

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5344121号
(P5344121)

(45) 発行日 平成25年11月20日(2013.11.20)

(24) 登録日 平成25年8月23日(2013.8.23)

(51) Int.Cl. F I
 HO4J 11/00 (2006.01) HO4J 11/00 Z
 HO4L 27/01 (2006.01) HO4L 27/00 K

請求項の数 19 (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2008-170041 (P2008-170041)	(73) 特許権者	000004237
(22) 出願日	平成20年6月30日 (2008.6.30)		日本電気株式会社
(65) 公開番号	特開2010-11264 (P2010-11264A)		東京都港区芝五丁目7番1号
(43) 公開日	平成22年1月14日 (2010.1.14)	(74) 代理人	100097157
審査請求日	平成23年5月12日 (2011.5.12)		弁理士 桂木 雄二
		(72) 発明者	二木 康則
			東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
		(72) 発明者	吉田 尚正
			東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内
		審査官	中木 努

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 シングルキャリア伝送方式における無線通信方法および装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

ナイキスト帯域の部分スペクトルで送信されるシングルキャリア信号を受信する無線通信装置であって、

判定シンボル点から所定シンボル数より離れたシンボルによるシンボル間干渉をシンボルレプリカを用いて受信信号から除去し、第1受信信号を出力する干渉除去手段と、

前記第1受信信号から、前記判定シンボル点から前記所定シンボル数以内の近傍シンボル系列を推定し、第2受信信号を出力する系列推定手段と、

前記第2受信信号の復号結果から前記シンボルレプリカを生成するレプリカ生成手段と、

を有することを特徴とする無線通信装置。

【請求項2】

送信される前記部分スペクトルを1とした時に、それに対する前記ナイキスト帯域の周波数スペクトルの割合をB(1以上の実数)とすれば、前記部分スペクトルは前記ナイキスト帯域のうちの中央1/B帯域のスペクトルであることを特徴とする請求項1に記載の無線通信装置。

【請求項3】

前記所定シンボル数は、判定シンボルに与えるシンボル間干渉の程度に依存して決定される、判定シンボルより時間的に先あるいは後のシンボル数であることを特徴とする請求項2に記載の無線通信装置。

【請求項 4】

前記干渉除去手段は、

送信された前記部分スペクトル以外の非送信スペクトル部分を前記シンボルレプリカにより再生し、周波数領域において全てのシンボル間干渉を除去し、干渉除去信号を出力するシンボル間干渉除去手段を有し、

前記系列推定手段は、

前記シンボルレプリカを用いて前記所定シンボル数以内の近傍シンボル間干渉レプリカを時間領域で生成する近傍シンボル間干渉レプリカ生成手段と、

時間領域において前記近傍シンボル間干渉レプリカを前記干渉除去信号に加算し前記第1受信信号を生成する加算手段と、

を有する、ことを特徴とする請求項 1 - 3 のいずれか 1 項に記載の無線通信装置。

10

【請求項 5】

前記系列推定手段は、前記受信信号の初回受信時のみ前記近傍シンボル系列を推定することを特徴とする請求項 1 - 4 のいずれか 1 項に記載の無線通信装置。

【請求項 6】

ナイキスト帯域の部分スペクトルで送信されるシングルキャリア信号を受信する無線通信方法であって、

a) 判定シンボル点から所定シンボル数より離れたシンボルによるシンボル間干渉をシンボルレプリカを用いて受信信号から除去することで第1受信信号を生成し、

b) 前記第1受信信号から、前記判定シンボル点から前記所定シンボル数以内の近傍シンボル系列を推定することで第2受信信号を生成し、

c) 前記第2受信信号の復号結果から前記シンボルレプリカを生成する、

を有することを特徴とする無線通信方法。

20

【請求項 7】

送信される前記部分スペクトルを1とした時に、それに対する前記ナイキスト帯域の周波数スペクトルの割合を B (1以上の実数)とすれば、前記部分スペクトルは前記ナイキスト帯域のうちの中央 $1/B$ 帯域のスペクトルであることを特徴とする請求項6に記載の無線通信方法。

【請求項 8】

前記所定シンボル数は、判定シンボルに与えるシンボル間干渉の程度に依存して決定される、判定シンボルより時間的に先あるいは後のシンボル数であることを特徴とする請求項7に記載の無線通信方法。

30

【請求項 9】

前記 a) は、

送信された前記部分スペクトル以外の非送信スペクトル部分を前記シンボルレプリカにより再生し、周波数領域において全てのシンボル間干渉を除去することで干渉除去信号を生成し、

前記 b) は、

前記シンボルレプリカを用いて前記所定シンボル数以内の近傍シンボル間干渉レプリカを時間領域で生成し、

時間領域において前記近傍シンボル間干渉レプリカを前記干渉除去信号に加算し前記第1受信信号を生成する、

ことを特徴とする請求項 6 - 8 のいずれか 1 項に記載の無線通信方法。

40

【請求項 10】

前記 b) は、前記受信信号の初回受信時のみ前記近傍シンボル系列を推定することを特徴とする請求項 6 - 9 のいずれか 1 項に記載の無線通信方法。

【請求項 11】

ナイキスト帯域の部分スペクトルで送信されるシングルキャリア信号を受信する無線通信装置としてコンピュータを機能させるプログラムであって、

判定シンボル点から所定シンボル数より離れたシンボルによるシンボル間干渉をシンボ

50

ルレプリカを用いて受信信号から除去し、第1受信信号を出力する干渉除去機能と、
 前記第1受信信号から、前記判定シンボル点から前記所定シンボル数以内の近傍シンボル系列を推定し、第2受信信号を出力する系列推定機能と、
 前記第2受信信号の復号結果から前記シンボルレプリカを生成するレプリカ生成機能と、
 を前記コンピュータに実現することを特徴とするプログラム。

【請求項12】

シングルキャリア信号を伝送する少なくとも1つの送信装置および受信装置を有する無線通信システムにおいて、

前記送信装置は、

送信情報ビット列を符号化して符号化ビット列を出力する符号化手段と、

前記符号化ビット列を低次変調して低次変調された信号を出力する低次変調手段と、

前記低次変調された信号を周波数領域の信号に変換する第1周波数領域変換手段と、

前記第1周波数領域変換手段から出力されるナイキスト帯域の信号の周波数スペクトルのうち、中央 $1/B$ (B は1より大きい実数)帯域のスペクトルを選択して、スペクトル選択された信号を出力する部分スペクトル選択手段と、

前記部分スペクトル選択手段から出力されるスペクトル選択された信号を時間領域の信号に変換して送信信号として出力する第1時間領域変換手段と、

を有することを特徴とする無線通信システム。

【請求項13】

前記受信装置は、

受信信号を周波数領域の信号に変換して周波数スペクトルとして出力する第2周波数領域変換手段と、

前記第2周波数領域変換手段から出力される周波数スペクトルをフィルタ処理し、リファレンス受信信号を含む受信信号として出力する受信フィルタ手段と、

前記受信フィルタ手段から出力される周波数領域のリファレンス受信信号に基づいてチャネル推定を行い、チャネル推定値を出力するチャネル推定手段と、

前記受信フィルタ手段から出力される周波数領域の受信信号を、前記チャネル推定値を用いて等化すると共に、周波数領域のシンボルレプリカを用いて残留マルチパス干渉とシンボル間干渉とを繰り返し除去して干渉除去信号として出力する繰り返し等化手段と、

前記干渉除去信号を時間領域の干渉除去信号に変換して出力する第2時間領域変換手段と、

前記第2時間領域変換手段から出力される時間領域の干渉除去信号を用いて、判定シンボル点から所定シンボル数以内の近傍シンボルを系列推定により分離するシンボル系列推定手段と、

前記シンボル系列推定手段の出力信号を復号すると共に、その復号結果からシンボルレプリカを生成して出力する復号およびレプリカ生成手段と、

前記復号およびレプリカ生成部から出力されるシンボルレプリカを周波数領域の信号に変換して前記繰り返し等化手段へ出力する第3周波数領域変換手段と、

を有することを特徴とする請求項12に記載の無線通信システム。

【請求項14】

前記繰り返し等化手段は、

送信された前記部分スペクトル以外の非送信スペクトル部分を前記シンボルレプリカにより再生し、周波数領域において全てのシンボル間干渉を除去し、前記干渉除去信号を出力するシンボル間干渉除去手段を有し、

前記シンボル系列推定手段は、

前記シンボルレプリカを用いて前記所定シンボル数以内の近傍シンボル間干渉レプリカを時間領域で生成する近傍シンボル間干渉レプリカ生成手段と、

時間領域において前記近傍シンボル間干渉レプリカを前記干渉除去信号に加算する加算手段と、

10

20

30

40

50

前記加算手段の出力から判定シンボル点から所定シンボル数以内の近傍シンボルを系列推定により分離する系列推定手段と、

前記系列推定手段により推定されたシンボル系列から軟判定信号を出力する対数尤度比算出手段と、

を有することを特徴とする請求項 1 3 に記載の無線通信システム。

【請求項 1 5】

前記繰り返し等化手段は、

前記チャネル推定値を用いて等化ウェイトを計算する等化ウェイト計算手段と、

前記受信フィルタ手段から出力される周波数領域の受信信号を前記等化ウェイトに基づいて等化し等化信号を出力する等化フィルタ手段と、

前記等化ウェイトを用いて等化後チャネル利得を計算する等化後チャネル利得生成手段と、

前記等化後チャネル利得から等化所望成分を計算する等化所望成分生成手段と、

前記等化後チャネル利得と、前記等化所望成分と、前記第 3 周波数領域変換手段から出力されるシンボルレプリカと、から残留マルチパス干渉レプリカを生成する残留マルチパス干渉レプリカ生成手段と、

前記等化信号から前記残留マルチパス干渉レプリカを用いて残留マルチパス干渉を除去し、残留マルチパス干渉除去後の等化信号として出力する残留マルチパス干渉除去手段と、

前記等化所望成分と前記第 3 周波数領域変換手段から出力されるシンボルレプリカとからシンボル間干渉レプリカを生成するシンボル間干渉レプリカ生成手段と、

前記残留マルチパス干渉除去後の等化信号から前記シンボル間干渉レプリカを用いてシンボル間干渉を除去し、前記干渉除去信号として出力するシンボル間干渉除去手段と、

を有することを特徴とする請求項 1 3 に記載の無線通信システム。

【請求項 1 6】

前記シンボル系列推定手段は、前記受信信号の初回受信時のみ前記近傍シンボル系列を推定することを特徴とする請求項 1 3 - 1 5 のいずれか 1 項に記載の無線通信システム。

【請求項 1 7】

前記送信装置を複数有し、

前記繰り返し等化手段は、前記周波数領域のシンボルレプリカを用いて、前記複数の送信装置にそれぞれに対して、アンテナ干渉と、残留マルチパス干渉と、前記判定シンボル点から所定シンボル数より離れたシンボルのシンボル間干渉とを繰り返し除去して前記干渉除去信号を出力することを特徴とする請求項 1 3 - 1 6 のいずれか 1 項に記載の無線通信システム。

