大遅延パスを介して受信した信号の FFT 区間 (後部 FFT 区間) と、を選択する。区間選択部 b 3 0 4 - r は、選択した FFT 区間を示す選択区間情報を受信信号レプリカ生成部 B 3 - r、FFT 区間抽出部 b 3 0 5 - r - 1、b 3 0 5 - r - 2、及びシンボルレプリカ生成部 b 3 1 1 - r に出力する。ここで、区間選択部 b 3 0 4 - r は、FFT 区間抽出部 b 3 0 5 - r - 1 には前部 FFT 区間を示す選択区間情報を出力し、FFT 区間抽出部 b 3 0 5 - r - 2 には後部 FFT 区間を示す選択区間情報を出力する。

40

また、この場合、区間選択部 b 3 0 4 - r は、減算部 b 3 0 3 - r から入力された信号を FFT 区間抽出部 b 3 0 5 - r - 1、b 3 0 5 - r - 2 に出力する。なお、この場合に、受信装置 b 3 の各部が行う処理を「GI 超遅延処理」という。

【 0 1 3 7 】

FFT 区間抽出部 b 3 0 5 - r - 1、b 3 0 5 - r - 2 は、区間選択部 b 3 0 4 - r から入力された信号から、選択区間情報が示す FFT 区間 (先行波の FFT 区間、又は、後部 FFT 区間) の信号を抽出する。FFT 区間抽出部 b 3 0 5 - r - 1、b 3 0 5 - r - 2 は、抽出した信号を FFT 部 b 3 0 6 - r - 1、b 3 0 6 - r - 2 に出力する。なお、初回処理の場合、FFT 区間抽出部 b 3 0 6 - r - 1 は、先行波の FFT 区間の信号を抽出する。

50

FFT部 b 3 0 6 - r - 1、b 3 0 6 - r - 2 は、FFT 区間抽出部 b 3 0 5 - r - 1、b 3 0 5 - r - 2 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 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2 に出力する。

【 0 1 3 8 】

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 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2 及び復調部 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、雑音電力及びICI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 1 - 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 3 9 】

復元部 b 3 0 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2 は、サブキャリア毎に、伝搬路推定部 b 3 0 7 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 1 - t 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 b 3 0 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2 は、サブキャリア毎に、FFT部 b 3 0 6 - r - 1、b 3 0 6 - r - 2 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 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2 は、FFT部 b 3 0 6 - r - 1、b 3 0 6 - r - 2 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(第 t ストリーム)成分を加算する。復元部 b 3 0 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2 は、レプリカ信号を加算した信号を復調部 b 3 0 9 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 b 3 1 1 - t から復元部 b 3 0 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2 への入力はなく(ゼロであり)、シンボルレプリカ生成部 b 3 1 1 - t は、FFT部 b 3 0 6 - r - 1、b 3 0 6 - r - 2 から入力された信号をそのまま復調部 b 3 0 9 に出力する。

【 0 1 4 0 】

復調部 b 3 0 9 は、伝搬路推定部 b 3 0 7 - r から入力された周波数応答、雑音電力、及びICI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 9 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 9 は、伝搬路補償を行った信号を、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 9 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 1 0 - t に出力する。

【 0 1 4 1 】

復号部 b 3 1 0 - t は、復調部 b 3 0 9 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 1 0 - 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 1 0 - 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 1 - t に出力する。

【 0 1 4 2 】

シンボルレプリカ生成部 b 3 1 1 - t は、復号部 b 3 1 0 - 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 1 - 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

11 - 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 4 3 】

図 1 3 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 2 - t、GI 挿入部 b 3 1 3 - t、伝搬路推定部 b 3 0 7、フィルタ部 b 3 1 4 - t、及び、合計部 b 3 1 5 を含んで構成される。

【 0 1 4 4 】

IFFT 部 b 3 1 2 - t は、シンボルレプリカ生成部 b 3 1 1 - 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 3 - t に出力する。

10

GI 挿入部 b 3 1 3 - t は、IFFT 部 b 3 1 2 - 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る。GI 挿入部 b 3 1 3 - t は、生成した送信信号レプリカを、伝搬路推定部 b 3 0 7 及びフィルタ部 b 3 1 4 - t に出力する。

【 0 1 4 5 】

伝搬路推定部 b 3 0 7 は、受信部 b 3 0 2 - r から入力された受信信号、及び GI 挿入部 b 3 1 3 - t から入力された送信信号レプリカ信号、に基づいて、OFDM 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、GI 挿入部 b 3 1 3 - t から伝搬路推定部 b 3 0 7 への入力はなく（ゼロであり）、伝搬路推定部 b 3 0 7 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、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。

20

伝搬路推定部 b 3 0 7 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 4 - t に出力する。また、伝搬路推定部 b 3 0 7 は、推定したチャネルインパルス応答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である周波数応答を、復元部 b 3 0 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2 及び復調部 b 3 0 9 に出力する。

【 0 1 4 6 】

また、伝搬路推定部 b 3 0 7 は、推定した周波数応答と予め記憶するパイロット信号からパイロット信号のレプリカを生成する。伝搬路推定部 b 3 0 7 は、受信信号のパイロット信号と、生成したパイロット信号のレプリカと、に基づいて雑音電力を算出する。また、伝搬路推定部 b 3 0 7 は、推定した周波数応答とパイロット信号とに基づいてICI の電力（ICI 電力という）を算出する。なお、伝搬路推定部 b 3 0 7 が行う雑音電力及びICI 電力の算出処理の詳細については、動作原理と併せて後述する。伝搬路推定部 b 3 0 7 は、算出した雑音電力及びICI 電力を復調部 b 3 0 9 に出力する。

