

(43) 国際公開日
2007 年 10 月 25 日 (25.10.2007)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2007/119280 A1

- (51) 国際特許分類:
H04J 15/00 (2006.01) H04J 11/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2007/051754
- (22) 国際出願日: 2007 年 2 月 2 日 (02.02.2007)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2006-110871 2006 年 4 月 13 日 (13.04.2006) JP
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 日本電気株式会社 (NEC CORPORATION) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者; および
- (75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 吉田 尚正 (YOSHIDA, Shousei) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内 Tokyo (JP).

木全 昌幸 (KIMATA, Masayuki) [JP/JP]; 〒1088001 東京都港区芝五丁目 7 番 1 号 日本電気株式会社内 Tokyo (JP).

(74) 代理人: 宮崎 昭夫, 外 (MIYAZAKI, Teruo et al.); 〒1070052 東京都港区赤坂 1 丁目 9 番 20 号 第 16 興和ビル 8 階 Tokyo (JP).

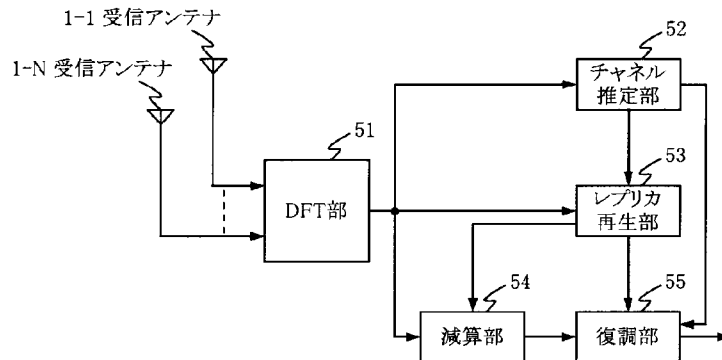
(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY,

[続葉有]

(54) Title: MIMO RECEIVING APPARATUS AND RECEIVING METHOD

(54) 発明の名称: MIMO 受信装置および受信方法



- 1-1... RECEPTION ANTENNA
1-N... RECEPTION ANTENNA
51... DFT PART
52... CHANNEL ESTIMATING PART
53... REPLICA REPRODUCING PART
54... SUBTRACTING PART
55... DEMODULATING PART

(57) Abstract: In a MIMO receiving apparatus, the signals of single carriers transmitted from a plurality of transmission antennas are received by a plurality of reception antennas (1-1 through 1-N) and then separated according to frequency ranges. In this MIMO receiving apparatus, interference replicas of the antennas are eliminated from the received signals (by a subtractor 54) before equalizing the two-dimensional frequency ranges, and non-distorted signal replicas are added (by a demodulating part 55) to the signals from which the interference replicas of the antennas have been eliminated after equalizing the two-dimensional frequency ranges.

[続葉有]



KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

- 国際調査報告書
- 補正書

(57) 要約: 複数の送信アンテナから送信されたシングルキャリアの信号が、複数の受信アンテナ (1-1 ~ 1-N) にて受信され、周波数領域により信号が分離されるMIMO受信装置において、2次元周波数領域等化が行われる前にアンテナの干渉レプリカが受信された信号から (減算部54) にて除去され、2次元周波数領域等化が行われた後にアンテナの干渉レプリカが除去された信号に無歪信号レプリカが (復調部55) にて加算される。

明 細 書

MIMO受信装置および受信方法

技術分野

[0001] 本発明は、無線技術を用いて通信を行う無線通信において、多入力多出力(MIMO: Multiple Input Multiple Output)通信を行うMIMO受信装置および受信方法に関し、特に、シングルキャリアMIMO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MIMO信号分離を行うMIMO受信装置および受信方法に関する。

背景技術

[0002] 次世代移動通信の無線方式では高速データ伝送が要求されている。この高速データ伝送を実現する技術として、複数の送信アンテナから同一の周波数を用いてデータ信号を送信し、複数の受信アンテナを用いてデータ信号の復調を行うMIMO(Multiple Input Multiple Output)多重が注目されている。

[0003] 図1は、MIMO多重を用いた従来のMIMO送受信システムの一構成例を示す図である。

[0004] 図1に示したMIMO送受信システムは、送信アンテナ数を M (M は2以上の整数)、受信アンテナ数を N (N は2以上の整数)とした場合、送信側は送信装置201と送信アンテナ202-1~202- M とから構成され、受信側は受信アンテナ203-1~203- N と受信装置204とから構成されている。複数の送信アンテナ202-1~202- M から異なるデータ信号を同一の周波数を用いて送信し、複数の受信アンテナ203-1~203- N を用いてデータ信号を受信することにより、伝送帯域幅を増加せずに送信アンテナ数に比例した高速データ伝送が行える。受信装置204では複数の受信アンテナ203-1~203- N にて受信した信号から複数の送信アンテナ202-1~202- M から送信されたそれぞれのデータ信号を復調(信号分離)する必要がある。

[0005] このMIMOの信号分離には色々な方式が提案されているが、例えば、最も簡単な方式として最小平均自乗誤差法(MMSE: Minimum Mean Square Error)に基づく線形フィルタを用い、復調対象とする送信アンテナ以外の送信アンテナからの

干渉を抑圧する方式がある。しかし、この方式を用いた場合の受信特性は良いとは言えない。この方式を用いた受信特性を改善するため、MMSEフィルタと送信アンテナ干渉除去とを組み合わせる方式が提案されている。

[0006] また、全ての送信アンテナ信号のレプリカを生成し、最も確からしい送信アンテナ信号を選択する最尤検出法 (MLD: Maximum Likelihood Detection) が考えられている。この検出法は、受信特性が良い反面、送信アンテナ数及び変調多値数の増加に従い、演算量が指数的に増加してしまう。

[0007] 一方、次世代移動通信の上りリンク無線方式では、通信エリア拡大のため、端末では高い送信電力効率を実現する必要があり、低ピーク電力対平均電力比 (PAPR: Peak to Average Power Ratio) のシングルキャリア (SC: Single-Carrier) 方式が有力とされている。SC方式においてMIMO多重を行う場合には、マルチパス干渉が問題となる。また、MIMOの信号分離をMMSEフィルタで行う場合は、MIMOの信号分離とマルチパス干渉の抑圧とを同時に行う、すなわち空間方向と時間方向とのMMSEフィルタ (2次元MMSEフィルタ) が必要となる。そして2次元MMSEフィルタと送信アンテナ干渉除去とを組み合わせた方式が特性に優れ、有望と考えられている。

[0008] 図2は、従来のMIMO受信装置の一構成例を示す図である。

[0009] 図2に示したMIMO受信装置では、2次元MMSE等化と送信アンテナ干渉除去とを周波数領域の信号処理で行うことにより、演算量の増加を抑えている。また、この2次元周波数領域等化とアンテナ干渉除去の受信処理とを繰り返し行うことにより、特性を改善する方法が考えられている (例えば、文献“周波数領域繰り返しPICに2次元MMSE重みを用いるSC-MIMO多重のスループット特性,” 中島昭範, 安達文幸, 信学技報, RCS2005-88, pp. 19-24, 2005年10月. 参照。)

[0010] 図2に示したMIMO受信装置は、M本 (Mは2以上の整数) の送信アンテナから送信されたシングルキャリアMIMO信号をN本 (Nは2以上の整数) の受信アンテナにて受信し、周波数領域の処理によりMIMO信号分離を行うMIMO受信装置である。このMIMO受信装置は、受信アンテナ101-1~101-Nと、サイクリックプリフィクス (CP: Cyclic Prefix) 除去部102-1~102-Nと、離散フーリエ変換 (DFT: Disc

rete Fourier Transform)部103-1~103-Nと、受信フィルタ104-1~104-Nと、減算部105と、チャネル推定部106と、ウェイト計算部107と、2次元周波数領域等化部108と、離散逆フーリエ変換(IDFT:Inverse Discrete Fourier Transform)部109-1~109-Mと、ビット尤度計算部110-1~110-Mと、シンボルレプリカ生成部111-1~111-Mと、DFT部112-1~112-Mと、アンテナ干渉レプリカ生成部113-1~113-Mとから構成されている。