【請求項 1 8】

ナイキスト帯域の部分スペクトルで送信されるシングルキャリア信号を受信する無線通信装置において、

受信信号を周波数領域の信号に変換して周波数スペクトルとして出力する第 1 周波数領域変換手段と、

前記周波数領域変換手段から出力される周波数スペクトルをフィルタ処理し、リファレンス受信信号を含む受信信号として出力する受信フィルタ手段と、

前記受信フィルタ手段から出力される周波数領域のリファレンス受信信号に基づいてチャネル推定を行い、チャネル推定値を出力するチャネル推定手段と、

前記受信フィルタ手段から出力される周波数領域の受信信号を、前記チャネル推定値を用いて等化すると共に、周波数領域のシンボルレプリカを用いて残留マルチパス干渉とシンボル間干渉とを繰り返し除去して干渉除去信号として出力する繰り返し等化手段と、

前記干渉除去信号を時間領域の干渉除去信号に変換して出力する時間領域変換手段と、前記時間領域変換手段から出力される時間領域の干渉除去信号を用いて、判定シンボル点から所定シンボル数以内の近傍シンボルを系列推定により分離するシンボル系列推定手段と、

10

20

30

40

50

前記シンボル系列推定手段の出力信号を復号すると共に、その復号結果からシンボルレプリカを生成して出力する復号およびレプリカ生成手段と、

前記復号およびレプリカ生成部から出力されるシンボルレプリカを周波数領域の信号に変換して前記繰り返し等化手段へ出力する第2周波数領域変換手段と、

を有することを特徴とする無線通信装置。

【請求項19】

ナイキスト帯域の部分スペクトルで送信されるシングルキャリア信号を受信する無線通信装置における無線通信方法であって、

受信信号を周波数領域の信号に変換して周波数スペクトルとして出力し、

前記周波数スペクトルをフィルタ処理し、リファレンス受信信号を含む周波数領域の受信信号として出力し、

前記リファレンス受信信号に基づいてチャネル推定を行い、チャネル推定値を出力し、

前記周波数領域の受信信号を、前記チャネル推定値を用いて等化すると共に、周波数領域のシンボルレプリカを用いて残留マルチパス干渉とシンボル間干渉とを繰り返し除去して干渉除去信号として出力し、

前記干渉除去信号を時間領域の干渉除去信号に変換し、

前記時間領域の干渉除去信号を用いて、判定シンボル点から所定シンボル数以内の近傍シンボルを系列推定により分離し、

前記系列推定により得られた信号を復号すると共に、その復号結果からシンボルレプリカを生成し、

前記シンボルレプリカを前記周波数領域のシンボルレプリカに変換する、

ことを特徴とする無線通信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明はシングルキャリア信号を無線伝送する通信システムに係り、特に干渉除去機能を有する無線通信方法および装置に関する。

【背景技術】

【0002】

次世代移動通信の上りリンクでは、端末側において高い送信電力効率を実現する必要があることから、無線アクセス方式としてピーク電力対平均電力比(PAPR: Peak to Average Power Ratio)が小さいシングルキャリア(SC: Single Carrier)伝送方式が採用されている。

【0003】

また、無線パケット通信では、受信SINR(Signal to Interference and Noise power Ratio)に応じて変調方式を選択する適応変調(AMC: Adaptive Modulation and channel Coding)が用いられている。具体的には、受信SINRが良好であれば、伝送速度が速い16QAM(Quadrature Amplitude Modulation)などの高次変調方式が選択され、受信SINRが劣化すれば、耐雑音性が比較的高いQPSK(Quadrature Phase Shift Keying)などの低次変調方式が選択される。

【0004】

ところが、シングルキャリア信号を用いてデータ伝送を行うと、マルチパス干渉が問題となり、特に、高次変調方式を用いる場合に受信特性劣化が顕著になる。このマルチパス干渉を抑制する技術が種々提案されている。たとえば、非特許文献1には、シングルキャリア信号の受信装置において、周波数領域でマルチパス干渉を等化する周波数領域等化器が検討されている。非特許文献2には、周波数領域等化後の信号を用いてマルチパス干渉レプリカを生成し、残留マルチパス干渉成分を周波数領域にて除去する受信装置が検討されている。さらに、非特許文献3には、マルチパス干渉レプリカを復号後のビットレプリカから生成する受信装置が検討されている。

【0005】

10

20

30

40

50

また、シンボル間干渉を除去する技術としては、たとえば特許文献1に、ナイキスト帯域より狭い帯域フィルタを用いて送信信号の使用帯域を制限し、受信側において使用低域制限に起因するシンボル間干渉を時間領域の適応等化器により分離する通信システムが提案されている（特許文献1の段落0033、図2参照）。

【0006】

さらに、特許文献2に提案された周波数領域・時間領域ハイブリッド型等化器は、トレリスデコード前の帰還信号から生成された誤差ベクトルを用いて時間領域等化器および周波数領域等化器がシンボル間干渉を除去する（特許文献2の段落0048～0054、図4参照）。

【0007】

【非特許文献1】D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Eidson, "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," IEEE Commun. Mag., vol. 40, no. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.

【非特許文献2】中島, 安達, "コード間干渉と他アンテナ干渉を同時に低減する繰り返し周波数領域干渉キャンセル," 信学技報, vol. 106, no. 555, pp. 61-64, Mar. 2007.

【非特許文献3】二木, 吉田, "上りSC-FDMAにおける周波数領域繰り返しMIMO等化の検討" 2007信学ソ大, B-5-55.

【特許文献1】特開平11-122312号公報

【特許文献2】特表2004-530365号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0008】

上述したように、高次変調方式を用いると、低次変調方式に比べて信号点数が多くなり、平均シンボル電力に対する信号点間距離が縮小し受信特性が劣化する。特に、マルチパス伝搬路におけるシングルキャリア信号のQAM伝送では、残留マルチパス干渉を完全に除去することができず、この残留マルチパス干渉の影響によりQAM変調の受信特性が大きく劣化してしまう。

【0009】

また、特許文献1に開示されたシステムでは、シンボル間干渉を時間領域の適応等化器により分離するので、ロールオフ率が小さく干渉シンボル長が大きい場合に、適応等化器の状態数が増大し演算量が大きくなるという難点がある。

【0010】

特許文献2に開示された等化器では、大きなシンボル間干渉が生じると、復号前の帰還信号から生成される誤差ベクトルの精度が劣化するので、それに依存した周波数領域等化および時間領域のキャンセラでは十分にシンボル間干渉を除去することができないという難点がある。

【0011】

そこで、本発明の目的は、マルチパス伝搬路におけるシングルキャリア信号の伝送特性を向上させ高速無線伝送が実現可能となる無線通信方法および通信装置を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【0012】

本発明による無線通信装置は、ナイキスト帯域の部分スペクトルで送信されるシングルキャリア信号を受信する無線通信装置であって、判定シンボル点から所定シンボル数より離れたシンボルによるシンボル間干渉をシンボルレプリカを用いて受信信号から除去し、第1受信信号を出力する干渉除去手段と、前記第1受信信号から、前記判定シンボル点から前記所定シンボル数以内の近傍シンボル系列を推定し、第2受信信号を出力する系列推

10

20

30

40

50

定手段と、前記第2受信信号の復号結果から前記シンボルレプリカを生成するレプリカ生成手段と、を有することを特徴とする。

【0013】

本発明による無線通信方法は、ナイキスト帯域の部分スペクトルで送信されるシングルキャリア信号を受信する無線通信方法であって、a) 判定シンボル点から所定シンボル数より離れたシンボルによるシンボル間干渉をシンボルレプリカを用いて受信信号から除去することで第1受信信号を生成し、b) 前記第1受信信号から、前記判定シンボル点から前記所定シンボル数以内の近傍シンボル系列を推定することで第2受信信号を生成し、c) 前記第2受信信号の復号結果から前記シンボルレプリカを生成する、を有することを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0014】

本発明によれば、マルチパス伝搬路においてシングルキャリア信号の伝送特性が向上し、高速無線伝送が実現可能となる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0015】

1. 一実施形態

本発明の一実施形態によれば、送信装置が部分スペクトル選択により送信した信号が受信装置で復号され、その復号後の信号を用いた周波数領域の処理によるスペクトル再生と時間領域の処理によるシンボル系列推定とにより、残留マルチパス干渉除去と部分スペクトル選択に起因するシンボル間干渉とが除去される。後述するように、判定シンボル点から所定距離より離れた干渉成分の除去は周波数領域のスペクトル再生により実行され、判定シンボル点から所定距離以内の近傍の干渉は時間領域のシンボル系列推定により分離される。以下、詳述する。

20

【0016】

a) 部分スペクトル伝送

図1(A)は部分スペクトル選択により送信した場合のシンボルのインパルス応答を示す波形図であり、図1(B)はナイキスト帯域の送信スペクトルにより送信した場合のシンボルのインパルス応答を示す波形図である。

【0017】

図1(A)に示す波形は、一例として、部分スペクトル選択指数 $B = 3$ 、ロールオフ率 $= 0$ の場合を示す。ここで、送信周波数スペクトルを1とした時に、それに対するナイキスト帯域の周波数スペクトルの割合を B (1以上の実数) とし、中央 $1/B$ 帯域を送信スペクトルとする。 $B > 1$ であれば、送信スペクトルはナイキスト帯域の中央部分スペクトル ($1/B$) となり、 $B = 1$ であれば送信スペクトルはナイキスト帯域となる。以下、 B を部分スペクトル選択指数という。

30

【0018】

部分スペクトル伝送では、ナイキスト帯域の周波数スペクトルのうち中央 $1/B$ 帯域のスペクトルのみを送信するため、各シンボルのインパルス応答が広がり、相互にシンボル間干渉が生じる。これに対して、図1(B)では、ナイキスト帯域のスペクトル伝送を行うので、各シンボル点において他の全てのシンボルのインパルス応答がヌル点となりシンボル間干渉は生じない。

40

【0019】

本実施形態によれば、図1(A)に示すような部分スペクトル伝送に起因するシンボル間干渉および残留マルチパス干渉は、周波数領域のスペクトル再生と時間領域のシンボル系列推定とにより除去する。

【0020】

b) 周波数領域のスペクトル再生

図2(A)は本発明の一実施形態による通信システムにおけるスペクトル再生法によるマルチパス干渉の除去を説明するためのスペクトル図、図2(B)は、比較例として、ナ

50

イキスト帯域の送信スペクトルによるマルチパス干渉の除去を説明するためのスペクトル図である。

【 0 0 2 1 】

図 2 (A) に示すように、本実施形態では、受信 S I N R が良いとき、送信装置において低次変調を用いて広帯域の送信信号を生成し、周波数領域で外側 (B - 1) / B のスペクトルを除き、中央 1 / B のスペクトルのみを送信する。受信装置では、周波数領域で送信スペクトルについては通常通り等化し、残留マルチパス干渉を除去するが、送信装置で送信しなかったスペクトルについてはレプリカを用いて再生する (詳細は後述する) 。