30

【 0 1 4 7 】

フィルタ部 b 3 1 4 - t は、伝搬路推定部 b 3 0 7 から入力されたチャネルインパルス応答と、GI 挿入部 b 3 1 3 - 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 4 - t は、生成した受信信号レプリカを合成部 b 3 1 5 に出力する。

40

合成部 b 3 1 5 は、フィルタ部 b 3 1 4 - t から入力された受信信号レプリカを合成し、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。合成部 b 3 1 5 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 4 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 2、1 3 を参照しながら説明をする。

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 (43)、(44) で表わされる。

【 0 1 4 9 】

【数 3 4】

$$r_{i,k,r} = \sum_{t=1}^T \sum_{d=0}^D h_{i,d,k,r,t} s_{i,k-d,t} + z_{i,k,r} \quad \cdots (43)$$

$$s_{i,k,t} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} S_{i,n,t} \exp \left[j \frac{2\pi n}{N} (k - N_g) \right] \quad \cdots (44)$$

【0150】

10

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FFT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GI区間のポイント数、 j は虚数単位である。

【0151】

【繰返し処理 (GI内遅延処理) について】

減算部 b 3 0 3 - r は、式 (43) で表わされる信号 $r_{i,k,r}$ から受信信号レプリカを減算する。FFT区間抽出部 b 3 0 5 - r - 1 は、減算結果のFFT区間の信号からGIを除去し、FFT部 b 3 0 6 - r - 1 は、GIを除去した信号を時間周波数変換する。FFT部 b 3 0 6 - r - 1 が出力する信号 $R'_{i,n,r}$ は、次式 (45)、(46) で表わされる。

20

【0152】

【数 3 5】

$$R'_{i,n,r} = \sum_{t=1}^T \sum_{m=0}^{N-1} W_{i,n,m,r,t} (S_{i,m,t} - S''_{i,m,t}) + Z_{i,n,r} \quad \cdots (45)$$

$$W_{i,n,m,r,t} = \frac{1}{N} \sum_{d=0}^D \sum_{k=N_g}^{N_g+N-1} h_{i,d,k,r,t} \exp \left[-j \frac{2\pi(n-m)}{N} (k - N_g) \right] \exp \left(-j \frac{2\pi n}{N} d \right) \quad \cdots (46)$$

30

【0153】

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。

復元部 b 3 0 8 - r - 1 は、シンボルレプリカ $S''_{i,n,t}$ に伝搬路推定部 b 3 0 7 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 8 - r - 1 は、式 (45) 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 8 - r - 1 は、FFT部 b 3 0 6 - r - 1 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 (47) で表わされる。

40

【0154】

50

【数 3 6】

$$\begin{aligned}
Y_{i,n,r,t} &= R_{i,n,r} + W_{i,n,n,r,t} S'_{i,n,t} \\
&= W_{i,n,n,r,t} S_{i,n,t} + \sum_{u=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,u} (S_{i,m,u} - S'_{i,m,u}) + \sum_{u=0, u \neq t}^T W_{i,n,n,r,u} (S_{i,n,u} - S'_{i,n,u}) + Z_{i,n,r} \\
&\quad \cdot \cdot \cdot (47)
\end{aligned}$$

【0155】

10

ここで、式(47)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(47)はMIMO分離されたことを意味する。

復調部b309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(48)を用いて算出する。ただし、次式(48)は、除去残差を雑音近似し、復調シンボルの電力を1に正規化した場合の式である。

【0156】

【数 3 7】

$$S'_{i,n,t} = \frac{\sum_{r=1}^R W_{i,n,n,r,t}^* Y_{i,n,r,t}}{\sum_{r=1}^R W_{i,n,n,r,t}^* W_{i,n,n,r,t} + \sigma_z^2 + \sigma_{f'}^2} \quad \cdot \cdot \cdot (48)$$

20

【0157】

[繰返し処理(GI超遅延処理)について]

FFT部b306-r-1が出力する信号 $R'_{i,n,r,1}$ 、及び、FFT部b306-r-1が出力する信号 $R'_{i,n,r,2}$ は、次式(49)、(50)で表わされる。

30

【0158】

【数 3 8】

$$\begin{aligned}
 R'_{i,n,r,1} = & \sum_{t=1}^T W_{i,n,n,r,t,1} (S_{i,n,t} - S''_{i,n,t}) + \sum_{t=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,t,1} (S_{i,m,t} - S''_{i,m,t}) \\
 & + \sum_{t=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} V_{i,n,m,r,t,1} (S_{i-1,m,t} - S''_{i-1,m,t}) + Z_{i,n,r,1} \\
 & \dots (49)
 \end{aligned}$$

10

$$\begin{aligned}
 R'_{i,n,r,2} = & \sum_{t=1}^T W_{i,n,n,r,t,2} (S_{i,n,t} - S''_{i,n,t}) + \sum_{t=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,t,2} (S_{i,m,t} - S''_{i,m,t}) \\
 & + \sum_{t=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} V_{i,n,m,r,t,2} (S_{i+1,m,t} - S''_{i+1,m,t}) + Z_{i,n,r,2} \\
 & \dots (50)
 \end{aligned}$$