[0011] 図3は、周波数領域等化を用いる場合の無線フレームフォーマットの一例を示す図である。

[0012] 図3に示すフレームは、ある1つの送信アンテナから送信される無線フレーム信号を示している。無線フレーム信号は複数のパイロット信号あるいはデータ信号のブロックで構成され、図3に示した例では先頭にパイロット信号ブロックがあり、その後ろにデータブロックが複数連続する構成になっている。各ブロックの先頭にはDFT処理の際に前ブロックからのマルチパス干渉を回避するためCPが付加される。CPは各ブロックの最後部データを最前部にコピーして生成される信号である。MIMOでは送信アンテナと受信アンテナとの間のチャネル利得を推定する必要があり、各送信アンテナのパイロット信号は互いに直交していることが好ましい。各送信アンテナのパイロット信号の多重方法として、IFDM(Interleaved Frequency Division Multiplexing)方式を用いた周波数多重やサイクリックシフトしたCAZAC(Constant Amplitude Zero Auto-Correlation)符号を用いた符号多重などが考えられている。

[0013] また、図2に示した受信アンテナ101-1~101-Nは、シングルキャリアMIMO信号を受信する。CP除去部102-1~102-Nは、各受信アンテナ信号を入力し、共通のタイミングでCPに相当する部分の信号を除去する。DFT部103-1~103-Nは、CPが除去された各受信アンテナ信号を入力とし、

[0014] [数1]

$$N_{DFT1} (N_{DFT1} \text{は} 2 \text{以上の整数})$$

ポイントのDFTを行い、受信信号を周波数領域に変換する。受信フィルタ104-1~104-Nは、周波数領域で受信信号のフィルタリングを行い、波形整形、雑音抑圧、

ユーザ分離などを行う。受信フィルタ104-1~104-Nには、一般にレイズドコサインロールオフフィルタが用いられる。図2に示した構成では受信フィルタ104-1~104-Nは、周波数領域の信号処理で行っているが、DFT部103-1~103-Nに先立ち時間領域の信号処理で行うこともできる。減算部105は、復調対象の送信アンテナ信号を残し、他の送信アンテナ干渉レプリカを減算する。

[0015] 図4は、受信アンテナnのDFT信号に対する減算部105の一構成例を示す図である。

[0016] 図4に示した減算部105は、レプリカ合成部121-1~121-Mと、減算器122-1~122-Mとから構成されている。レプリカ合成部121-1~121-Mは、復調対象の送信アンテナ信号を除く送信アンテナ干渉レプリカを合成する。減算器122-1~122-Mは、受信アンテナnのDFT信号からレプリカ合成部121-1~121-Mの出力を減算する。

[0017] DFT後のサブキャリア

[0018] [数2]

$$k (1 \leq k \leq N_{\text{DFT}})$$

の受信信号を

[0019] [数3]

$$R(k) (R(k) \text{ は } N \text{ 行の列ベクトル})$$

とし、送信アンテナmの第i繰り返し干渉レプリカを

[0020] [数4]

$$\hat{I}_m^{(i)}(k) (\hat{I}_m^{(i)}(k) \text{ は } N \text{ 行の列ベクトル})$$

とすると、第i繰り返し干渉除去後の送信アンテナmの等化用信号

[0021] [数5]

$$R_m^{(i)}(k) (R_m^{(i)}(k) \text{ は } N \text{ 行の列ベクトル})$$

は次式で表される。

[0022] [数6]

$$R_m^{(i)}(k) = R(k) - \sum_{\substack{m'=1 \\ m' \neq m}}^M \hat{I}_{m'}^{(i)}(k) \quad \dots \text{ (式1)}$$

ここで、最初(第0繰り返し)の受信処理では干渉除去は行わず、受信信号をそのまま用いる。すなわち、

[0023] [数7]

$$R_m^{(0)}(k) = R(k) \quad \dots \text{ (式2)}$$

となる。

[0024] チャネル推定部106は、送信アンテナ毎に挿入されたパイロット信号を用いて周波数領域で送信アンテナと受信アンテナとの間のチャネル利得を推定する。

[0025] 図5は、受信アンテナnにおける送信アンテナmのチャネル利得を求めるチャネル推定部106の一構成例を示す図である。

[0026] 図5に示したチャネル推定部106は、DFT部131と、送受信フィルタ132と、参照信号生成部133と、相関処理部134と、雑音抑圧部135とから構成されている。DFT部131は、送信アンテナmのパイロット符号をDFTし、周波数領域信号に変換する。送受信フィルタ132は、パイロット符号の周波数領域信号を送受信フィルタに通す。参照信号生成部133は、送受信フィルタ132の出力を用いて受信パイロット信号との相関処理に用いるパイロット参照信号を計算する。相関処理部134は、周波数領域のパイロット受信信号とパイロット参照信号との相関処理によりチャネル利得を推定する。雑音抑圧部135は、相関処理部134にて推定されたチャネル利得の雑音を抑圧し、推定されたチャネル利得であるチャネル推定値の信号電力対雑音電力比(S/N比)を改善する。雑音抑圧部135には、隣接するサブキャリアを平均する方法やチャネル推定値を一度IDFTで時間領域に変換し、雑音パスを除去した後にDFTで周波数領域に戻す方法などが考えられている。図5に示した構成を有するチャネル推定部106は、周波数領域の信号処理で行っているが、DFT部103-1～103-Nに先立ち時間領域の信号処理で行うこともできる。

[0027] ウェイト計算部107は、送信アンテナと受信アンテナとの間のチャネル推定値を用いて2次元周波数領域等化のウェイトを計算する。ウェイト計算部107は、一般にMMSEアルゴリズムが用いられる。送信アンテナmの第i繰り返しMMSEウェイト

[0028] [数8]

$W_m^{(i)}(k)$ ($W_m^{(i)}(k)$ はN列の行ベクトル)

は、チャネル推定値行列

[0029] [数9]

$\hat{H}(k)$ ($\hat{H}(k)$ はN行M列の行列)

と雑音電力

[0030] [数10]

σ^2

を用いて、次式で計算される。

[0031] [数11]

$$W_m^{(i)}(k) = \hat{H}_m^H(k) [\hat{H}(k) G_m^{(i)} \hat{H}^H(k) + \sigma^2 I]^{-1} \quad \dots \text{ (式3)}$$

ここで、

[0032] [数12]

$$\hat{H}(k) = [\hat{H}_1(k), \dots, \hat{H}_m(k), \dots, \hat{H}_M(k)] \quad \dots \text{ (式4)}$$

である。また、

[0033] [数13]

$\hat{H}_m(k)$ ($\hat{H}_m(k)$ はN行の列ベクトル)

は、送信アンテナmと受信アンテナとの間のチャネル推定値である。

[0034] [数14]

$$G_m^{(i)}$$

は、送信アンテナmの第i繰り返し干渉除去考慮行列であり、次式で表される。

[0035] [数15]

$$G_m^{(i)} = \text{diag}[g_{m,1}^{(i)}, \dots, g_{m,m'}^{(i)}, \dots, g_{m,M}^{(i)}] \quad \dots \quad (\text{式5})$$

ここで、

[0036] [数16]

$$g_{m,m'}^{(i)}$$

は、例えば、送信アンテナmの時間領域の第i繰り返し軟判定シンボルレプリカ

[0037] [数17]

$$\hat{d}_m^{(i)}(t)$$

の平均電力を用いて次式で計算される。

[0038] [数18]

$$g_{m,m'}^{(i)} = \begin{cases} 1 - \frac{1}{N_{\text{SYMB}}} \sum_{t=1}^{N_{\text{SYMB}}} |\hat{d}_{m'}^{(i-1)}(t)|^2 & (m' \neq m) \\ 1 & (m' = m) \end{cases} \quad \dots \quad (\text{式6})$$

ここで、

[0039] [数19]

$$N_{\text{SYMB}}$$

は、データブロックのシンボル数である。

[0040] 2次元周波数領域等化部108は、ウエイト計算部107にて計算された2次元等化ウエイトと減算部105の出力とを入力とし、それぞれをサブキャリア毎に乗じることにより、周波数領域でMIMO信号分離とマルチパス干渉抑圧とを同時に行う。ウエイト計