【 0 0 2 2 】

これに対して、図 2 (B) に示す比較例では、S I N R が良いとき、送信装置において送信信号を高次変調し、ナイキスト帯域の信号を送信する。受信装置では送信スペクトルの受信信号を等化し、残留マルチパス干渉を除去する。しかしながら、既に述べたように、特許文献 1 および 2 に開示された技術を用いても、十分な干渉除去はできない。

【 0 0 2 3 】

c) 時間領域のシンボル系列推定

スペクトル再生法では初回の受信時はレプリカが得られないため、シンボル間干渉を除去できず特性が大きく劣化する。したがって、本実施形態では判定シンボル点から離れた多くのシンボルの比較的小さい干渉は周波数領域で除去し (スペクトル再生法) 、シンボル間干渉のうち電力が支配的な判定シンボル点の近傍のシンボルは時間領域で系列推定により分離する。ここで、判定シンボルの近傍シンボルとは、判定シンボルに与えるシンボル間干渉が支配的な時間的に前後したシンボルをいう。

【 0 0 2 4 】

図 3 は、周波数領域のスペクトル再生と時間領域のシンボル系列推定とによる干渉除去について説明するための部分スペクトル伝送時の波形図である。ここでは、図 1 と同様に、B = 3 の場合を示している。

【 0 0 2 5 】

図 3 に示すように、シンボル 0 を判定シンボル点とすると、シンボル 0 の信号は 3 の倍数離れたシンボルの干渉は受けないが、その他の全てのシンボルの干渉を受ける。特に、判定シンボル点に近いシンボル ± 1 、 ± 2 の干渉が大きい。そこで、本実施形態によれば、シンボル 0 、 ± 1 、 ± 2 は時間領域の系列推定により分離し、シンボル ± 4 より離れたシンボル干渉は周波数領域のスペクトル再生により除去する。これにより系列推定に要する演算量を少なく抑えながら初回の受信時の特性を改善できる。以下、本発明の実施例について具体的に説明する。

【 0 0 2 6 】

2 . 第 1 実施例

以下、低次変調方式で変調された信号を部分スペクトル伝送により送信し、受信信号のスペクトル再生およびシンボル系列推定によりシンボル干渉を除去する通信システムについて詳細に説明する。

【 0 0 2 7 】

2 . 1) 送信装置

図 4 は本発明の第 1 実施例による通信システムにおける送信装置の概略的構成を示すブロック図である。送信装置は、符号化部 1 0 1 、低次変調部 1 0 2 、周波数領域変換部 1 0 3 、部分スペクトル選択部 (狭帯域送信フィルタ) 1 0 4 、および時間領域変換部 1 0 5 を有する。

【 0 0 2 8 】

符号化部 1 0 1 は、送信情報ビット列を符号化し、符号化ビットをインタリーブして、低次変調部 1 0 2 へ出力する。符号化には一般に畳み込み符号やターボ符号が用いられる。

【 0 0 2 9 】

低次変調部 1 0 2 は、符号化部 1 0 1 から入力した符号化ビット列を耐雑音性が相対的

10

20

30

40

50

に高い低次変調方式（例えば、PSKなど）により変調し、低次変調された信号を周波数領域変換部103へ出力する。

【0030】

周波数領域変換部103は、低次変調部102により変調された信号を時間領域から周波数領域へ変換し、部分スペクトル選択部104へ出力する。周波数領域変換部103の変換方式としては、一般に、離散フーリエ変換（DFT：Discrete Fourier Transform）や高速フーリエ変換（FFT：Fast Fourier Transform）が用いられる。

【0031】

部分スペクトル選択部104は、周波数領域変換部103から入力した周波数領域の信号、すなわちナイキスト帯域の信号からその周波数スペクトルの中央1/B帯域の部分スペクトルを選択し、時間領域変換部105へ出力する。選択される部分スペクトルに周波数特性を持たせる場合は、狭帯域の送信フィルタを用いる。送信フィルタには、例えば、ナイキスト帯域の1/B帯域のレイズドコサインロールオフフィルタが用いられる。

10

【0032】

時間領域変換部105は、部分スペクトル選択部104によりスペクトル選択された信号を周波数領域から時間領域に変換して出力する。一般に時間領域への変換には、逆離散フーリエ変換（IDFT：Inverse Discrete Fourier Transform）や逆高速フーリエ変換（IFFT：Inverse Fast Fourier Transform）が用いられる。

【0033】

送信装置は部分スペクトル選択部104によりナイキスト帯域の周波数スペクトルのうち中央1/B帯域のスペクトルのみを送信するため、図1（A）に示すように、各シンボルのインパルス応答が広がり相互にシンボル間干渉が生じる。

20

【0034】

なお、送信装置を構成する符号化部101、低次変調部102、周波数領域変換部103、部分スペクトル選択部（狭帯域送信フィルタ）104および時間領域変換部105は、それぞれのプログラムをCPU等のプログラム制御プロセッサ上で実行することにより同様の機能を実現することもできる。

【0035】

2.2) 受信装置

受信装置は、復号結果から周波数領域のシンボルレプリカを生成し、周波数領域において残留マルチパス干渉除去と部分スペクトル選択に起因するシンボル間干渉のうち判定シンボル点から離れたシンボル間干渉を除去し、時間領域において判定シンボル点の近傍のシンボルを系列推定により分離する。特に、部分スペクトル選択に起因するシンボル間干渉のうち、初回の受信時に周波数領域では除去できない判定シンボル点の近傍のシンボル間干渉については系列推定により時間領域で分離する。これにより初回の受信時の特性を大幅に改善できる。

30

【0036】

図5は本発明の第1実施例による通信システムにおける受信装置の概略的構成を示すブロック図である。受信装置は、周波数領域変換部201、受信フィルタ202、チャンネル推定部203、繰り返し等化部204、時間領域変換部205、シンボル系列推定部206、復号/レプリカ生成部207、および周波数領域変換部208を有する。

40

【0037】

周波数領域変換部201は受信信号を時間領域から周波数領域に変換し、受信フィルタ202へ出力する。受信フィルタ202は、周波数領域変換部201から入力した周波数領域の信号をフィルタ処理することでシンボル波形整形および雑音抑圧を行い、チャンネル推定部203および繰り返し等化部204へ出力する。受信フィルタ202には、例えば、ナイキスト帯域の1/B帯域のレイズドコサインロールオフフィルタが用いられる。

【0038】

チャンネル推定部203は、受信フィルタ202から入力した周波数領域の受信信号からリファレンス信号を取り出し、予め用意されたリファレンス信号との相関計算によりチャ

50

ネル推定値を計算する。そのチャンネル推定値は繰り返し等化部 204 へ出力される。

【0039】

繰り返し等化部 204 は、受信フィルタ 202 から入力した周波数領域の受信信号を、チャンネル推定部 203 から与えられたチャンネル推定値に基づく等化ウェイトにより等化する。さらに、繰り返し等化部 204 は、後述する周波数領域変換部 208 から入力したシンボルレプリカを用いて、スペクトル再生により等化後の受信信号から干渉成分を除去し、干渉除去後の受信信号を時間領域変換部 205 へ出力する。また、後述するように、等化後チャンネル利得の平均値である等化所望成分をシンボル系列推定部 206 へ出力する。

【0040】

時間領域変換部 205 は、繰り返し等化部 204 から干渉除去後の信号を入力し、周波数領域から時間領域に変換し、その時間領域の信号をシンボル系列推定部 206 へ出力する。

10

【0041】

シンボル系列推定部 206 は、時間領域変換部 205 から時間領域の信号を入力し、判定シンボル点の近傍のシンボルを系列推定により分離し、軟判定信号を復号/レプリカ生成部 207 へ出力する。シンボル系列推定部 206 は、演算量削減のため系列推定を初回の受信時のみ行う構成が考えられる。

【0042】

復号/レプリカ生成部 207 は、シンボル系列推定部 206 から入力した時間領域の信号を復号し、受信ビット列として出力する。さらに、復号/レプリカ生成部 207 は、復号結果、すなわち復号により信頼度が向上した情報ビットおよびパリティビット、を用いて時間領域のシンボルレプリカを生成し、周波数領域変換部 208 およびシンボル系列推定部 206 へそれぞれ出力する。

20

【0043】

周波数領域変換部 208 は、復号/レプリカ生成部 207 から入力したシンボルレプリカを時間領域から周波数領域に変換し、周波数領域のシンボルレプリカを繰り返し等化部 204 へ出力する。

【0044】

なお、受信装置を構成する周波数領域変換部 201、受信フィルタ 202、チャンネル推定部 203、繰り返し等化部 204、時間領域変換部 205、シンボル系列推定部 206、復号/レプリカ生成部 207、および周波数領域変換部 208 は、それぞれのプログラムを CPU 等のプログラム制御プロセッサ上で実行することにより同様の機能を実現することもできる。

30

【0045】

以下、繰り返し等化部 204 およびシンボル系列推定部 206 について更に詳細に説明する。

【0046】

2.3) 繰り返し等化部

図 6 は図 5 に示す受信装置における繰り返し等化部 204 の詳細な機能的構成例を示すブロック図である。繰り返し等化部 204 は、受信信号を等化するとともに、シンボルレプリカを用いて等化信号の残留マルチパス干渉と送信装置での部分スペクトル選択に起因するシンボル間干渉とを除去する。

40

【0047】

繰り返し等化部 204 は、等化ウェイト計算部 301、等化フィルタ 302、等化後チャンネル利得生成部 303、等化所望成分生成部 304、残留マルチパス干渉レプリカ生成部 305、残留マルチパス干渉除去部 306、シンボル間干渉レプリカ生成部 307、およびシンボル間干渉除去部 308 を有する。

【0048】

等化ウェイト計算部 301 は、チャンネル推定部 203 からチャンネル推定値を入力し、等化ウェイトを計算する。計算した等化ウェイトは等化フィルタ 302 および等化後チャネ

50

ル利得生成部 303 へ出力される。等化ウェイト計算部 301 には、一般に、Zero - Forcing 法、最小平均 2 乗誤差法 (MMSE : Minimum Mean Square Error) が用いられる。MMSE を用いた場合、送信サブキャリア k' ($k' = 1, 2, \dots$)、繰り返し i ($i = 1, 2, \dots$) の等化ウェイト $W^{(i)}(k')$ は次式 (1) で表される。

【0049】

【数 1】

$$W^{(i)}(k') = \frac{H^*(k')}{|H(k')|^2 \rho^{(i)} + \sigma^2} \quad (1)$$

10

【0050】

ここで、 $H(k')$ 、 $\rho^{(i)}$ 、 σ^2 は、それぞれ送信サブキャリア k' のチャネル推定値、繰り返し i の残留干渉電力係数、雑音電力を示す。なお、添字 "*" は複素共役を示す。また、残留干渉電力係数 $\rho^{(i)}$ は次式 (2) で表される。