20

【0159】

ここで、 $Z_{i,n,r,1}$ 、 $Z_{i,n,r,2}$ は、それぞれ、第 r アンテナでの前部 FFT 区間、後部 FFT 区間の雑音を時間周波数変換したものである。また、 $V_{i,n,m,r,t,1}$ 、 $V_{i,n,m,r,t,2}$ は、それぞれ、第 r アンテナが受信した第 t ストリームの前部 FFT 区間、後部 FFT 区間における前後のシンボルからの ISI 係数であり、第 m サブキャリアから第 n サブキャリアへの漏れ込み係数を表す。また、 $W_{i,n,n,r,t,1}$ 、 $W_{i,n,n,r,t,2}$ は、それぞれ、第 r アンテナが受信した第 t ストリームの前部 FFT 区間、後部 FFT 区間における周波数応答であり、次式 (51)、(52) で表わされる。

【0160】

30

【数 3 9】

$$W_{i,n,n,r,t,1} = \sum_{d=0}^D \left(\frac{1}{N} \sum_{k=d}^{N-1} h_{i,d,k,r,t} \right) \exp \left[-j \frac{2\pi n}{N} (d + N_g) \right] \dots (51)$$

$$W_{i,n,n,r,t,2} = \sum_{d=0}^D \left(\frac{1}{N} \sum_{k=N_g+D}^{N_g+N+d-1} h_{i,d,k,r,t} \right) \exp \left[-j \frac{2\pi n}{N} (d - D) \right] \dots (52)$$

40

【0161】

復元部 b308-r-1、b308-r-2 は、それぞれ、シンボルレプリカ $S''_{i,n,t}$ に周波数応答 $W_{i,n,n,r,t,1}$ 、 $W_{i,n,n,r,t,2}$ 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 $W_{i,n,n,r,t,1} S''_{i,n,t}$ 、 $W_{i,n,n,r,t,2} S''_{i,n,t}$ を生成する。復元部 b308-r-1 は、式 (49) で表わされる信号 $R'_{i,n,r,1}$ に生成したレプリカ信号 $W_{i,n,n,r,t,1} S''_{i,n,t}$ を加算し、また、復元部 b308-r-2 は、式 (50) 50

)で表わされる信号 $R'_{i,n,r,2}$ 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 $Y_{i,n,r,t,1}$ 、 $Y_{i,n,r,t,2}$ は、次式 (53)、(54) で表わされる。

【0162】

【数40】

$$\begin{aligned}
 Y_{i,n,r,t,1} &= R'_{i,n,r,1} + W_{i,n,n,r,t,1} S''_{i,n,t} \\
 &= W_{i,n,n,r,t,1} S_{i,n,t} + \sum_{u=1, u \neq t}^T W_{i,n,n,r,u,1} (S_{i,n,u} - S''_{i,n,u}) \\
 &\quad + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,t,1} (S_{i,m,t} - S''_{i,m,t}) \\
 &\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,r,t,1} (S_{i-1,m,t} - S''_{i-1,m,t}) + Z_{i,n,r,1} \\
 &\quad \dots (53)
 \end{aligned}$$

10

$$\begin{aligned}
 Y_{i,n,r,t,2} &= R'_{i,n,r,2} + W_{i,n,n,r,t,2} S''_{i,n,t} \\
 &= W_{i,n,n,r,t,2} S_{i,n,t} + \sum_{u=1, u \neq t}^T W_{i,n,n,r,u,2} (S_{i,n,u} - S''_{i,n,u}) \\
 &\quad + \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,t,2} (S_{i,m,t} - S''_{i,m,t}) \\
 &\quad + \sum_{m=0}^{N-1} V_{i,n,m,r,t,2} (S_{i-1,m,t} - S''_{i-1,m,t}) + Z_{i,n,r,2} \\
 &\quad \dots (54)
 \end{aligned}$$

20

30

【0163】

復調部 309 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 (55) を用いて算出する。ただし、次式 (55) は、除去残差を雑音近似し、復調シンボルの電力を 1 に正規化した場合の式である。

【0164】

【数41】

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

40

【0165】

ただし、ベクトル $Y_{i,n,r,t}$ 及びベクトル $W_{i,n,m,r,t}$ は、次式 (56)、(57) で表わされる。

【0166】

50

【数 4 2】

$$Y_{i,n,r,t} = (Y_{i,n,r,t,1} \quad Y_{i,n,r,t,2})^T \quad \cdot \cdot \cdot \quad (56)$$

$$W_{i,n,m,r,t} = (W_{i,n,m,r,t,1} \quad W_{i,n,m,r,t,2})^T \quad \cdot \cdot \cdot \quad (57)$$

【0167】

10

< 受信装置 b 3 の動作について >

図 1 4 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 2 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。

【0168】

(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) F F T 部 b 3 0 6 - r - 1、b 3 0 6 - r - 2 は、ステップ S 3 0 1 での減算結果の信号のうち区間選択部 b 3 0 4 - r が選択した 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 3 へ進む。

20

(ステップ S 3 0 3) 復元部 b 3 0 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2 は、サブキャリア毎に、ステップ S 3 0 2 での変換結果の信号に対して、後述するステップ S 3 0 7 で生成するシンボルレプリカに、区間選択部 b 3 0 4 - r が選択した 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 4 へ進む。

【0169】

(ステップ S 3 0 4) 復調部 b 3 0 9 は、ステップ S 3 0 3 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 5 へ進む。

(ステップ S 3 0 5) 復号部 b 3 1 0 - t は、ステップ S 3 0 4 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 6 へ進む。

(ステップ S 3 0 6) 復号部 b 3 1 0 - t は、ステップ S 3 0 5 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 (Y e s)、受信装置 b 3 は動作を終了する。一方、これらの両方に該当しない場合 (N o)、ステップ S 3 0 7 へ進む。

30

【0170】

(ステップ S 3 0 7) シンボルレプリカ生成部 b 3 1 1 - 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 8 へ進む。