算部107にて計算されたウェイトを

[0041] [数20]

$$W_m^{(i)}(k)$$

とし、また、減算部105の出力を

[0042] [数21]

$$R_m^{(i)}(k)$$

とすると、2次元周波数領域等化部108にて2次元等化された送信アンテナmの等化信号

[0043] [数22]

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

は、次式で表される。

[0044] [数23]

$$\tilde{R}_m^{(i)}(k) = W_m^{(i)}(k) R_m^{(i)}(k) \quad \dots \quad (\text{式7})$$

IDFT部109-1~109-Mは、2次元周波数領域等化部108の出力である各送信アンテナの等化信号を入力とし、

[0045] [数24]

$$N_{\text{IDFT}} (N_{\text{IDFT}} \text{は} 2 \text{以上の整数})$$

ポイントのIDFTを行い、等化信号を時間領域に変換する。IDFT部109-1~109-Mの第i繰り返し($i \geq 1$)の出力が最終的な復調信号となる。

[0046] ビット尤度計算部110-1~110-Mは、各送信アンテナの等化信号から送信されたビット毎に尤度を計算する。ビット尤度計算部110-1~110-Mは、ビットを硬判定する場合も含める。

[0047] シンボルレプリカ生成部111-1~111-Mは、各送信アンテナから送信されたビ

ットの尤度から送信アンテナ m のシンボルレプリカを生成する。シンボルレプリカ生成部111-1~111-Mにおいては、硬判定シンボルレプリカを生成する方法、硬判定シンボルレプリカを生成し、所定のレプリカ重み係数(1以下の定数)を乗算する方法、軟判定シンボルレプリカを生成する方法などが用いられる。特に、軟判定シンボルレプリカを生成する方法は特性が良い。

[0048] DFT部112-1~112-Mは、シンボルレプリカ生成部111-1~111-Mにて生成された各送信アンテナのシンボルレプリカを入力とし、

[0049] [数25]

$$N_{\text{DFT2}} (N_{\text{DFT2}} \text{は} 2 \text{以上の整数})$$

ポイントのDFTを行い、シンボルレプリカを周波数領域に変換する。

[0050] アンテナ干渉レプリカ生成部113-1~113-Mは、各送信アンテナの周波数領域のシンボルレプリカ信号とチャネル推定値とを用いて送信アンテナ干渉レプリカを生成する。送信アンテナ m の周波数領域のシンボルレプリカ信号を

[0051] [数26]

$$\hat{D}_m^{(i)}(k)$$

とし、また、チャネル推定値を

[0052] [数27]

$$\hat{H}_m(k)$$

とすると、送信アンテナ m の第 i 繰り返し干渉レプリカ

[0053] [数28]

$$\hat{I}_m^{(i)}(k)$$

は、次式で表される。

[0054] [数29]

$$\hat{I}_m^{(i)}(k) = \hat{H}_m(k) \hat{D}_m^{(i-1)}(k) \quad \dots \quad (\text{式8})$$

以上に述べたように、従来のMIMO受信装置では、2次元周波数領域等化とアンテナ干渉除去をチャネル推定も含めて周波数領域で行うことにより、時間領域の信号処理と比べ演算量を大幅に削減するとともに、タイミング誤差の影響を受けないという特徴がある。

- [0055] しかし、従来のMIMO受信装置は、2次元周波数領域等化とアンテナ干渉除去の繰り返し受信処理において時間方向は変わらず線形処理を継続しており、2次元周波数領域等化の収束後のウェイトは復調対象の送信アンテナ信号に対してMMSEウェイトになり、繰り返しを重ねても等化による雑音強調は残存してしまうという問題点がある。そのため、最も特性が優れるMLDの受信特性には及ばない。

発明の開示

- [0056] 本発明は、上述したような課題を解決するため、シングルキャリアMIMO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MIMO信号分離を行うMIMO受信装置において、2次元周波数領域等化前で全てのアンテナ干渉レプリカを除去し、2次元周波数領域等化後で送信アンテナ毎に無歪信号レプリカを加算する構成をとることにより、アンテナ干渉除去と2次元周波数領域等化のウェイト計算の演算量を削減できるとともに、他アンテナ干渉のみならず復調対象の送信アンテナのマルチパス干渉も除去できるため、優れたMIMO受信特性を実現できるMIMO受信装置および受信方法を提供することを目的とする。

- [0057] 上記目的を達成するために本発明は、
送信装置に設けられた複数の送信アンテナから送信されたシングルキャリアの信号を、複数の受信アンテナにて受信し、周波数領域により前記信号を分離するMIMO受信装置であって、

前記受信アンテナにて受信された信号を第1のポイントで離散フーリエ変換するDFT部と、

前記送信アンテナから送信された信号に挿入されているパイロット信号を用いて前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル利得を推定するチャネル推定

部と、

前記チャネル利得を用いて計算されたウエイトに基づいて2次元周波数領域等化を行うとともに、各送信アンテナの干渉レプリカと無歪信号レプリカとを生成するレプリカ再生部と、

前記DFT部にて離散フーリエ変換された信号から全ての送信アンテナの前記干渉レプリカを除去する減算部と、

前記干渉レプリカを除去された信号について前記チャネル利得を用いて前記減算部の干渉除去に基づいて計算されたウエイトにより2次元周波数領域等化を行い、等化された信号に前記無歪信号レプリカを加算して前記送信アンテナから送信されてきた信号を復調する復調部とを備える。

[0058] また、前記レプリカ再生部の後段にさらに複数の減算部と複数のレプリカ再生部とを備え、アンテナ干渉除去とレプリカ再生処理とを繰り返し行うことを特徴とする。

[0059] また、送信アンテナ信号を同時に復調し、アンテナ干渉を並列的に除去することを特徴とする。

[0060] また、送信アンテナ信号を受信品質に基づきオーダリングし、品質のよい送信アンテナ信号から復調し、アンテナ干渉を逐次的に除去することを特徴とする。

[0061] また、前記レプリカ再生部は、

前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル推定値を用いて2次元周波数領域等化のウエイトを計算するウエイト計算部と、

前記ウエイトと前記減算部から出力された信号とを入力とし、それぞれをサブキャリア毎に乗じることにより、周波数領域でMIMO信号分離とマルチパス干渉抑圧とを行って出力する2次元周波数領域等化部と、

前記2次元周波数領域等化部から出力された信号である各送信アンテナの復調信号を第2のポイントで離散逆フーリエ変換するIDFT部と、

各送信アンテナの復調信号に基づいて、送信されたビット毎にビット尤度を計算するビット尤度計算部と、

前記ビット尤度に基づい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と、

前記シンボルレプリカを第3のポイントで離散フーリエ変換するDFT部と、

周波数領域のシンボルレプリカ信号とチャネル推定値とを用いて送信アンテナ干渉レプリカを生成するアンテナ干渉レプリカ生成部と、

前記周波数領域のシンボルレプリカ信号と2次元周波数領域等化後のチャネル利得のサブキャリア平均値を用いて無歪信号レプリカを生成する無歪信号レプリカ生成部とを備えることを特徴とする。

[0062] また、前記復調部は、

前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル推定値を用いて2次元周波数領域等化のウエイトを前記減算部の干渉除去に基づいて計算するウエイト計算部と、

前記ウエイトと前記減算部から出力された信号とを入力とし、それぞれをサブキャリア毎に乗じることにより、周波数領域でMIMO信号分離とマルチパス干渉抑圧とを行って出力する2次元周波数領域等化部と、

前記2次元周波数領域等化部から出力された信号に無歪信号レプリカを加算して出力する加算部と、

前記加算部から出力された信号である各送信アンテナの復調信号を第2のポイントで離散逆フーリエ変換するIDFT部とを備えることを特徴とする。

[0063] また、前記レプリカ再生部の後段に設けられた前記複数のレプリカ再生部は、

前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル推定値を用いて2次元周波数領域等化のウエイトを前記減算部の干渉除去に基づいて計算するウエイト計算部と、

前記ウエイトと前記減算部から出力された信号とを入力とし、それぞれをサブキャリア毎に乗じることにより、周波数領域でMIMO信号分離とマルチパス干渉抑圧とを行って出力する2次元周波数領域等化部と、