【0051】

【数 2】

$$\rho^{(i)} = 1 - \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T |\hat{s}^{(i-1)}(t)|^2 \quad (2)$$

20

ここで、 T は時間領域のシンボル数、

【0052】

【数 3】

$$\hat{s}^{(i-1)}(t)$$

は時間領域のシンボルレプリカを示す。

【0053】

なお、初回の等化時の残留干渉電力係数 $\rho^{(1)} = 1$ であり、シンボルレプリカの信頼度が向上すると、 $\rho^{(i)}$ は 0 へと減少し、等化ウェイトは MMSE 基準から MRC (Maximal Ratio Combining) 基準に従って生成される。

30

【0054】

等化フィルタ 302 は、受信フィルタ 202 から周波数領域の受信信号を、等化ウェイト計算部 301 から等化ウェイトをそれぞれ入力し、受信信号に等化ウェイトをサブキャリア毎に乗じることにより送信装置での送信スペクトルに対応するように受信信号を等化し、その等化後の受信信号を残留マルチパス干渉除去部 306 へ出力する。

【0055】

等化後チャネル利得生成部 303 は、チャネル推定部 203 からチャネル推定値を、等化ウェイト計算部 301 から等化ウェイトをそれぞれ入力して等化後チャネル利得を生成し、その等化後チャネル利得を等化所望成分生成部 304 と残留マルチパス干渉レプリカ生成部 305 とへ出力する。

40

【0056】

等化所望成分生成部 304 は、等化後チャネル利得生成部 303 から等化後チャネル利得を入力し、等化後チャネル利得の平均値である等化所望成分を計算し、等化所望成分を残留マルチパス干渉レプリカ生成部 305、シンボル間干渉レプリカ生成部 307 およびシンボル系列推定部 206 へそれぞれ出力する。繰り返し i の等化所望成分 $A^{(i)}$ は次式 (3) で表される。

【0057】

【数 4】

$$A^{(i)} = \frac{1}{K_{TX}} \sum_{k' \in K'} W^{(i)}(k') H(k') \quad (3)$$

ここで、 K_{TX} は送信サブキャリア数、 K' は送信サブキャリアを要素とする集合を示す。

【0058】

残留マルチパス干渉レプリカ生成部305は、等化後チャネル利得生成部303から等化後チャネル利得を、等化所望成分生成部304から等化所望成分を、周波数領域変換部208から周波数領域のシンボルレプリカをそれぞれ入力し、残留マルチパス干渉レプリカを生成する。生成した残留マルチパス干渉レプリカは残留マルチパス干渉除去部306へ出力される。

10

【0059】

残留マルチパス干渉除去部306は、等化フィルタ302から等化信号を、残留マルチパス干渉レプリカ生成部305から残留マルチパス干渉レプリカをそれぞれ入力し、等化信号から残留マルチパス干渉レプリカを減算して干渉を除去し、残留マルチパス干渉除去した等化信号をシンボル間干渉除去部308へ出力する。送信サブキャリア k' 、繰り返し i の残留マルチパス干渉除去後の等化信号

【0060】

【数 5】

$$\hat{R}^{(i)}(k')$$

20

は次式(4)で表される。

【0061】

【数 6】

$$\hat{R}^{(i)}(k') = W^{(i)}(k') R(k') - (W^{(i)}(k') H(k') - A^{(i)}) \hat{S}^{(i-1)}(k') \quad (4)$$

【0062】

ここで、 $R(k')$ は送信サブキャリア k' の受信信号を示し、

30

【0063】

【数 7】

$$\hat{S}^{(i-1)}(k')$$

は送信サブキャリア k' および繰り返し($i-1$)の復号後シンボルレプリカを示す。

【0064】

シンボル間干渉レプリカ生成部307は、等化所望成分生成部304から等化所望成分を、周波数領域変換部208から周波数領域のシンボルレプリカをそれぞれ入力し、シンボル間干渉レプリカを生成する。生成したシンボル間干渉レプリカはシンボル間干渉除去部308へ出力される。

40

【0065】

シンボル間干渉除去部308は、残留マルチパス干渉除去部306から残留マルチパス干渉除去された等化信号を、シンボル間干渉レプリカ生成部307からシンボル間干渉レプリカをそれぞれ入力し、送信装置で送信しなかったスペクトルをレプリカにより再生することによりシンボル間干渉を除去する。こうしてシンボル間干渉除去した信号は時間領域変換部205へ出力される。サブキャリア k 、繰り返し i のシンボル間干渉除去後の信号

【0066】

【数 8】
 $\tilde{R}^{(i)}(k)$

は次式 (5) で表される。

【0067】

【数 9】

$$\tilde{R}^{(i)}(k) = \hat{R}^{(i)}(k) + (1 - G(k)) A^{(i)} \hat{S}^{(i-1)}(k) \quad (5)$$

10

ここで、 $G(k)$ は周波数領域の送受信フィルタ特性を示し、例えば、レイズドコサインロールオフ特性を示す。

【0068】

2.4) シンボル系列推定部

2.4.1) 構成

図7は図5に示す受信装置におけるシンボル系列推定部206の詳細な機能的構成例を示すブロック図である。シンボル系列推定部206は、近傍シンボル間干渉レプリカ生成部401、近傍シンボル間干渉加算部402、系列推定部403、および対数尤度比計算部404を有する。

【0069】

20

近傍シンボル間干渉レプリカ生成部401は、繰り返し等化部204から等化所望成分を、復号/レプリカ生成部207から時間領域のシンボルレプリカをそれぞれ入力し、判定シンボル点の近傍のシンボル間干渉レプリカを生成する。生成した近傍シンボル間干渉レプリカは近傍シンボル間干渉加算部402へ出力される。

【0070】

近傍シンボル間干渉加算部402は、時間領域変換部205から干渉除去信号を、近傍シンボル間干渉レプリカ生成部401から近傍シンボル間干渉レプリカをそれぞれ入力し、干渉除去信号に近傍シンボル間干渉レプリカを加算して系列推定部403へ出力する。すなわち、繰り返し等化部204で除去されたシンボル間干渉のうち判定シンボル点の近傍のシンボル間干渉を干渉除去信号に足し戻し、近傍シンボル間干渉を足し戻した信号を系列推定部403へ出力する。なお、初回の受信時は、繰り返し等化部204でシンボル間干渉は除去されないため、近傍シンボル間干渉加算部402において近傍シンボル間干渉を足し戻す処理を実行しないように制御される。

30

【0071】

系列推定部403は、近傍シンボル間干渉加算部402から近傍シンボル間干渉を足し戻した信号を入力し、判定シンボル点の近傍のシンボルを系列推定により分離することで最も確からしい送信シンボル系列を選択し、選択した送信シンボル系列に関する尤度情報を対数尤度比計算部404へ出力する。系列推定部403には、MAP(Maximum a Posteriori Probability)アルゴリズム、Max-Log-MAPアルゴリズム、軟出力ビタビアルゴリズム(SOVA: Soft Output Viterbi Algorithm)などが用いられる。SOVAは、MAPアルゴリズムの指数計算、加算および対数計算を加算、比較処理および選択処理(ACS: Add-Compare-Select)にそれぞれ置き換えた簡略方式であり、等化や復号処理に広く用いられている。

40

【0072】

2.4.2) 動作

以下、系列推定部403にSOVAを用いた場合の系列推定動作について説明する。ここでは、変調方式にBPSK(Binary Phase Shift Keying)を仮定し、変調シンボル $s_n \in \{1, -1\}$ とし、メモリ長 L のトレリスにおける時刻 n の各状態を $S_n = (s_{n-L+1}, s_{n-L+2}, \dots, s_n)$ と定義する。

【0073】

50

図 8 は $L = 4$ (状態数 16) とした場合の系列推定部 403 のトレリス状態遷移図である。図 8 は、図 3 に示す系列推定処理に対応しており、状態 $S_{n-1} = (\text{シンボル} - 2, \text{シンボル} - 1, \text{シンボル} 0, \text{シンボル} 1)$ から状態 $S_n = (\text{シンボル} - 1, \text{シンボル} 0, \text{シンボル} 1, \text{シンボル} 2)$ へのトレリス状態遷移を表している。なお、変調方式に QPSK を仮定しても同様にトレリス状態遷移図を描くことができる。

【0074】

図 8 において、最新のシンボル 2 が “1” の場合は実線で示す遷移、“-1” の場合は破線で示す遷移となる。ビタビアルゴリズムにおける状態 S_n の生き残りパスの尤度 (S_n) は次式 (6) で表される。

【0075】

【数 10】

$$\Gamma(S_n) = \min_{\{S_{n-1}\}} (\Gamma(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n)) \quad (6)$$

ここで、(S_{n-1}, S_n) は、状態 S_{n-1}, S_n の枝尤度を示し、次式 (7) で表される。

【0076】

【数 11】

$$\lambda(S_{n-1}, S_n) = \left| r_{n-L/2} - A^{(i)} \sum_{j=0}^L g_{j-L/2} s_{n-j} \right|^2 / 2\sigma^2 \quad (7)$$

【0077】

ここで、 $r_{n-L/2}$ は近傍シンボル間干渉を足し戻した信号であり、 $g_{j-L/2}$ は各シンボルのインパルス応答である。 $g_{j-L/2}$ は、例えばロールオフ率のレイズドコサインロールオフ特性を示し、次式 (8) で表される。

【0078】

【数 12】

$$g_j = \frac{\sin \pi(j/B) \cos \alpha \pi(j/B)}{\pi(j/B) 1 - (2\alpha(j/B))^2} \quad (8)$$

【0079】

ただし、実際に時間領域変換した信号には折り返しが生じるため、上式 (8) から g_j を求める方法の他に、レイズドコサインロールオフ特性を時間領域変換して g_j を求める方法も考えられる。

【0080】

初回の受信時は繰り返し等化部 204 でシンボル間干渉は除去されないため、遅延判定帰還系列推定 (DDFSE: Delayed Decision Feedback Sequence Estimator) を用いて過去のシンボル間干渉を判定シンボルにより除去する構成も考えられる。DDFSE を用いた場合の状態 S_{n-1}, S_n の枝尤度は次式 (9) で表される。

【0081】

【数 13】

$$\lambda(S_{n-1}, S_n) = \left| r_{n-L/2} - A^{(i)} \sum_{j=0}^L g_{j-L/2} s_{n-j} - A^{(i)} \sum_{j=L+1}^{L'} g_{j-L/2} \hat{s}_{n-j} \right|^2 / 2\sigma^2 \quad (9)$$

ここで、 L' は判定シンボルで干渉除去するシンボル長、

【0082】

10

20

30

40

50

【数 1 4】

 \hat{s}_{n-i}

は状態 S_{n-1} の生き残りパスのシンボル系列を示す。また、時間領域変換部 205 の出力は巡回信号であるため、系列推定を複数回巡回して行うことにより、未来のシンボル間干渉も前回の判定シンボルで除去できる。