(ステップ S 3 0 8) 受信信号レプリカ生成部 B 3 - r は、ステップ S 3 0 7 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。

40

【0171】

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。

【0172】

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 (4 7)、(5 3)、(5 4) の第 3 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

50

mum Likelihood Detection、以下では、MLD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。

以下、他ストリームの信号も復元したときに、受信装置b3がMLD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。なお、以下では、GI超遅延処理をする場合について説明するが、GI内遅延処理の場合も同様である。

【0173】

復元部b308-r-1は、式(49)で表わされる信号 $R'_{i,n,r,1}$ に生成したレプリカ信号 $W_{i,n,n,r,t,1}S'_{i,m,t,1}$ をすべての t について加算する。すなわち、復元部b308-r-1は、FFT部b306-r-1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 $Y_{i,n,r,t,1}$ 、 $Y_{i,n,r,t,1}$ は、次式(58)~(60)で表わされる。

10

【0174】

【数43】

$$\begin{aligned} Y_{i,n,r,1} &= R'_{i,n,r,1} + \sum_{t=1}^T W_{i,n,n,r,t,1} S''_{i,n,t} \\ &= \sum_{t=1}^T W_{i,n,n,r,t,1} S_{i,n,t} + \sum_{u=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,u,1} (S_{i,m,u} - S''_{i,m,u}) + Z_{i,n,r,1} \\ &= \sum_{t=1}^T W_{i,n,n,r,t,1} S_{i,n,t} + Z'_{i,n,r,1} \cdots (58) \end{aligned}$$

20

$$\begin{aligned} Y_{i,n,r,2} &= R'_{i,n,r,2} + \sum_{t=1}^T W_{i,n,n,r,t,2} S''_{i,n,t} \\ &= \sum_{t=1}^T W_{i,n,n,r,t,2} S_{i,n,t} + \sum_{u=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,u,2} (S_{i,m,u} - S''_{i,m,u}) + Z_{i,n,r,2} \\ &= \sum_{t=1}^T W_{i,n,n,r,t,2} S_{i,n,t} + Z'_{i,n,r,2} \cdots (59) \end{aligned}$$

30

$$Z'_{i,n,r,1} = \sum_{u=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,u,1} (S_{i,m,u} - S''_{i,m,u}) + Z_{i,n,r,1} \cdots (60)$$

$$Z'_{i,n,r,2} = \sum_{u=1}^T \sum_{m=0, m \neq n}^{N-1} W_{i,n,m,r,u,2} (S_{i,m,u} - S''_{i,m,u}) + Z_{i,n,r,2} \cdots (61)$$

40

【0175】

これらの式(58)~(60)をベクトル表記すると、次式(62)~(65)で表わされる。

【0176】

【数 4 4】

$$\begin{aligned} Y_{i,n} &= (Y_{i,n,1,1} \quad \cdots \quad Y_{i,n,R,1} \quad Y_{i,n,1,2} \quad \cdots \quad Y_{i,n,R,2})^T \\ &= H_{i,n} S_{i,n} + Z_{i,n} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (62) \end{aligned}$$

$$H_{i,n} = \begin{pmatrix} W_{i,n,n,1,1,1} & \cdots & W_{i,n,n,1,T,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{i,n,n,R,1,1} & \cdots & W_{i,n,n,R,T,1} \\ W_{i,n,n,1,1,2} & \cdots & W_{i,n,n,1,T,2} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{i,n,n,R,1,2} & \cdots & W_{i,n,n,R,T,2} \end{pmatrix} \quad \cdot \cdot \cdot \quad (63) \quad 10$$

$$S_{i,n} = (S_{i,n,1} \quad \cdots \quad S_{i,n,T})^T \quad \cdot \cdot \cdot \quad (64)$$

$$Z_{i,n} = (Z'_{i,n,1,1} \quad \cdots \quad Z'_{i,n,R,1} \quad Z'_{i,n,1,2} \quad \cdots \quad Z'_{i,n,R,2})^T \cdot \cdot \cdot \quad (65)$$

20

【0 1 7 7】

ここで、式(64)のベクトル $S_{i,n}$ を構成するビット系列 i,n を次式(66)とする。

【0 1 7 8】

【数 4 5】

$$\beta_{i,n} = [b_{i,n,1,0} \quad \cdots \quad b_{i,n,1,M-1} \quad \cdots \quad b_{i,n,T,M-1}] \quad \cdot \cdot \cdot \quad (66)$$

【0 1 7 9】

30

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(66)のビット $b_{i,t,q}$ のビット対数尤度比 ($b_{i,t,q}$) は次式(67)で表わされる。

【0 1 8 0】

【数 4 6】

$$\begin{aligned}\lambda(b_{t,q}) &= \log \frac{p(b_{t,q}=0 | Y_{i,n})}{p(b_{t,q}=1 | Y_{i,n})} \\ &= \log \frac{\sum_{\beta, b_{t,q}=0} p(\beta | Y_{i,n})}{\sum_{\beta, b_{t,q}=1} p(\beta | Y_{i,n})} \quad \dots (67)\end{aligned}$$

$p(A|B)$ は、 B における A の条件付確率を表わす。

10

$\sum_{\beta, b_{t,q}=0} p(\beta | Y_{i,n})$ 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。

【0181】

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(67)のビット対数尤度比 $(b_{t,q})$ は、次式(68)で表わされる。

【0182】

【数 4 7】

20

$$\lambda(b_{t,q}) = \log \frac{\sum_{\beta, b_{t,q}=0} p(Y_{i,n} | \beta) p(\beta)}{\sum_{\beta, b_{t,q}=1} p(Y_{i,n} | \beta) p(\beta)} \quad \dots (68)$$