前記2次元周波数領域等化部から出力された信号に無歪信号レプリカを加算して出力する加算部と、

前記加算部から出力された信号である各送信アンテナの復調信号を第2のポイントで離散逆フーリエ変換するIDFT部と、

各送信アンテナの復調信号に基づいて、送信されたビット毎にビット尤度を計算す

るビット尤度計算部と、

前記ビット尤度に基づい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と、

前記シンボルレプリカを第3のポイントで離散フーリエ変換するDFT部と、

周波数領域のシンボルレプリカ信号とチャネル推定値とを用いて送信アンテナ干渉レプリカを生成するアンテナ干渉レプリカ生成部と、

前記周波数領域のシンボルレプリカ信号と2次元周波数領域等化後のチャネル利得のサブキャリア平均値を用いて無歪信号レプリカを生成する無歪信号レプリカ生成部とを備えることを特徴とする。

[0064] また、前記レプリカ再生部は、前記ビット尤度計算部の後段にさらに復号部を備え、誤り訂正復号したビットを用いてシンボルレプリカを生成することを特徴とする。

[0065] また、前記レプリカ再生部の後段に設けられた複数のレプリカ再生部は、前記ビット尤度計算部の後段にさらに復号部を備え、誤り訂正復号したビットを用いてシンボルレプリカを生成することを特徴とする。

[0066] また、複数の送信アンテナから送信されたシングルキャリアの信号を、複数の受信アンテナにて受信し、周波数領域の処理により前記信号を分離するMIMO受信方法であって、

前記受信アンテナにて受信された信号を第1のポイントで離散フーリエ変換する処理と、

前記送信アンテナから送信された信号に挿入されているパイロット信号を用いて前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル利得を推定する処理と、

前記チャネル利得を用いて計算されたウエイトに基づいて2次元周波数領域等化を行うとともに、各送信アンテナの干渉レプリカと無歪信号レプリカとを生成する処理と、

前記離散フーリエ変換された信号から全ての送信アンテナの前記干渉レプリカを除去する処理と、

前記干渉レプリカを除去された信号について前記チャネル利得を用いて前記減算部の干渉除去に基づいて計算されたウエイトにより2次元周波数領域等化を行う処理と、

等化された信号に前記無歪信号レプリカを加算して前記送信アンテナから送信されてきた信号を復調する処理とを有する。

[0067] 上記のように構成された本発明においては、複数の送信アンテナから送信された(削除)シングルキャリアの信号が、複数の受信アンテナにて受信され、周波数領域により信号が分離されるMIMO受信装置において、2次元周波数領域等化が行われる前にアンテナの干渉レプリカが受信された信号から除去され、2次元周波数領域等化が行われた後にアンテナの干渉レプリカが除去された信号に無歪信号レプリカを加算される。

[0068] このため、アンテナ干渉除去と2次元周波数領域等化とのウェイト計算の演算量を削減できるとともに、他のアンテナによる干渉のみならず復調対象の送信アンテナのマルチパス干渉も除去できる。

[0069] 以上説明したように本発明においては、複数の送信アンテナから送信された(削除)シングルキャリアの信号を、複数の受信アンテナにて受信し、周波数領域により信号を分離するMIMO受信装置において、2次元周波数領域等化を行う前にアンテナの干渉レプリカを受信された信号から除去し、2次元周波数領域等化を行った後にアンテナの干渉レプリカが除去された信号に無歪信号レプリカを加算する構成としたため、優れたMIMO受信特性を実現できる。

図面の簡単な説明

[0070] [図1]MIMO多重を用いた従来のMIMO送受信システムの一構成例を示す図である。

[図2]従来のMIMO受信装置の一構成例を示す図である。

[図3]周波数領域等化を用いる場合の無線フレームフォーマットの一例を示す図である。

[図4]受信アンテナnのDFT信号に対する減算部の一構成例を示す図である。

[図5]受信アンテナnにおける送信アンテナmのチャネル利得を求めるチャネル推定部の一構成例を示す図である。

[図6]本発明のMIMO受信装置の第1の実施の形態を示す図である。

[図7]本発明のMIMO受信装置の第2の実施の形態を示す図である。

[図8]図6に示した第1の実施の形態と図7に示した第2の実施の形態とを合わせた形態を示す図である。

[図9]受信アンテナnのDFT信号に対する減算部の構成を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

[0071] 以下に、本発明の実施の形態について図面を参照して説明する。

[0072] 図6は、本発明のMIMO受信装置の第1の実施の形態を示す図である。

[0073] 本形態におけるMIMO受信装置は図6に示すように、M本(Mは2以上の整数)の送信アンテナから送信されたシングルキャリアMIMO信号をN本(Nは2以上の整数)の受信アンテナにて受信し、周波数領域の処理によりMIMO信号分離を行うMIMO受信装置である。このMIMO受信装置は、受信アンテナ1-1~1-Nと、DFT部51と、チャンネル推定部52と、レプリカ再生部53と、減算部54と、復調部55とから構成されている。

[0074] DFT部51は、受信アンテナ1-1~1-Nにて受信された信号を第1のポイントである

[0075] [数30]

$$N_{DFT1} (N_{DFT1} \text{は2以上の整数})$$

ポイントでDFTする。チャンネル推定部52は、各送信アンテナから送信された信号に挿入されているパイロット信号を用いて送信アンテナと受信アンテナとの間のチャンネル利得を推定する。レプリカ再生部53は、チャンネル利得を用いて計算されたウェイトに基づいて2次元周波数領域等化を行うとともに、各送信アンテナの干渉信号を模した干渉レプリカと歪みの無い信号を模した無歪信号レプリカとを生成する。減算部54は、DFT部51から出力された信号から全ての送信アンテナの干渉レプリカを除去する。復調部55は、干渉レプリカを除去された信号についてチャンネル利得を用いて減算部54の干渉除去に基づいて計算されたウェイトにより2次元周波数領域等化を行い、等化された信号に無歪信号レプリカを加算して各送信アンテナ信号を復調する。

[0076] 本形態におけるMIMO受信装置では、減算部54で全ての送信アンテナの干渉レプリカを除去し、復調部55の2次元周波数領域等化後で各送信アンテナ信号に無

歪信号レプリカを加算する構成をとることにより、他アンテナ干渉のみならず復調対象の送信アンテナのマルチパス干渉も除去できる。そのため、従来から演算量を増加させずに優れたMIMO受信特性を実現できる。

[0077] 図7は、本発明のMIMO受信装置の第2の実施の形態を示す図である。

[0078] 本形態におけるMIMO受信装置は図7に示すように、図6に示した第1の実施の形態のレプリカ再生部53の後段にさらにK段(Kは1以上の整数)の減算部56-1~56-Kとレプリカ再生部57-1~57-Kとを備えている。図7に示したMIMO受信装置は、M本(Mは2以上の整数)の送信アンテナから送信されたシングルキャリアMIMO信号をN本(Nは2以上の整数)の受信アンテナにて受信し、周波数領域の処理によりMIMO信号分離を行うMIMO受信装置である。このMIMO受信装置は、受信アンテナ1-1~1-Nと、DFT部51と、チャネル推定部52と、レプリカ再生部53と、減算部56-1~56-Kと、レプリカ再生部57-1~57-Kと、減算部54と、復調部55とから構成されている。

[0079] DFT部51は、受信アンテナ1-1~1-Nにて受信された信号を第1のポイントである

[0080] [数31]

$$N_{DFT1} \text{ (} N_{DFT1} \text{ は 2 以上の整数)}$$

ポイントでDFTする。チャネル推定部52は、各送信アンテナから送信された信号に挿入されているパイロット信号を用いて送信アンテナと受信アンテナとの間のチャネル利得を推定する。レプリカ再生部53は、チャネル利得を用いて計算されたウエイトに基づいて2次元周波数領域等化を行うとともに、各送信アンテナの干渉レプリカと無歪信号レプリカとを生成する。減算部56-1~56-Kは、DFT部51から出力された信号から全ての送信アンテナの干渉レプリカをそれぞれ除去する。レプリカ再生部57-1~57-Kは、チャネル利得から減算部56-1~56-Kの干渉除去を考慮して計算されたウエイトにより2次元周波数領域等化をそれぞれ行う。そして、その出力に無歪信号レプリカを加算して各送信アンテナ信号を復調するとともに、各送信アンテナの干渉レプリカと無歪信号レプリカとを生成する。減算部54は、DFT部51から