【0083】

対数尤度比計算部 404 は、系列推定部 403 から送信シンボル系列に関する尤度情報を入力して各ビットの対数尤度比を計算し、各ビットの対数尤度比を軟判定信号として復号/レプリカ生成部 207 へ出力する。時刻 $(n-L)$ のビット p の対数尤度比 $L(b_{n-L,p})$ は生き残り候補パスの尤度情報を用いて次式(10)で表される。

10

【0084】

【数 1 5】

$$L(b_{n-L,p}) = \min_{\{S_{n-1}, S_n\} | b_{n-L,p} = -1} (\Gamma(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n)) - \min_{\{S_{n-1}, S_n\} | b_{n-L,p} = 1} (\Gamma(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n)) \quad (10)$$

【0085】

また、シンボル系列推定部 206 は、復号/レプリカ生成部 207 から復号器外部情報を入力し、系列推定部 403 において復号器外部情報を事前情報として使用することにより系列推定の精度を向上させることができる。この場合、対数尤度比計算部 404 の出力側に減算器 405 を追加し、復号器外部情報を減算する。具体的には次の通りである。

20

【0086】

系列推定部 403 は、近傍シンボル間干渉加算部 402 から近傍シンボル間干渉を足し戻した信号を、復号/レプリカ生成部 207 から復号器外部情報(事前情報)をそれぞれ入力し、判定シンボル点の近傍のシンボルを系列推定により分離し、最も確からしい送信シンボル系列を選択するとともに、選択した送信シンボル系列に関する尤度情報を対数尤度比計算部 404 へ出力する。状態 S_{n-1} 、 S_n の枝尤度は時刻 $(n-L/2)$ のシンボルの事前情報を用いて、次式(11)で表される。

【0087】

30

【数 1 6】

$$\lambda(S_{n-1}, S_n) = \left| r_{n-L/2} - A^{(i)} \sum_{j=0}^L g_{j-L/2} s_{n-j} \right|^2 / 2\sigma^2 - L(s_{n-L/2}) \quad (11)$$

【0088】

ここで、時刻 $(n-L/2)$ のシンボルの事前情報 $L(s_{n-L/2})$ は、シンボルを構成するビットが“1”であるビットの対数尤度比を加算することにより次式(12)で計算される。

【0089】

40

【数 1 7】

$$L(s_{n-L/2}) = \frac{\prod_p P(b_{n-L/2,p} = s_{n-L/2}(p))}{\prod_p P(b_{n-L/2,p} = -1)} = \sum_{s_{n-L/2}(p)=1} L(b_{n-L/2,p}) \quad (12)$$

【0090】

減算器 405 は、対数尤度比計算部 404 から各ビットの対数尤度比を、復号/レプリカ生成部 207 から復号器外部情報(事前情報)をそれぞれ入力し、その差分を計算する。こうして事前情報を差し引いた各ビットの対数尤度比を軟判定信号として復号/レプリ

50

カ生成部 207 へ出力する。

【0091】

以上の説明ではシンボル系列推定部 206 の処理を複素数演算で行なうことを想定しているが、時間領域変換部 205 から供給される信号はチャネル位相同期がとれているため、例えば、QPSK 信号では複素平面上で I 軸と Q 軸のシンボル間干渉を含む信号は直交している。そのため系列推定を I 軸と Q 軸で独立な実数演算で行うことができる。これによりトレリス状態数を大幅に削減できる。状態 S_{n-1} 、 S_n の I 軸の枝尤度は次式 (13) で表される。

【0092】

【数 18】

$$\lambda_I(S_{n-1}, S_n) = \left(\operatorname{Re}[r_{n-L/2}] - \frac{A^{(i)}}{\sqrt{2}} \sum_{j=0}^L g_{j-L/2} s'_{n-j} \right)^2 / \sigma^2 \quad (13)$$

10

【0093】

ここで、変調シンボル $s'_n \in \{1, -1\}$ は、QPSK 信号を I 軸に射影した BPSK 信号である。Q 軸の枝尤度も同様に計算できる。

【0094】

2.5) 復号/レプリカ生成部

図 9 は図 5 に示す受信装置における復号/レプリカ生成部 207 の詳細な機能的構成例を示すブロック図である。復号/レプリカ生成部 207 は、デインタリーブ 501、復号器 502、インタリーブ 503 およびシンボルレプリカ生成部 504 を有する。

20

【0095】

デインタリーブ 501 は、シンボル系列推定部 206 から軟判定信号を入力し、各ビットの対数尤度比をデインタリーブし、デインタリーブした対数尤度比を復号器 502 へ出力する。

【0096】

復号部 502 は、デインタリーブ 501 から入力した各ビットの対数尤度比の復号処理を行い、復号により信頼度が向上した情報ビットおよびパリティビットの対数尤度比をインタリーブ 503 へ出力する。

30

【0097】

インタリーブ 503 は、復号器 502 から復号後の各ビットの対数尤度比を入力し、各ビットの対数尤度比をインタリーブし、インタリーブした対数尤度比をシンボルレプリカ生成部 504 へ出力する。

【0098】

シンボルレプリカ生成部 504 は、インタリーブ 503 から各ビットの対数尤度比を入力してシンボルレプリカを生成し、生成したシンボルレプリカを周波数領域変換部 208 へ出力する。繰り返し (i - 1)、時間領域のシンボル t のシンボルレプリカ

【0099】

【数 19】

$$\hat{s}^{(i-1)}(t)$$

40

は、例えば、変調方式が QPSK の場合、次式 (14) で表される。

【0100】

【数 20】

$$\hat{s}^{(i-1)}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{b}^{(i-1)}(2t) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \hat{b}^{(i-1)}(2t+1) \quad (14)$$

50

また、例えば、変調方式が 16QAM の場合、次式 (15) で表される。

【0101】

【数21】

$$\hat{s}^{(i-1)}(t) = \frac{1}{\sqrt{10}} \hat{b}^{(i-1)}(4t) (2 - \hat{b}^{(i-1)}(4t+2)) + j \frac{1}{\sqrt{10}} \hat{b}^{(i-1)}(4t+1) (2 - \hat{b}^{(i-1)}(4t+3)) \quad (15)$$

ここで、

【0102】

【数22】

$$\hat{b}^{(i-1)}(p)$$

10

はシンボルを構成するビット p のビットレプリカを示し、次式 (16) で表される。

【0103】

【数23】

$$\hat{b}^{(i-1)}(p) = \tanh \left(\frac{b^{(i-1)}(p)}{2} \right) \quad (16)$$

20

ここで、 $b^{(i-1)}(p)$ はビット p の対数尤度比を示す。

【0104】

また、復号/レプリカ生成部 207 は、減算器 505 およびインタリーブ 506 を追加で備え、上述したように、必要に応じて復号器外部情報を生成しシンボル系列推定部 206 へ出力することもできる。

【0105】

減算器 505 は、デインタリーブ 501 から入力した各ビットの対数尤度比と復号器 502 から入力した復号後の各ビットの対数尤度比との差分を計算することで復号器外部情報を抽出する。インタリーブ 506 は、減算器 505 から入力した各ビットの復号器外部情報をインタリーブし、インタリーブした復号器外部情報をシンボル系列推定部 206 へ出力する。

30

【0106】

2.6) 効果

上述したように、本発明の第 1 実施例によれば、受信 SINR が良いときに信号点間距離の小さな高次変調を使用せずに、信号点間距離の大きな低次変調を使用し、広帯域に生成したスペクトルの一部 (部分スペクトル) を選択して送信する。非送信スペクトルによるシンボル間干渉は、受信装置で干渉除去あるいは系列推定により分離することにより、従来と同様の周波数利用効率で残留マルチパス干渉に強いシングルキャリア信号の高速無線伝送を実現できる。

40

【0107】

3. 第 2 実施例

上述した第 1 実施例では、部分スペクトル伝送を用いて SISO (Single Input Single Output) 通信を行う場合を例示したが、本発明はこれに限定されるものではない。次に説明するように、部分スペクトル伝送を用いて MIMO (Multiple Input Multiple Output) 多重通信を行なう場合に適用することもできる。次世代移動通信の上りリンクでは、セルスループット向上のためマルチユーザ MIMO 通信が期待されている。マルチユーザ MIMO 通信では、複数のユーザが同一周波数で同時にデータ信号を送信する。

【0108】

図 10 はマルチユーザ MIMO 通信システムの構成を示すブロック図である。同時送信

50

ユーザ数あるいは送信アンテナ数を M (M は2以上の整数)とすると、ユーザの送信装置1001-1~1001- M は、それぞれ情報ビット系列を誤り訂正符号化して変調する。ユーザの送信アンテナ1002-1~1002- M は、それぞれのユーザの変調された信号を無線送信する。受信アンテナ1003-1~1003- N は、それぞれのユーザの送信信号の多重信号を受信する。受信装置1004は、それぞれのユーザのデータ信号を分離して復調し、誤り訂正復号を行い、受信ビット列を出力する。

【0109】

図10に示す本実施例によるマルチユーザMIMO通信システムでは、各ユーザの送信装置1001-1~1001- M は、図4に示す送信装置と同様の構成を有するものとする。すなわち、上述したように、情報ビットを符号化、低次変調し、周波数領域の信号に変換した後、部分スペクトル選択あるいは狭帯域の送信フィルタ処理を行い、時間領域の信号に変換することにより送信信号を生成する。

10

【0110】

受信装置1004は、アンテナ受信信号を周波数領域の信号に変換し、周波数領域の処理によりチャンネル推定し、受信信号を等化し、等化信号を時間領域の信号に変換して復号する。さらに、それぞれの復号結果から周波数領域のシンボルレプリカを生成し、周波数領域においてアンテナ干渉除去、マルチパス干渉除去と部分スペクトル選択に起因するシンボル間干渉のうち判定シンボル点から離れたシンボルのシンボル間干渉を除去し、時間領域において判定シンボル点の近傍のシンボルを系列推定により分離する。以下、詳述する。

20

【0111】

3.1) 受信装置

図11は本発明の第2実施例による受信装置の概略的構成を示すブロック図である。受信装置1004は、周波数領域変換部1101-1~1101- N 、受信フィルタ1102-1~1102- N 、チャンネル推定部1103、繰り返しMIMO等化部1104、時間領域変換部1105-1~1105- M 、シンボル系列推定部1106-1~1106- M 、復号/レプリカ生成部1107-1~1107- M 、および周波数領域変換部1108-1~1108- M を有する。

【0112】

周波数領域変換部1101-1~1101- N は、それぞれアンテナ受信信号を入力し、時間領域から周波数領域に変換した後、周波数領域の信号を受信フィルタ1102-1~1102- N へそれぞれ出力する。

30

【0113】

受信フィルタ1102-1~1102- N は、周波数領域変換部1101-1~1101- N から周波数領域の受信信号をそれぞれ入力し、フィルタ処理によりシンボル波形整形と雑音抑圧を行い、チャンネル推定部1103および繰り返しMIMO等化部1104へそれぞれ出力する。受信フィルタ1102-1~1102- N には、例えば、ナイキスト帯域の $1/B$ 帯域のレイズドコサインロールオフフィルタが用いられる。