【0183】

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、式(68)のビット対数尤度比 $(b_{t,q})$ は、次式(69)で表わされる。

【0184】

【数 4 8】

30

$$\begin{aligned}\lambda(b_{t,q}) &= \max_{\beta, b_{t,q}=0} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|Y_{i,n} - H_{i,n} S_{i,n}\|^2 \right) + \log p(\beta) \right] \\ &\quad - \max_{\beta, b_{t,q}=1} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|Y_{i,n} - H_{i,n} S_{i,n}\|^2 \right) + \log p(\beta) \right] \\ &\quad \dots (69)\end{aligned}$$

40

【0185】

式(69)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(70)で表わされる。

【0186】

【数 4 9】

$$p(\beta) = \prod_{t', q', t' \neq t, q' \neq q} p(b_{t', q'}) \cdots (70)$$

【0187】

ここで、 $p(b_{t', q'})$ は、復号部 b 3 1 0 - 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

10

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 b 3 0 9 が復号部 b 3 1 0 - t へ出力する値は、 $(b_{t', q'}) - a(b_{t', q'})$ である。

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 (71) で表わされる。

【0188】

【数 5 0】

$$\lambda(b_{t, q}) = \max_{\beta, b_{t, q}=0} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|Y_{i, n} - H_{i, n} S_{i, n}\|^2 \right) \right] - \max_{\beta, b_{t, q}=1} \left[\frac{1}{\sigma_z^2} \left(-\|Y_{i, n} - H_{i, n} S_{i, n}\|^2 \right) \right] \cdots (71)$$

20

【0189】

復調部 b 3 0 9 は、復調処理の結果のビット対数尤度比 $(b_{t', q'})$ を式 (71) を用いて算出し、復号部 b 3 1 0 - t に出力する。

【0190】

また、上記第 3 の実施形態において、受信装置 b 3 は、前部 FFT 区間と後部 FFT 区間の 2 つの FFT 区間を選択しているが、第 2 の実施形態のように 3 以上の区間を選択し、また、FFT 区間の位置を図 10 で示したように選択してもよい。

30

また、上記第 3 の実施形態において、送信装置 a 3 (図 11) 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 b 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。

40

【0191】

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 FFT 区間抽出部 b 1 0 5 - 1、b 1 0 5 - 2 に出力し、また、フィルタ部 b 1 1 4 が受信信号レプリカを FFT 区間抽出部 b 1 0 5 - 1、b 1 0 5 - 2 に出力する。FFT 区間抽出部 b 1 0 5 - 1、b 1 0 5 - 2 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 4 から入力された受信信号レプリカから、選択区間情報が示す FFT 区間の信号を抽出する。FFT 部 b 1 0 6 - 1、b 1 0 6 - 2 は、それぞれ、FFT 区間抽出部 b 1 0 5 - 1、b 1 0 5 - 2

50

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 8 - 1、b 1 0 8 - 2 は、それぞれ、F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 1、b 1 0 5 - 2 が時間周波数変換を行った F F T 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 8 - 1、b 1 0 8 - 2 は、それぞれ、減算した信号を式 (2 0)、(2 2) の信号 $R'_{i,n,1}$ 、信号 $R'_{i,n,2}$ として、レプリカ信号を加算する。

【 0 1 9 2 】

また、上記各実施形態において、区間選択部 b 1 0 4、b 2 0 4、b 3 0 4 - r が G I を超える遅延パスが存在するか否かを判定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、区間選択部 b 1 0 4、b 2 0 4、b 3 0 4 - r が G I を超える遅延パスが存在するか否かを判定しなくてもよい。この場合、受信装置 b 1、b 2、b 3 が G I 内遅延処理は行わず、G I 超遅延処理のみを行う。

【 0 1 9 3 】

また、上記各実施形態において、復元部 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2、b 2 0 7、b 3 0 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2 (以下、単に復元部という) が、それぞれ、F F T 部 b 1 0 6 - 1、b 1 0 6 - 2、b 2 0 5、b 3 0 6 - r - 1、b 3 0 6 - r - 2 (以下、単に F F T 部という) 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場合について説明をした。しかし、本発明はこれに限らず、復元部は、第 n サブキャリアから第 n + 1 (l = 1、- 1、2、- 2、 \dots 、L、- L) サブキャリアに漏れ込んだ所望信号のレプリカ信号を生成し、F F T 部が変換した周波数領域の信号の第 n サブキャリアに対して、生成したレプリカ信号を加算するようにしてもよい。すなわち、復元部は、F F T 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、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。

この場合、復調部 b 1 0 9、b 2 0 8、b 3 0 9 は、第 n サブキャリアの復調シンボル S'_n を次式 (7 2) を用いて算出する。ただし、次式 (7 2) は、除去残差を雑音近似し、復調シンボルの電力を 1 に正規化した場合の式である。

【 0 1 9 4 】

【 数 5 1 】

$$S'_{i,n} = \frac{\sum_{l=-L}^L W_{i,n+l,n}^H}{\sum_{l=-L}^L W_{i,n+l,n}^H W_{i,n+l,n} + \sigma_z^2 + \sigma_I^2} Y_{i,n,l} \cdots (72)$$