出力された信号から全ての送信アンテナの干渉レプリカを除去する。復調部55は、干渉レプリカを除去された信号についてチャネル利得を用いて減算部54の干渉除去に基づいて計算されたウェイトにより2次元周波数領域等化を行い、等化された信号に無歪信号レプリカを加算して各送信アンテナ信号を復調する。

[0081] 本形態におけるMIMO受信装置では、減算部56-1~56-Kおよび減算部54にて全ての送信アンテナの干渉レプリカを除去し、レプリカ再生部57-1~57-Kおよび復調部55の2次元周波数領域等化後で各送信アンテナ信号に無歪信号レプリカを加算する構成をとる。それにより、他アンテナ干渉のみならず復調対象の送信アンテナのマルチパス干渉も除去できるため、従来のものから演算量を増加させずに優れたMIMO受信特性を実現できる。また、アンテナ干渉除去とレプリカ再生処理を繰り返し行うことにより高精度なレプリカ生成を行うことでMIMO受信特性をさらに向上させることができる。

[0082] 次に、本発明のMIMO受信装置の詳細な動作について図8を参照して説明する。

[0083] 図8は、図6に示した第1の実施の形態と図7に示した第2の実施の形態とを合わせた形態を示す図である。

[0084] 本形態におけるMIMO受信装置は図8に示すように、受信アンテナ1-1~1-Nと、CP除去部2-1~2-Nと、DFT部3-1~3-Nと、受信フィルタ4-1~4-Nと、減算部5と、チャネル推定部6と、ウェイト計算部7と、2次元周波数領域等化部8と、加算部9と、IDFT部10-1~10-Mと、ビット尤度計算部11-1~11-Mと、シンボルレプリカ生成部12-1~12-Mと、DFT部13-1~13-Mと、アンテナ干渉レプリカ生成部14-1~14-Mと、無歪信号レプリカ生成部15-1~15-Mとから構成されている。

[0085] 受信アンテナ1-1~1-Nは、シングルキャリアMIMO信号を受信する。CP除去部2-1~2-Nは、各受信アンテナ1-1~1-Nにて受信された信号を入力し、共通のタイミングでCPに相当する部分の信号を除去する。DFT部3-1~3-Nは、CPが除去された各受信アンテナ信号を入力とし、第1のポイントである

[0086] [数32]

N_{DFT1} (N_{DFT1} は2以上の整数)

ポイントのDFTを行い、受信信号を周波数領域に変換する。受信フィルタ4-1~4-Nは、周波数領域で受信信号のフィルタリングを行い、波形整形、雑音抑圧、ユーザ分離などを行う。受信フィルタ4-1~4-Nには、一般にレイズドコサインロールオフフィルタが用いられる。図8に示した構成においては、受信フィルタ4-1~4-Nは、周波数領域の信号処理で行っているが、DFT部3-1~3-Nに先立ち時間領域の信号処理で行うこともできる。減算部5は、復調対象の送信アンテナ信号も含め、全ての送信アンテナ干渉レプリカを減算する。

[0087] 図9は、受信アンテナnのDFT信号に対する減算部5の構成を示す図である。

[0088] 図9に示した減算部5は、レプリカ合成部21と、減算器22とから構成されている。レプリカ合成部21は、全ての送信アンテナ干渉レプリカを合成する。減算器22は、受信アンテナnのDFT信号からレプリカ合成部21の出力を減算する。DFT後のサブキャリア

[0089] [数33]

$$k(1 \leq k \leq N_{\text{DFT1}})$$

の受信信号を

[0090] [数34]

$$R(k) (R(k) \text{ は } N \text{ 行の列ベクトル})$$

とし、また、送信アンテナmの第i繰り返し干渉レプリカを

[0091] [数35]

$$\hat{I}_m^{(i)}(k) (\hat{I}_m^{(i)}(k) \text{ は } N \text{ 行の列ベクトル})$$

とすると、第i繰り返し干渉除去後の各送信アンテナの等化用信号

[0092] [数36]

$$R^{(i)}(k) (R^{(i)}(k) \text{ は } N \text{ 行の列ベクトル})$$

は全ての送信アンテナに対して共通となり次式で表される。

[0093] [数37]

$$R^{(j)}(k) = R(k) - \sum_{m'=1}^M \hat{I}_{m'}^{(j)}(k) \quad \cdots \text{ (式9)}$$

ここで、最初(第0繰り返し)の受信処理では干渉除去は行わず、受信信号をそのまま用いる。すなわち、

[0094] [数38]

$$R^{(0)}(k) = R(k) \quad \cdots \text{ (式10)}$$

となる。式(9)のアンテナ干渉除去の計算は各送信アンテナに対して共通であるため、従来のものと比べ演算量を削減できる。

[0095] チャネル推定部6は、各送信アンテナから送信された信号に挿入されているパイロット信号を用いて周波数領域で送信アンテナと受信アンテナとの間のチャネル利得を推定する。本実施の形態においてはチャネル推定部6は、周波数領域の信号処理で行っているが、DFT部3-1～3-Nに先立ち時間領域の信号処理で行うこともできる。

[0096] ウェイト計算部7は、チャネル推定部6にて推定された送信アンテナと受信アンテナとの間のチャネル利得であるチャネル推定値を用いて2次元周波数領域等化のウェイトを計算する。ウェイト計算部7は、一般にMMSEアルゴリズムが用いられる。送信アンテナmの第i繰り返しMMSEウェイト

[0097] [数39]

$$W_m^{(i)}(k) \quad (W_m^{(i)}(k) \text{ は } N \text{ 列の行ベクトル})$$

は、チャネル推定値行列

[0098] [数40]

$$\hat{H}(k) \quad (\hat{H}(k) \text{ は } N \text{ 行 } M \text{ 列の行列})$$

と雑音電力

[0099] [数41]

$$\sigma^2$$

とを用いて、次式で計算される。

[0100] [数42]

$$W_m^{(i)}(k) = \hat{H}_m^H(k) [\hat{H}(k) G^{(i)} \hat{H}^H(k) + \sigma^2 I]^{-1} \quad \dots \quad (式11)$$

ここで、

[0101] [数43]

$$\hat{H}(k) = [\hat{H}_1(k), \dots, \hat{H}_m(k), \dots, \hat{H}_M(k)] \quad \dots \quad (式12)$$

である。また、

[0102] [数44]

$$\hat{H}_m(k) \text{ (} \hat{H}_m(k) \text{) は } N \text{ 行の列ベクトル}$$

は、送信アンテナmと受信アンテナとの間のチャネル推定値である。

[0103] [数45]

$$G^{(i)}$$

は、第i繰り返し干渉除去考慮行列であり、全ての送信アンテナに対して共通となり次式で表される。

[0104] [数46]

$$G^{(i)} = \text{diag}[\mathbf{g}_1^{(i)}, \dots, \mathbf{g}_m^{(i)}, \dots, \mathbf{g}_M^{(i)}] \quad \dots \quad (式13)$$

ここで、

[0105] [数47]

$$g_m^{(i)},$$

は、例えば、送信アンテナmの時間領域の第i繰り返し軟判定シンボルレプリカ

[0106] [数48]

$$\hat{d}_m^{(i)}(t)$$

の平均電力を用いて次式で計算される。

[0107] [数49]

$$g_m^{(i)} = 1 - \frac{1}{N_{SYMB}} \sum_{t=1}^{N_{SYMB}} |\hat{d}_m^{(i-1)}(t)|^2 \quad \dots \quad (式14)$$

ここで、

[0108] [数50]

$$N_{SYMB}$$

は、データブロックのシンボル数である。式(11)のウェイト計算において逆行列 $[]^{-1}$ の計算は送信アンテナmに対して共通であり1度だけ行えばよく、従来のものと比べ演算量を削減できる。