【0114】

チャンネル推定部1103は、受信フィルタ1102-1~1102- N から周波数領域のリファレンス受信信号を入力し、所定のリファレンス信号との相関計算により送受信アンテナ間のチャンネル推定値を計算する。計算されたチャンネル推定値は繰り返しMIMO等化部1104へ出力される。

40

【0115】

繰り返しMIMO等化部1104は、受信フィルタ1102-1~1102- N の各々から周波数領域の受信信号を、チャンネル推定部1103からチャンネル推定値を、周波数領域変換部1108-1~1108- M の各々から対応する送信アンテナのシンボルレプリカをそれぞれ入力し、等化および干渉除去を行う。すなわち、送受信アンテナ間のチャンネル推定値に基づいて計算された等化ウェイトによりアンテナ受信信号を等化し、各送信アンテナのシンボルレプリカを用いて受信信号からアンテナ干渉を除去し、残留マルチパス

50

干渉および部分スペクトル伝送に起因するシンボル間干渉のうち判定シンボル点から離れたシンボルのシンボル間干渉を除去する。こうして干渉除去された信号が時間領域変換部 1105-1 ~ 1105-M へそれぞれ出力される。

【0116】

時間領域変換部 1105-1 ~ 1105-M は、繰り返し MIMO 等化部 1104 から干渉除去後の信号をそれぞれ入力し、周波数領域から時間領域に変換した後、時間領域の信号をシンボル系列推定部 1106-1 ~ 1106-M へそれぞれ出力する。

【0117】

シンボル系列推定部 1106-1 ~ 1106-M は、時間領域変換部 1105-1 ~ 1105-M から時間領域の信号をそれぞれ入力し、判定シンボル点の近傍のシンボルを系列推定により分離し、軟判定信号を復号/レプリカ生成部 1107-1 ~ 1107-M へそれぞれ出力する。なお、シンボル系列推定部 1106-1 ~ 1106-M は、演算量削減のために、系列推定を初回の受信時のみ行う構成が考えられる。

【0118】

復号/レプリカ生成部 1107-1 ~ 1107-M は、シンボル系列推定部 1106-1 ~ 1106-M から時間領域の信号をそれぞれ復号し、受信ビット列として出力する。また、復号/レプリカ生成部 1107-1 ~ 1107-M は、復号により信頼度が向上した情報ビットおよびパリティビットを用いて時間領域のシンボルレプリカを生成し、周波数領域変換部 1108-1 ~ 1108-M へ出力する。

【0119】

周波数領域変換部 1108-1 ~ 1108-M は、復号/レプリカ生成部 1107-1 ~ 1107-M から時間領域のシンボルレプリカを入力し、それを周波数領域に変換した後、その周波数領域のシンボルレプリカを繰り返し MIMO 等化部 1104 へ出力する。

【0120】

3.2) 繰り返し MIMO 等化部

図 12 は図 11 に示す受信装置における繰り返し MIMO 等化部 1104 の詳細な機能的構成を示すブロック図である。繰り返し MIMO 等化部 1104 は、アンテナ干渉レプリカ生成部 1201、アンテナ干渉除去部 1202、等化ウェイト計算部 1203、等化フィルタ 1204、等化後チャネル利得生成部 1205、等化所望成分生成部 1206、残留マルチパス干渉レプリカ生成部 1207、残留マルチパス干渉除去部 1208、シンボル間干渉レプリカ生成部 1209、およびシンボル間干渉除去部 1210 を有する。

【0121】

アンテナ干渉レプリカ生成部 1201 は、チャネル推定部 1103 からチャネル推定値を入力し、周波数領域変換部 1108-1 ~ 1108-M から各送信アンテナのシンボルレプリカをそれぞれ入力し、アンテナ干渉レプリカを生成してアンテナ干渉除去部 1202 へ出力する。

【0122】

アンテナ干渉除去部 1202 は、受信フィルタ 1102-1 ~ 1102-N から周波数領域の受信信号を、アンテナ干渉レプリカ生成部 1201 からアンテナ干渉レプリカをそれぞれ入力し、受信信号からアンテナ干渉レプリカを減算して干渉を除去し、アンテナ干渉除去した信号を等化フィルタ 1204 へ出力する。送信サブキャリア k' 、繰り返し i 、アンテナ干渉除去後の送信アンテナ m ($= 1, 2, \dots, M$) の受信信号ベクトル $R_m^{(i)}(k')$ は次式 (17) で表される。

【0123】

【数 24】

$$\mathbf{R}_m^{(i)}(k') = \mathbf{R}(k') - \sum_{m'=1, m' \neq m}^M \mathbf{H}_{m'}(k') \hat{S}_{m'}^{(i-1)}(k') \quad (17)$$

【0124】

ここで、 $R(k')$ は送信サブキャリア k' のアンテナ受信信号ベクトルを示し、 $H_m(k')$ は送信サブキャリア k' 、送信アンテナ m のチャンネル推定値ベクトルを示し、

【0125】

【数25】

$$\hat{S}_m^{(i-1)}(k')$$

は、送信サブキャリア k' 、繰り返し $(i-1)$ 、送信アンテナ m の復号後シンボルレプリカを示す。

【0126】

10

等化ウェイト計算部1203は、チャンネル推定部1103からチャンネル推定値を入力し、等化ウェイトを計算して等化フィルタ1204および等化後チャンネル利得生成部1205へそれぞれ出力する。等化ウェイト計算部1203には、一般に、Zero Forcing法、最小平均2乗誤差法(MMSE: Minimum Mean Square Error)が用いられる。MMSEを用いた場合、送信サブキャリア k' 、繰り返し i 、送信アンテナ m の等化ウェイトベクトル $W_m^{(i)}(k')$ は次式(18)で表される。

【0127】

【数26】

$$W_m^{(i)}(k') = H_m^H(k') [H(k')P^{(i)}H^H(k') + \sigma^2 I]^{-1} \tag{18}$$

20

【0128】

ここで、 $H(k')$ は送信サブキャリア k' のチャンネル推定値行列を示し、 $P^{(i)}$ は繰り返し i の残留干渉電力行列を示し、 I は単位行列を示す。ただし、上付き添字 H はエルミート転置を示す。また、残留干渉電力行列 $P^{(i)}$ は、次式(19)で表される。

【0129】

【数27】

$$P^{(i)} = \text{diag}[\rho_1^{(i)}, \dots, \rho_M^{(i)}] \tag{19}$$

【0130】

ここで、 $\rho_m^{(i)}$ は送信アンテナ m の残留干渉電力係数であり、次式(20)で表される。

30

【0131】

【数28】

$$\rho_m^{(i)} = 1 - \frac{1}{T} \sum_{t=1}^T |\hat{S}_m^{(i-1)}(t)|^2 \tag{20}$$

ここで、

【0132】

【数29】

$$\hat{S}_m^{(i-1)}(t)$$

40

は時間領域の送信アンテナ m のシンボルレプリカを示す。なお、初回の等化時の残留干渉電力係数 $\rho_m^{(1)} = 1$ である。

【0133】

等化フィルタ1204は、アンテナ干渉除去部1202からアンテナ干渉除去した信号を、等化ウェイト計算部1203から等化ウェイトをそれぞれ入力し、アンテナ干渉除去信号に等化ウェイトをサブキャリア毎に乗じることにより送信装置で送信したスペクトルに対応する受信信号を等化する。こうして等化された信号が残留マルチパス干渉除去部1208へ出力される。

50

【 0 1 3 4 】

等化後チャネル利得生成部 1 2 0 5 は、チャネル推定部 1 1 0 3 からチャネル推定値を、等化ウェイト計算部 1 2 0 3 から等化ウェイトをそれぞれ入力し、等化後チャネル利得を生成して等化所望成分生成部 1 2 0 6 および残留マルチパス干渉レプリカ生成部 1 2 0 7 へそれぞれ出力する。

【 0 1 3 5 】

等化所望成分生成部 1 2 0 6 は、等化後チャネル利得生成部 1 2 0 5 から等化後チャネル利得を入力し、等化後チャネル利得の平均値である等化所望成分を計算して残留マルチパス干渉レプリカ生成部 1 2 0 7 およびシンボル間干渉レプリカ生成部 1 2 0 9 へそれぞれ出力する。繰り返し i 、送信アンテナ m の等化所望成分 $A_m^{(i)}$ は次式 (21) で表される。

10

【 0 1 3 6 】

【 数 3 0 】

$$A_m^{(i)} = \frac{1}{K_{TX}} \sum_{k' \in K'} \mathbf{W}_m^{(i)}(k') \mathbf{H}_m(k') \quad (21)$$

【 0 1 3 7 】

残留マルチパス干渉レプリカ生成部 1 2 0 7 は、等化後チャネル利得生成部 1 2 0 5 から等化後チャネル利得を、等化所望成分生成部 1 2 0 6 から等化所望成分を、周波数領域変換部 1 1 0 8 - 1 ~ 1 1 0 8 - M から各送信アンテナのシンボルレプリカをそれぞれ入力し、残留マルチパス干渉レプリカを生成して残留マルチパス干渉除去部 1 2 0 8 へ出力する。

20

【 0 1 3 8 】

残留マルチパス干渉除去部 1 2 0 8 は、等化フィルタ 1 2 0 4 から等化信号を、残留マルチパス干渉レプリカ生成部 1 2 0 7 から残留マルチパス干渉レプリカをそれぞれ入力し、等化信号から残留マルチパス干渉レプリカを減算して干渉を除去する。こうして残留マルチパス干渉が除去された等化信号がシンボル間干渉除去部 1 2 1 0 へ出力される。送信サブキャリア k' 、繰り返し i 、送信アンテナ m の残留マルチパス干渉除去後の等化信号

【 0 1 3 9 】

【 数 3 1 】

$$\hat{R}_m^{(i)}(k')$$

30

は次式 (22) で表される。

【 0 1 4 0 】

【 数 3 2 】

$$\hat{R}_m^{(i)}(k') = \mathbf{W}_m^{(i)}(k') \mathbf{R}_m^{(i)}(k') - \left(\mathbf{W}_m^{(i)}(k') \mathbf{H}_m(k') - A_m^{(i)} \right) \hat{S}_m^{(i-1)}(k') \quad (22)$$

【 0 1 4 1 】

シンボル間干渉レプリカ生成部 1 2 0 9 は、等化所望成分生成部 1 2 0 6 から等化所望成分を、周波数領域変換部 1 1 0 8 - 1 ~ 1 1 0 8 - M から各送信アンテナのシンボルレプリカをそれぞれ入力し、シンボル間干渉レプリカを生成してシンボル間干渉除去部 1 2 1 0 へ出力する。