ただし、

$$Y_{i,n,l} = (Y_{i,n,l,1} \quad Y_{i,n,l,2})^T$$

$$Y_{i,n,l} = R'_{i,n+l} + W_{i,n+l,n} S''_{i,n}$$

【 0 1 9 5 】

なお、上述した実施形態における受信装置 b 1、b 2、b 3 の一部、例えば、受信部 b 1 0 2、b 3 0 2 - r、減算部 b 1 0 3、b 3 0 3 - r、F F T 区間抽出部 b 1 0 5 - 1、b 1 0 5 - 2、b 3 0 5 - r - 1、b 3 0 5 - r - 2、F F T 部 b 1 0 6 - 1、b 1 0 6 - 2、b 2 0 5、b 3 0 6 - r - 1、b 3 0 6 - r - 2、伝搬路推定部 b 1 0 7、b 2 0 6、b 3 0 7、復元部 b 1 0 8 - 1、b 1 0 8 - 2、b 2 0 7、b 3 0 8 - r - 1、b 3 0 8 - r - 2、復調部 b 1 0 9、b 2 0 8、b 3 0 9、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 1 1 4、b 3 1 4 - t、合成部 b 3

15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、受信装置b1、b2、b3に内蔵されたコンピュータシステムであって、OS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、ROM、CD-ROM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。

10

【0196】

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。

【産業上の利用可能性】

20

【0197】

本発明は、無線通信の受信に用いて好適である。

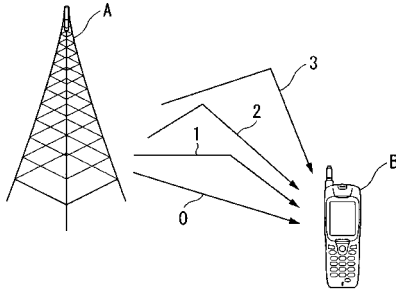
【符号の説明】

【0198】

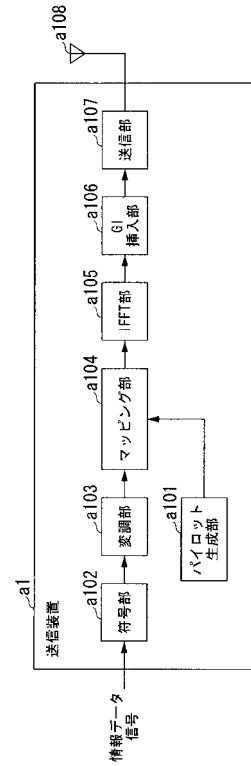
A、a1、a3・・・送信装置、B、b1、b2、b3・・・受信装置、a101、a301-t・・・パイロット生成部、a102、a302-t・・・符号部、a103、a303-t・・・変調部、a104、a304-t・・・マッピング部、a105、a305-t・・・IFFT部、a106、a306-t・・・GI挿入部、a107、a307-t・・・送信部、a108、a308-t・・・送信アンテナ部、b101、b301-r・・・受信アンテナ、b102、b302-r・・・受信部、b103、b303-r・・・減算部、b104、b204、b304・・・区間選択部、b105-1、b105-2、b105-i、b305-r-1、b305-r-2・・・FFT区間抽出部、b106-1、b106-2、b106-i、b306-r-1、b306-r-2・・・FFT部、b107、b307・・・伝搬路推定部、b108-1、b108-2、b108-i、b308-r-1、b308-r-2・・・復元部、b109、b309・・・復調部、b110、b310-t・・・復号部、b111、b311-t・・・シンボルレプリカ生成部、b112、b312-t・・・IFFT部、b113、b313-t・・・GI挿入部、b114、b314-t・・・フィルタ部、B3-r・・・受信信号レプリカ生成部、b315・・・合成部