[0109] 2次元周波数領域等化部8は、ウェイト計算部7にて計算された2次元等化ウェイトと減算部5の出力とを入力とし、それぞれをサブキャリア毎に乗じることにより、周波数領域でMIMO信号分離とマルチパス干渉抑圧を同時に行って出力する。ウェイト計算部7で計算したウェイトを

[0110] [数51]

$$W_m^{(i)}(k)$$

とし、また、減算部5の出力を

[0111] [数52]

$$R^{(i)}(k)$$

とすると、2次元周波数領域等化部8で2次元等化した送信アンテナmの等化信号

[0112] [数53]

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

は、次式で表される。

[0113] [数54]

$$\widetilde{R}_m^{(i)}(k) = W_m^{(i)}(k) R^{(i)}(k) \quad \cdots \text{ (式15)}$$

加算部9は、各送信アンテナの等化信号に無歪信号レプリカを加算して出力する。
送信アンテナmの無歪信号レプリカを

[0114] [数55]

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

とすると、送信アンテナmの第i繰り返し復調信号

[0115] [数56]

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

は、次式で表される。

[0116] [数57]

$$\widetilde{R}'_m^{(i)}(k) = \widetilde{R}_m^{(i)}(k) + \hat{S}_m^{(i)}(k) \quad \cdots \text{ (式16)}$$

式(16)の処理は従来のものではなく、演算量の増加となるが、送信アンテナ毎の加算処理であるため、式(9)の減算処理と合わせても、従来の減算処理と比べて演算量は少ない。

[0117] IDFT部10-1~10-Mは、加算部9の出力である各送信アンテナの復調信号を入力とし、第2のポイントである

[0118] [数58]

$$N_{\text{IDFT}} (N_{\text{IDFT}} \text{は} 2 \text{以上の整数})$$

ポイントのIDFTを行い、復調信号を時間領域に変換する。IDFT部10-1~10-Mの第*i*繰り返し($i \geq 1$)の出力が最終的な復調信号となる。

[0119] ビット尤度計算部11-1~11-Mは、各送信アンテナの復調信号に基づいて送信されたビット毎に尤度を計算する。ビット尤度計算部11-1~11-Mは、ビットを硬判定する場合も含める。

[0120] シンボルレプリカ生成部12-1~12-Mは、各送信アンテナから送信されたビットのビット尤度に基づいて送信アンテナ*m*のシンボルレプリカを生成する。シンボルレプリカ生成部12-1~12-Mには、硬判定シンボルレプリカを生成する方法、硬判定シンボルレプリカを生成し、所定のレプリカ重み係数(1以下の定数)を乗算する方法、軟判定シンボルレプリカを生成する方法などが用いられる。また、図8に示した構成では、復調後のビットからシンボルレプリカを生成しているが、高精度なレプリカ生成を行うため、ビット尤度計算部11-1~11-Nの後段に誤り訂正復号を行う復号部を設け、復号部にて誤り訂正復号された後のビットを用いてシンボルレプリカを生成する方法も考えられる。

[0121] DFT部13-1~13-Mは、シンボルレプリカ生成部12-1~12-Mにて生成された各送信アンテナのシンボルレプリカを入力とし、第3のポイントである

[0122] [数59]

$$N_{\text{DFT2}} (N_{\text{DFT2}} \text{は} 2 \text{以上の整数})$$

ポイントのDFTを行い、シンボルレプリカを周波数領域に変換する。

[0123] アンテナ干渉レプリカ生成部14-1~14-Mは、各送信アンテナの周波数領域のシンボルレプリカ信号とチャネル推定値とを用いて送信アンテナ干渉レプリカを生成する。送信アンテナ*m*の周波数領域のシンボルレプリカ信号を

[0124] [数60]

$$\hat{D}_m^{(i)}(k)$$

とし、またチャネル推定値を

[0125] [数61]

$$\hat{H}_m(k)$$

とすると、送信アンテナmの第i繰り返し干渉レプリカ

[0126] [数62]

$$\hat{I}_m^{(i)}(k)$$

は、次式で表される。

[0127] [数63]

$$\hat{I}_m^{(i)}(k) = \hat{H}_m(k) \hat{D}_m^{(i-1)}(k) \quad \dots \quad (\text{式17})$$

無歪信号レプリカ生成部15-1～15-Mは、各送信アンテナの周波数領域のシンボルレプリカ信号と2次元周波数領域等化後のチャネル利得のサブキャリア平均値とを用いて無歪信号レプリカを生成する。送信アンテナmの周波数領域のシンボルレプリカ信号を

[0128] [数64]

$$\hat{D}_m^{(i)}(k)$$

とし、また、等化後チャネル利得のサブキャリア平均値を

[0129] [数65]

$$\hat{H}'_m^{(i)}$$

とすると、送信アンテナmの第i繰り返し無歪信号レプリカ

[0130] [数66]

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

は、次式で表される。

[0131] [数67]

$$\hat{S}_m^{(i)}(k) = \hat{H}_m'^{(i)} \hat{D}_m^{(i-1)}(k) \quad \dots \quad (\text{式18})$$

ここで、

[0132] [数68]

$$\hat{H}_m'^{(i)} = \frac{1}{N_{DFT1}} \sum_{k=1}^{N_{DFT1}} W_m^{(i)}(k) \hat{H}_m(k) \quad \dots \quad (\text{式19})$$

以上説明した第1の実施の形態および第2の実施の形態において、アンテナ干渉除去とレプリカ再生との各繰り返し処理では各送信アンテナ信号を同時に復調し、アンテナ干渉レプリカを並列的に除去している。各繰り返し処理で送信アンテナ信号を受信品質に基づきオーダリングし、品質の良い送信アンテナ信号から復調し、アンテナ干渉を逐次的に除去する方法も考えられる。具体的には、最初(第0繰り返し)の受信処理では受信品質のよい送信アンテナ信号から順番に復調し、DFT信号から干渉レプリカを除去していく。第*i*繰り返し(*i* ≥ 1)の受信処理ではDFT信号から前の繰り返しの全ての送信アンテナ干渉を除去した受信信号から受信品質のよい送信アンテナ信号の順番に今回の干渉レプリカと前回の干渉レプリカとの差分を除去していく。この場合、送信アンテナ信号の逐次干渉除去の効果により繰り返し数に対する受信特性は良くなるが、送信アンテナ毎にアンテナ干渉除去と2次元周波数領域等化のウェイト計算とを行う必要があり演算量が増加する。

[0133] なお、本実施の形態においては、時間領域信号から周波数領域信号への変換をDFT、また周波数領域信号から時間領域信号への変換をIDFTで行っているが、高速フーリエ変換(FFT:Fast Fourier Transform)、高速逆フーリエ変換(IFFT:Inverse Fast Fourier Transform)あるいは他のアルゴリズムを用いてもよい。

請求の範囲

- [1] 送信装置に設けられた複数の送信アンテナから送信されたシングルキャリアの信号を、複数の受信アンテナにて受信し、周波数領域により前記信号を分離するMIMO受信装置であって、
- 前記受信アンテナにて受信された信号を第1のポイントで離散フーリエ変換するDFT部と、
- 前記送信アンテナから送信された信号に挿入されているパイロット信号を用いて前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル利得を推定するチャネル推定部と、
- 前記チャネル利得を用いて計算されたウェイトに基づいて2次元周波数領域等化を行うとともに、各送信アンテナの干渉レプリカと無歪信号レプリカとを生成するレプリカ再生部と、
- 前記DFT部にて離散フーリエ変換された信号から全ての送信アンテナの前記干渉レプリカを除去する減算部と、
- 前記干渉レプリカを除去された信号について前記チャネル利得を用いて前記減算部の干渉除去に基づいて計算されたウェイトにより2次元周波数領域等化を行い、等化された信号に前記無歪信号レプリカを加算して前記送信アンテナから送信されてきた信号を復調する復調部とを備えるMIMO受信装置。
- [2] 前記レプリカ再生部の後段にさらに複数の減算部と複数のレプリカ再生部とを備え、アンテナ干渉除去とレプリカ再生処理とを繰り返し行うことを特徴とする請求項1に記載のMIMO受信装置。
- [3] 送信アンテナ信号を同時に復調し、アンテナ干渉を並列的に除去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MIMO受信装置。
- [4] 送信アンテナ信号を受信品質に基づきオーダリングし、品質のよい送信アンテナ信号から復調し、アンテナ干渉を逐次的に除去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MIMO受信装置。
- [5] 前記レプリカ再生部は、
- 前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル推定値を用いて2次元周