40

【 0 1 4 2 】

シンボル間干渉除去部 1 2 1 0 は、残留マルチパス干渉除去部 1 2 0 8 からマルチパス干渉除去された等化信号を、シンボル間干渉レプリカ生成部 1 2 0 9 からシンボル間干渉レプリカをそれぞれ入力し、送信装置で送信しなかったスペクトルをレプリカにより再生することによりシンボル間干渉を除去する。こうしてシンボル間干渉が除去された信号が時間領域変換部 1 1 0 5 - 1 ~ 1 1 0 5 - M へそれぞれ出力される。サブキャリア k 、繰り返し i 、送信アンテナ m のシンボル間干渉除去後の信号

50

【 0 1 4 3 】

【 数 3 3 】

$$\tilde{R}_m^{(i)}(k)$$

は次式 (2 3) で表される。

【 0 1 4 4 】

【 数 3 4 】

$$\tilde{R}_m^{(i)}(k) = \hat{R}_m^{(i)}(k) + (1 - G(k)) A_m^{(i)} \hat{S}_m^{(i-1)}(k) \quad (23)$$

10

【 0 1 4 5 】

図 1 1 に示すシンボル系列推定部 1 1 0 6 - 1 ~ 1 1 0 6 - M および復号 / レプリカ生成部 1 1 0 7 - 1 ~ 1 1 0 7 - M の詳細な構成は、図 7 および図 9 にそれぞれ示されたブロック図と基本的に同じである。また、それらの動作も第 1 実施例におけるシンボル系列推定部 2 0 6 および復号 / レプリカ生成部 2 0 7 と同様である。

【 0 1 4 6 】

3 . 3) 効果

以上の構成により、本発明の第 2 実施例によれば、受信 S I N R が良いときに信号点間距離の小さな高次変調を使用せずに、信号点間距離の大きな低次変調を用いて広帯域に生成したスペクトルの一部を送信し、非送信スペクトルによるシンボル間干渉を受信装置で干渉除去あるいは系列推定により分離する。これにより、周波数利用効率を維持したまま、残留アンテナ干渉および残留マルチパス干渉に強いシングルキャリア信号の高速無線 M I M O 伝送を実現できる。

20

【 0 1 4 7 】

なお、本実施例では、送信アンテナ信号の復調、復号、干渉除去を並列処理により行う構成を示したが、送信アンテナ信号の受信電力あるいは受信品質に基づき順序付けし、復調、復号、干渉除去を直列処理により行う構成も考えられ、そのような構成も本発明に含まれる。

【 0 1 4 8 】

また、本実施例ではマルチユーザ M I M O 通信を例にあげたが、1 ユーザが複数の送信装置 (あるいは送信アンテナ) を備え、各送信アンテナから異なるデータ信号を送信するシングルユーザ M I M O 通信を行なう場合も本発明に含まれる。

30

【 0 1 4 9 】

さらに、本実施例では、各アンテナ信号は個別に誤り訂正符号化、変調を行なっているが、全てのアンテナ信号で共通に誤り訂正符号化、変調を行う構成も考えられ、そのような構成も本発明に含まれる。

【 0 1 5 0 】

また、上述した第 1 実施例では、復号後の各ビットの対数尤度比を用いて軟判定レプリカを生成し、残留マルチパス干渉およびシンボル間干渉を除去し、さらに第 2 実施例ではアンテナ干渉も除去したが、復号後の各ビットの硬判定値を用いて硬判定レプリカを生成する構成も考えられ、そのような構成も本発明に含める。また、復号を通さず、復調信号からレプリカを生成する構成も考えられ、そのような構成も本発明に含まれる。さらに、復号器の外部情報を用いて軟判定レプリカを生成する構成も考えられ、そのような構成も本発明に含まれる。

40

【 産業上の利用可能性 】

【 0 1 5 1 】

本発明はシングルキャリア信号の無線送受信装置に適用可能である。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 1 5 2 】

【 図 1 】 (A) は部分スペクトル選択により送信した場合のシンボルのインパルス応答を

50

示す波形図であり、(B)はナイキスト帯域の送信スペクトルにより送信した場合のシンボルのインパルス応答を示す波形図である。

【図2】(A)は本発明の一実施形態による通信システムにおけるスペクトル再生法によるマルチパス干渉の除去を説明するためのスペクトル図、(B)は、比較例として、ナイキスト帯域の送信スペクトルによるマルチパス干渉の除去を説明するためのスペクトル図である。

【図3】周波数領域のスペクトル再生と時間領域のシンボル系列推定とによる干渉除去について説明するための部分スペクトル伝送時の波形図である。

【図4】本発明の第1実施例による通信システムにおける送信装置の概略的構成を示すブロック図である。

【図5】本発明の第1実施例による通信システムにおける受信装置の概略的構成を示すブロック図である。

【図6】図5に示す受信装置における繰り返し等化部204の詳細な機能的構成例を示すブロック図である。

【図7】図5に示す受信装置におけるシンボル系列推定部206の詳細な機能的構成例を示すブロック図である。

【図8】 $L = 4$ (状態数16)とした場合の系列推定部403のトレリス状態遷移図である。

【図9】図5に示す受信装置における復号/レプリカ生成部207の詳細な機能的構成例を示すブロック図である。

【図10】マルチユーザMIMO通信システムの構成を示すブロック図である。

【図11】本発明の第2実施例による受信装置の概略的構成を示すブロック図である。

【図12】図11に示す受信装置における繰り返しMIMO等化部1104の詳細な機能的構成を示すブロック図である。

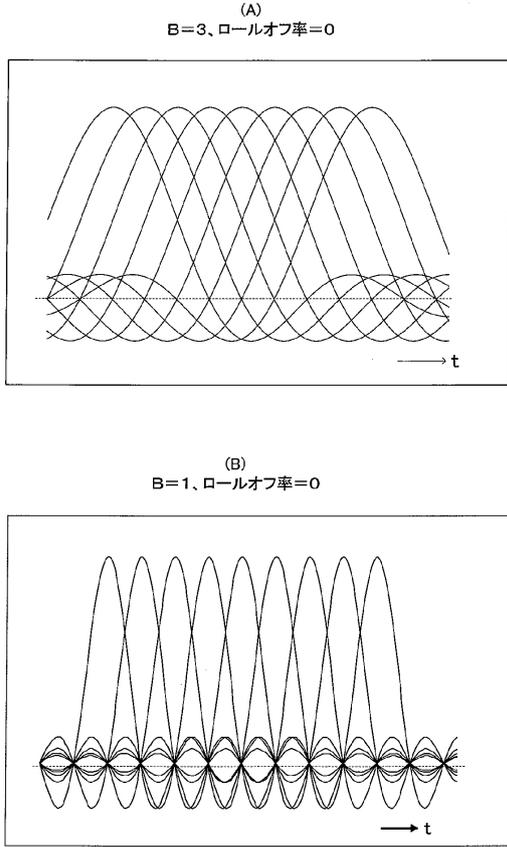
【符号の説明】

【0153】

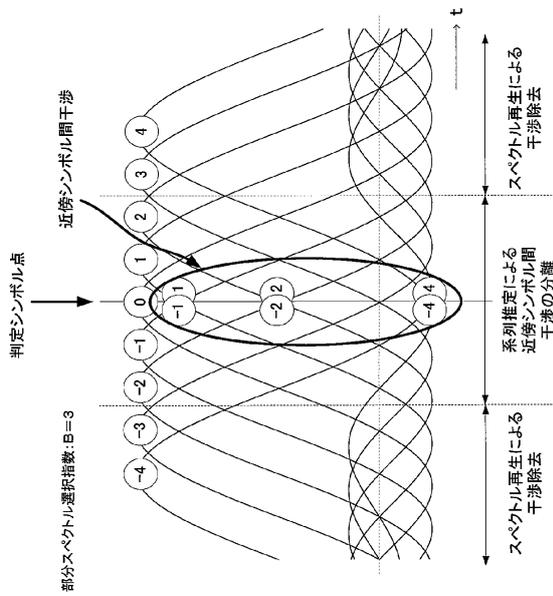
101	符号化部	
102	低次変調部	
103	周波数領域変換部	
104	部分スペクトル選択部(送信フィルタ)	30
105	時間領域変換部	
201	周波数領域変換部	
202	受信フィルタ	
203	チャネル推定部	
204	繰り返し等化部	
205	時間領域変換部	
206	シンボル系列推定部	
207	復号/レプリカ生成部	
208	周波数領域変換部	
301	等化ウェイト計算部	40
302	等化フィルタ	
303	等化後チャネル利得生成部	
304	等化所望成分生成部	
305	残留マルチパス干渉レプリカ生成部	
306	残留マルチパス干渉除去部	
307	シンボル間干渉レプリカ生成部	
308	シンボル間干渉除去部	
401	近傍シンボル間干渉生成部	
402	近傍シンボル間干渉加算部	
403	系列推定部	50

4 0 4	対数尤度比計算部	
4 0 5	減算器	
5 0 1	デインタリーバ	
5 0 2	復号器	
5 0 3	インタリーバ	
5 0 4	シンボルレプリカ生成部	
5 0 5	減算器	
5 0 6	インタリーバ	
1 0 0 1 - 1 ~ 1 0 0 1 - M	ユーザ送信装置	
1 0 0 2 - 1 ~ 1 0 0 2 - M	送信アンテナ	10
1 0 0 3 - 1 ~ 1 0 0 3 - N	受信アンテナ	
1 0 0 4	受信装置	
1 1 0 1 - 1 ~ 1 1 0 1 - N	周波数領域変換部	
1 1 0 2 - 1 ~ 1 1 0 2 - N	受信フィルタ	
1 1 0 3	チャンネル推定部	
1 1 0 4	繰り返しMIMO等化部	
1 1 0 5 - 1 ~ 1 1 0 5 - M	時間領域変換部	
1 1 0 6 - 1 ~ 1 1 0 6 - M	シンボル系列推定部	
1 1 0 7 - 1 ~ 1 1 0 7 - M	復号/レプリカ生成部	
1 1 0 8 - 1 ~ 1 1 0 8 - M	周波数領域変換部	20
1 2 0 1	アンテナ干渉レプリカ生成部	
1 2 0 2	アンテナ干渉除去部	
1 2 0 3	等化ウェイト計算部	
1 2 0 4	等化フィルタ	
1 2 0 5	等化後チャンネル利得生成部	
1 2 0 6	等化所望成分生成部	
1 2 0 7	残留マルチパス干渉レプリカ生成部	
1 2 0 8	残留マルチパス干渉除去部	
1 2 0 9	シンボル間干渉レプリカ生成部	
1 2 1 0	シンボル間干渉除去部	30