30

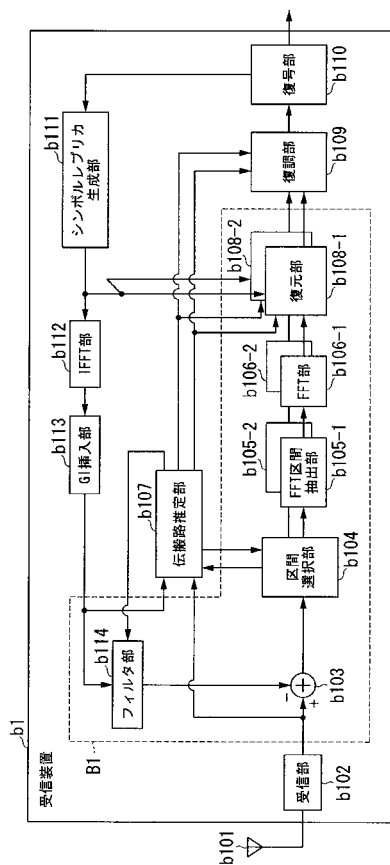
【図 1】



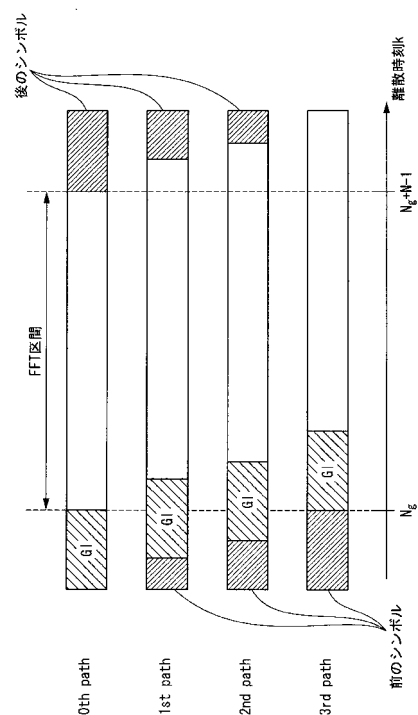
【図 2】



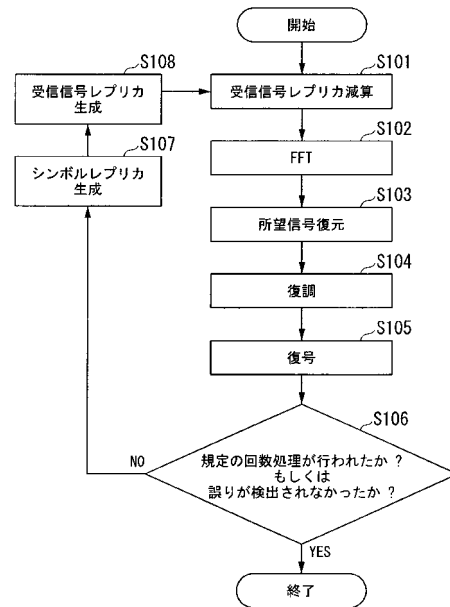
【図 3】



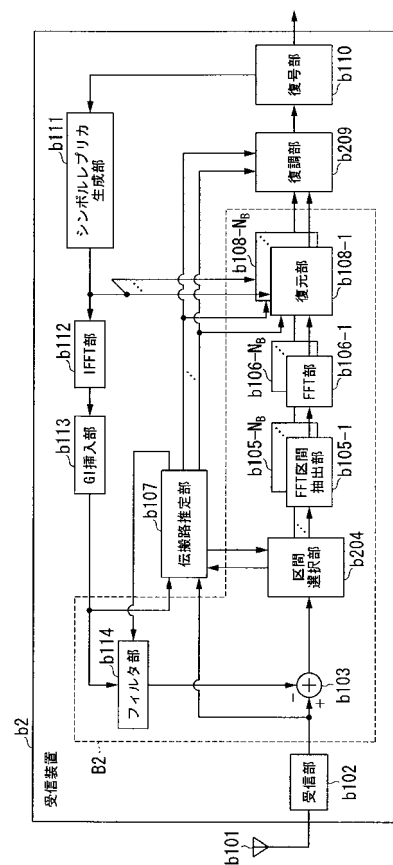
【図 4】



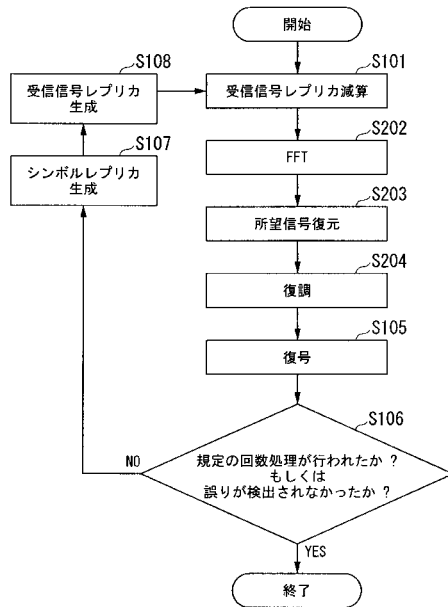
【 図 6 】



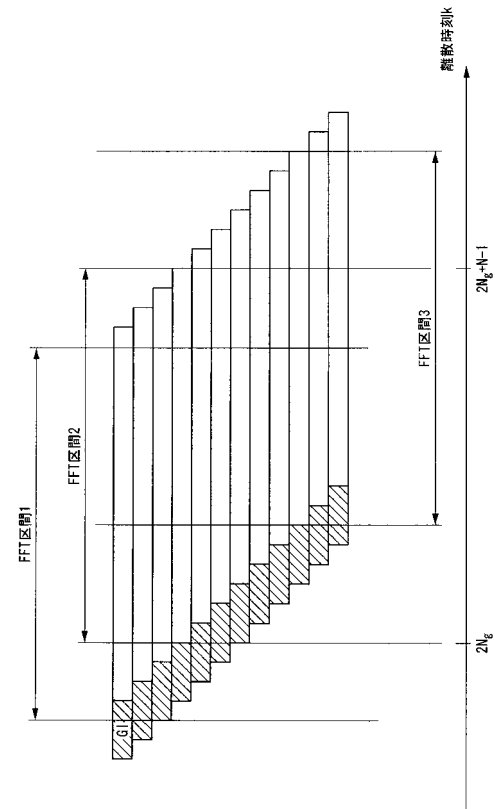
【 図 8 】



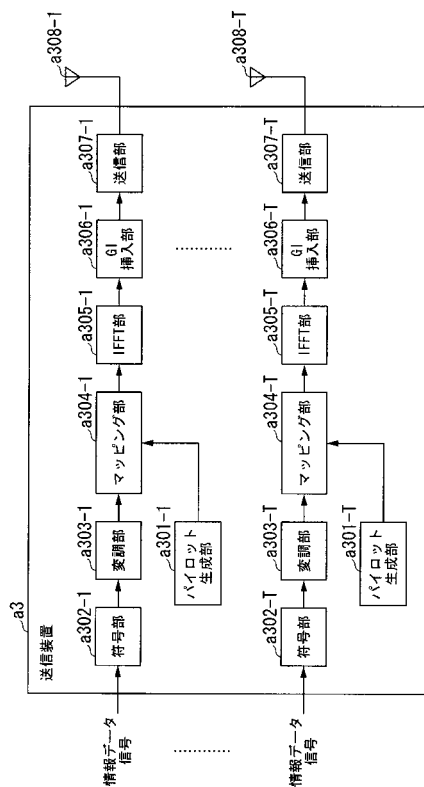
【図 9】



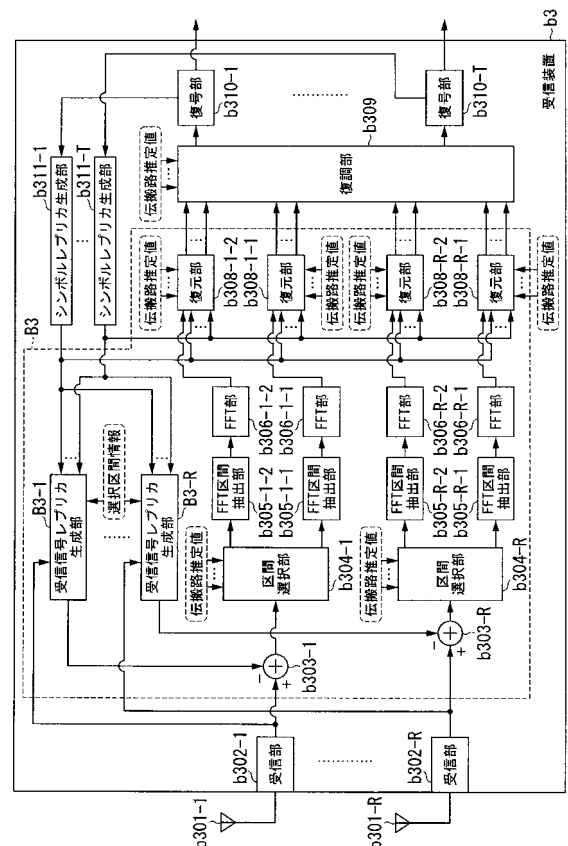
【図 10】



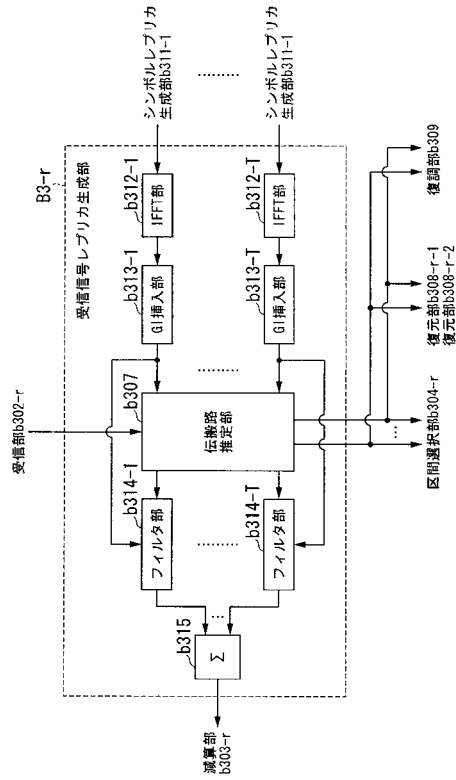
【図 11】



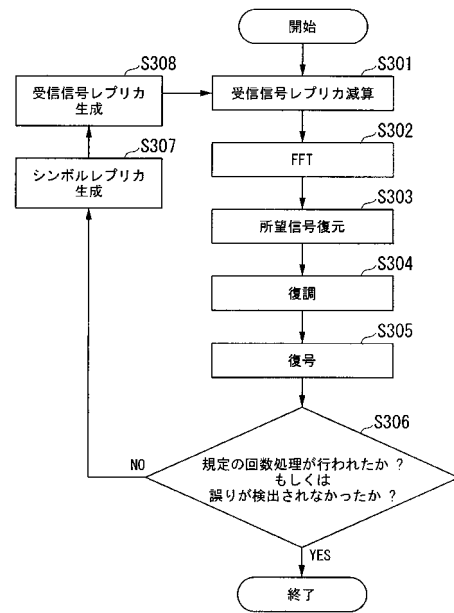
【図 12】



【図 13】



【図 14】



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

審査官 羽岡 さやか

(56)参考文献 特開 2 0 0 4 - 2 2 1 7 0 2 (J P , A)

加藤勝也 他, ソフトレプリカによる除去残差の影響を低減するマルチパス分割ブロック I C I キャンセルターボ等化, 電子情報通信学会技術研究報告, , 2 0 0 9 年 1 1 月 1 9 日, Vol.109, No.305, P.133-138, RCS2009-155