波数領域等化のウエイトを計算するウエイト計算部と、

前記ウエイトと前記減算部から出力された信号とを入力とし、それぞれをサブキャリア毎に乗じることにより、周波数領域でMIMO信号分離とマルチパス干渉抑圧とを行って出力する2次元周波数領域等化部と、

前記2次元周波数領域等化部から出力された信号である各送信アンテナの復調信号を第2のポイントで離散逆フーリエ変換するIDFT部と、

各送信アンテナの復調信号に基づいて、送信されたビット毎にビット尤度を計算するビット尤度計算部と、

前記ビット尤度に基づい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と、

前記シンボルレプリカを第3のポイントで離散フーリエ変換するDFT部と、

周波数領域のシンボルレプリカ信号とチャネル推定値とを用いて送信アンテナ干渉レプリカを生成するアンテナ干渉レプリカ生成部と、

前記周波数領域のシンボルレプリカ信号と2次元周波数領域等化後のチャネル利得のサブキャリア平均値を用いて無歪信号レプリカを生成する無歪信号レプリカ生成部とを備えることを特徴とする請求項1に記載のMIMO受信装置。

[6] 前記復調部は、

前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル推定値を用いて2次元周波数領域等化のウエイトを前記減算部の干渉除去に基づいて計算するウエイト計算部と、

前記ウエイトと前記減算部から出力された信号とを入力とし、それぞれをサブキャリア毎に乗じることにより、周波数領域でMIMO信号分離とマルチパス干渉抑圧とを行って出力する2次元周波数領域等化部と、

前記2次元周波数領域等化部から出力された信号に無歪信号レプリカを加算して出力する加算部と、

前記加算部から出力された信号である各送信アンテナの復調信号を第2のポイントで離散逆フーリエ変換するIDFT部とを備えることを特徴とする請求項1に記載のMIMO受信装置。

[7] 前記レプリカ再生部の後段に設けられた前記複数のレプリカ再生部は、

前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル推定値を用いて2次元周波数領域等化のウエイトを前記減算部の干渉除去に基づいて計算するウエイト計算部と、

前記ウエイトと前記減算部から出力された信号とを入力とし、それぞれをサブキャリア毎に乗じることにより、周波数領域でMIMO信号分離とマルチパス干渉抑圧とを行って出力する2次元周波数領域等化部と、

前記2次元周波数領域等化部から出力された信号に無歪信号レプリカを加算して出力する加算部と、

前記加算部から出力された信号である各送信アンテナの復調信号を第2のポイントで離散逆フーリエ変換するIDFT部と、

各送信アンテナの復調信号に基づいて、送信されたビット毎にビット尤度を計算するビット尤度計算部と、

前記ビット尤度に基づい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と、

前記シンボルレプリカを第3のポイントで離散フーリエ変換するDFT部と、

周波数領域のシンボルレプリカ信号とチャネル推定値とを用いて送信アンテナ干渉レプリカを生成するアンテナ干渉レプリカ生成部と、

前記周波数領域のシンボルレプリカ信号と2次元周波数領域等化後のチャネル利得のサブキャリア平均値を用いて無歪信号レプリカを生成する無歪信号レプリカ生成部とを備えることを特徴とする請求項2に記載のMIMO受信装置。

[8] 前記レプリカ再生部は、前記ビット尤度計算部の後段にさらに復号部を備え、誤り訂正復号したビットを用いてシンボルレプリカを生成することを特徴とする請求項5に記載のMIMO受信装置。

[9] 前記レプリカ再生部の後段に設けられた複数のレプリカ再生部は、前記ビット尤度計算部の後段にさらに復号部を備え、誤り訂正復号したビットを用いてシンボルレプリカを生成することを特徴とする請求項7に記載のMIMO受信装置。

[10] 複数の送信アンテナから送信されたシングルキャリアの信号を、複数の受信アンテナにて受信し、周波数領域の処理により前記信号を分離するMIMO受信方法であって、

前記受信アンテナにて受信された信号を第1のポイントで離散フーリエ変換する処理と、

前記送信アンテナから送信された信号に挿入されているパイロット信号を用いて前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル利得を推定する処理と、

前記チャネル利得を用いて計算されたウェイトに基づいて2次元周波数領域等化を行うとともに、各送信アンテナの干渉レプリカと無歪信号レプリカとを生成する処理と、

前記離散フーリエ変換された信号から全ての送信アンテナの前記干渉レプリカを除去する処理と、

前記干渉レプリカを除去された信号について前記チャネル利得を用いて前記減算部の干渉除去に基づいて計算されたウェイトにより2次元周波数領域等化を行う処理と、

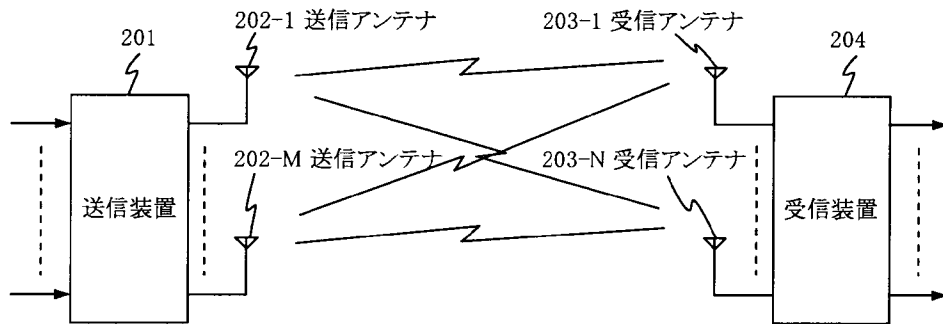
等化された信号に前記無歪信号レプリカを加算して前記送信アンテナから送信されてきた信号を復調する処理とを有する受信方法。

補正書の請求の範囲

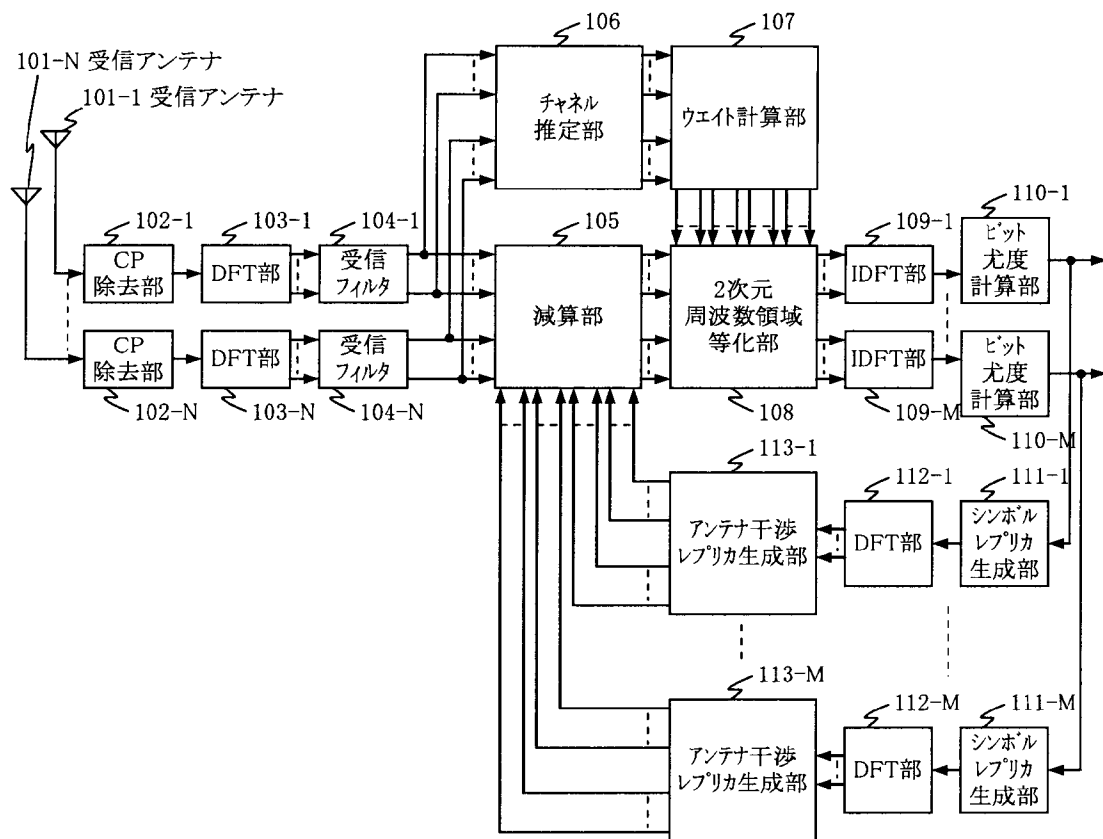
[2007年5月8日 (08. 05. 2007) 国際事務局受理]