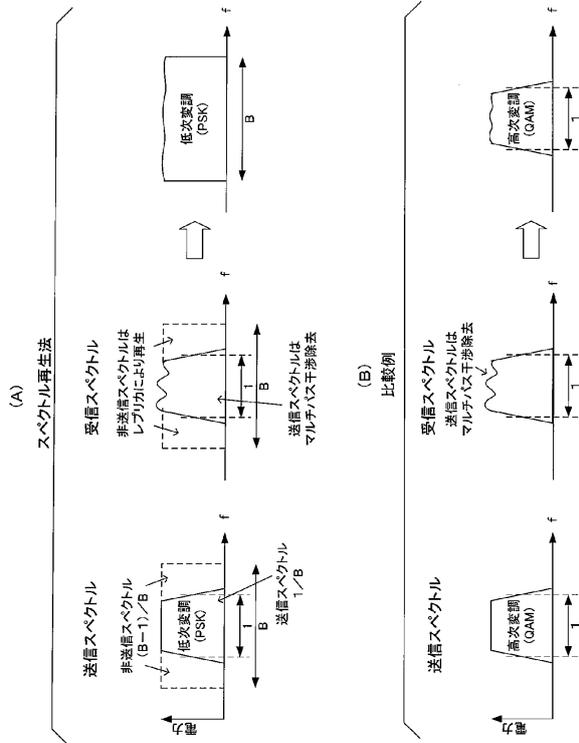
【図1】



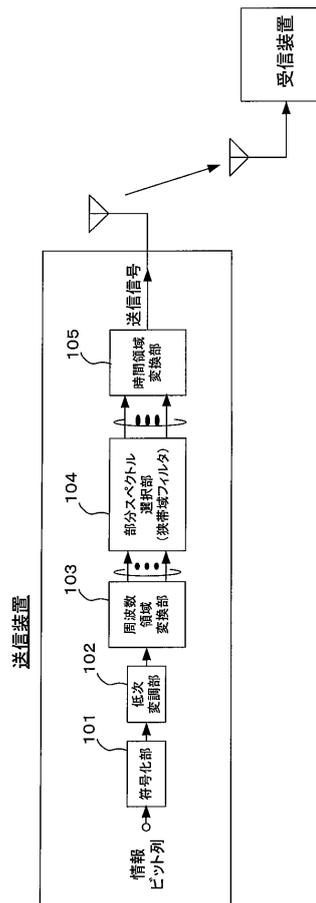
【図3】



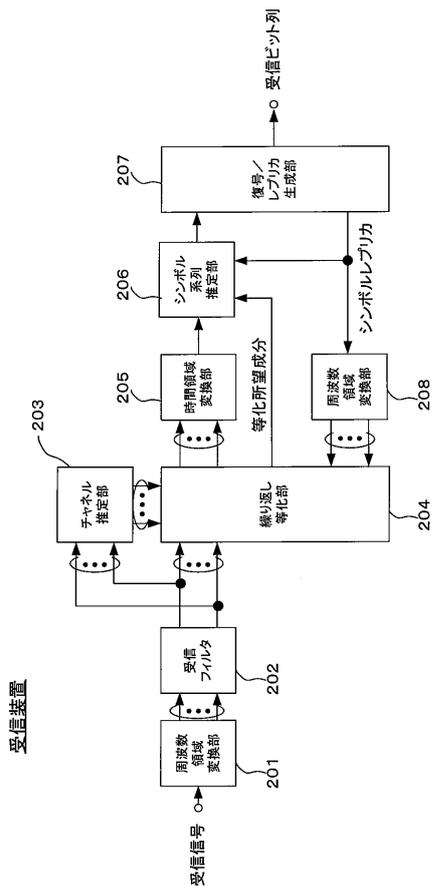
【図2】



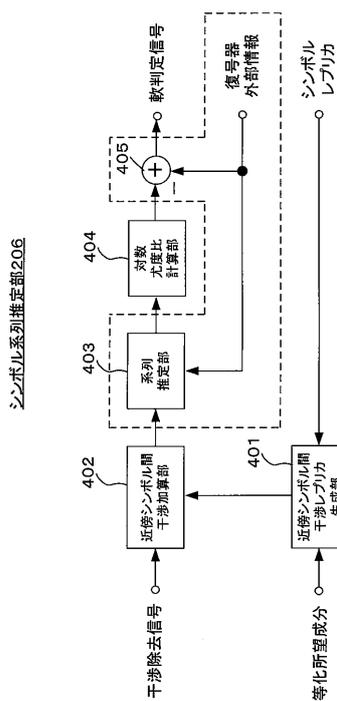
【図4】



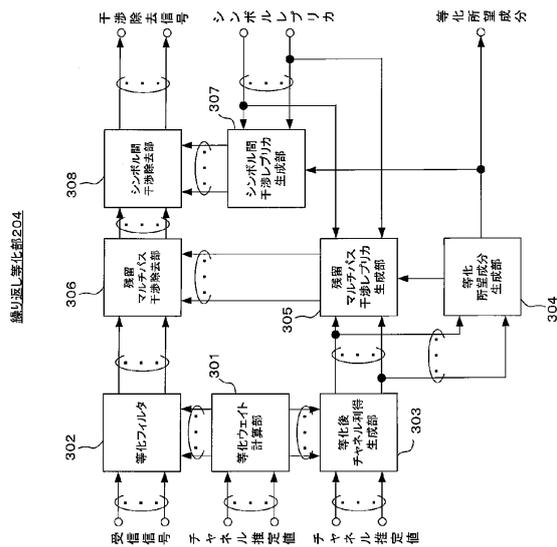
【図5】



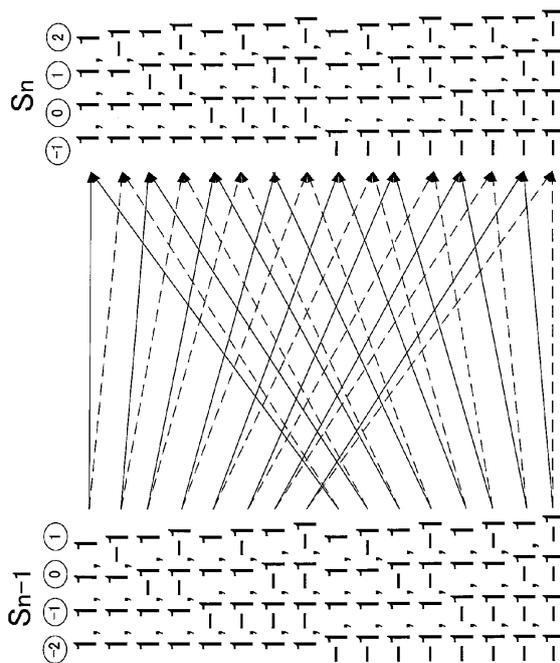
【図7】



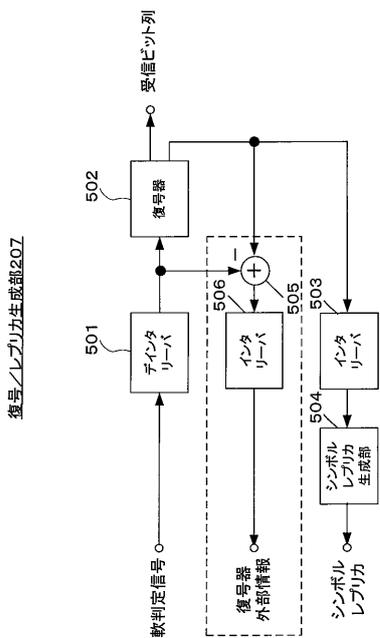
【図6】



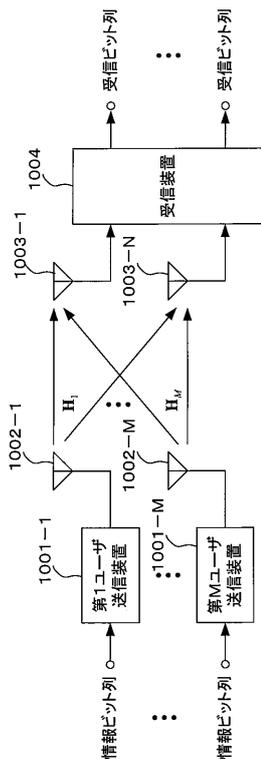
【図8】



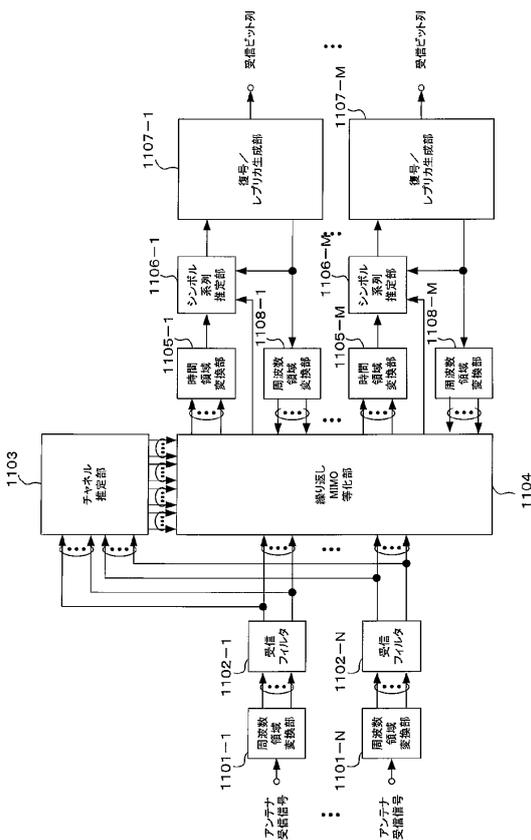
【図9】



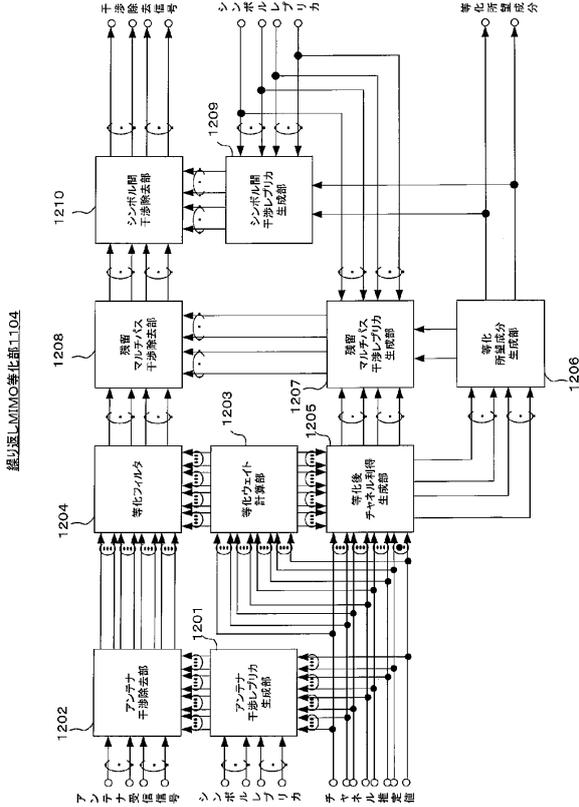
【図10】



【図11】



【図12】



フロントページの続き

(56)参考文献 国際公開第2007/091590(WO, A1)
特許第5157430(JP, B2)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J 11/00
H04L 27/01