山田良太, M I M O 伝送におけるマルチパスブロック I C I キャンセルターボ等化の検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 2 0 0 9 年 1 2 月 1 0 日, Vol.109, No.341, P.43-48, RCS2009-12

伊藤雅文 他, 高速フェージングによる I C I を除去するスキャッタードパイロット信号用 O F D M ターボ干渉間セル受信, 電子情報通信学会技術研究報告, 2 0 0 3 年 7 月 1 0 日, Vol.103, No.203, P.21-26, RCS2003-74

山田良太 他, 周波数領域および時間領域 M C I キャンセラを適用した M C - C D M の遅延分散に対する特性比較, 電子情報通信学会 2 0 0 7 年通信ソサイエティ大会講演論文集 1, 2 0 0 7 年 8 月 2 9 日, P.376, B-5-54

Katsuya Kato et al, Multipath Division Turbo Equalization with Block Inter-Carrier Interference Cancellation in Cellular System with Amplify-and-Forward Relaying, Personal, Indoor and Mobile Communications, 2009 IEEE 20th International Symposium on, 2 0 0 9 年 9 月 1 3 日, P.2656-2660

(58)調査した分野(Int.Cl., D B 名)

H 0 4 J 1 1 / 0 0

H 0 4 B 7 / 0 4

H 0 4 J 9 9 / 0 0