- [1] (補正後) 複数の送信アンテナから送信されたシングルキャリアの信号を、複数の受信アンテナにて受信し、周波数領域により前記信号を分離するMIMO受信装置であって、
- 前記受信アンテナにて受信された信号を第1のポイントで離散フーリエ変換するDFT部と、
- 前記送信アンテナから送信された信号に挿入されているパイロット信号を用いて前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル利得を推定するチャネル推定部と、
- 前記チャネル利得を用いて計算されたウェイトに基づいて2次元周波数領域等化を行うとともに、各送信アンテナの干渉レプリカと無歪信号レプリカとを生成するレプリカ再生部と、
- 前記DFT部にて離散フーリエ変換された信号から全ての送信アンテナの前記干渉レプリカを除去する減算部と、
- 前記干渉レプリカを除去された信号について前記チャネル利得を用いて前記減算部の干渉除去に基づいて計算されたウェイトにより2次元周波数領域等化を行い、等化された信号に前記無歪信号レプリカを加算して前記送信アンテナから送信されてきた信号を復調する復調部とを備えるMIMO受信装置。
- [2] 前記レプリカ再生部の後段にさらに複数の減算部と複数のレプリカ再生部とを備え、アンテナ干渉除去とレプリカ再生処理とを繰り返し行うことを特徴とする請求項1に記載のMIMO受信装置。
- [3] 送信アンテナ信号を同時に復調し、アンテナ干渉を並列的に除去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MIMO受信装置。
- [4] 送信アンテナ信号を受信品質に基づきオーダリングし、品質のよい送信アンテナ信号から復調し、アンテナ干渉を逐次的に除去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MIMO受信装置。
- [5] 前記レプリカ再生部は、
- 前記送信アンテナと前記受信アンテナとの間のチャネル推定値を用いて2次元周

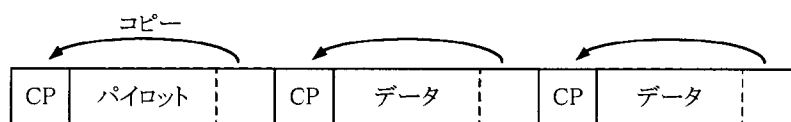
[図1]



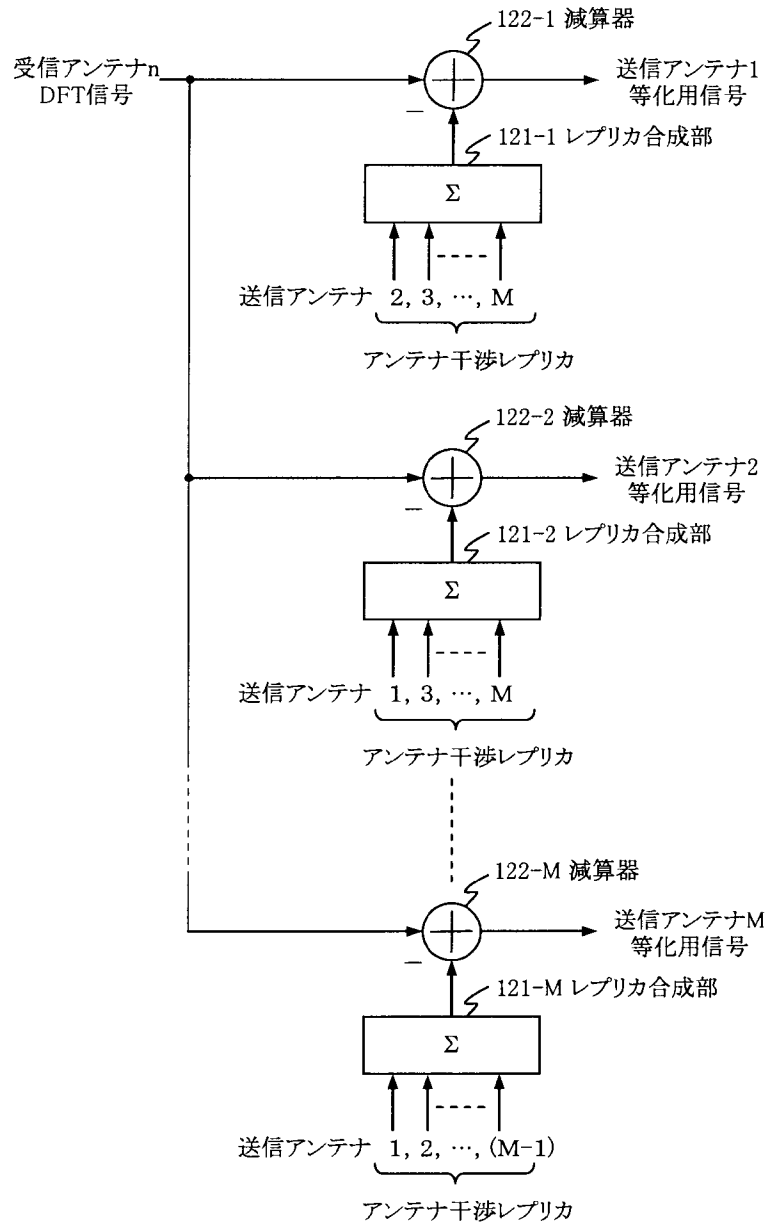
[図2]



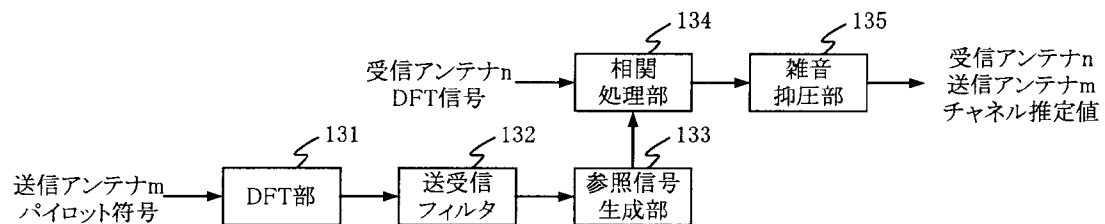
[図3]



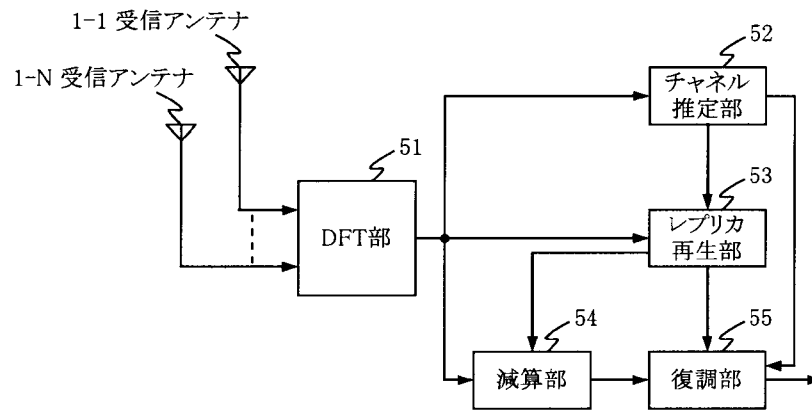
[図4]



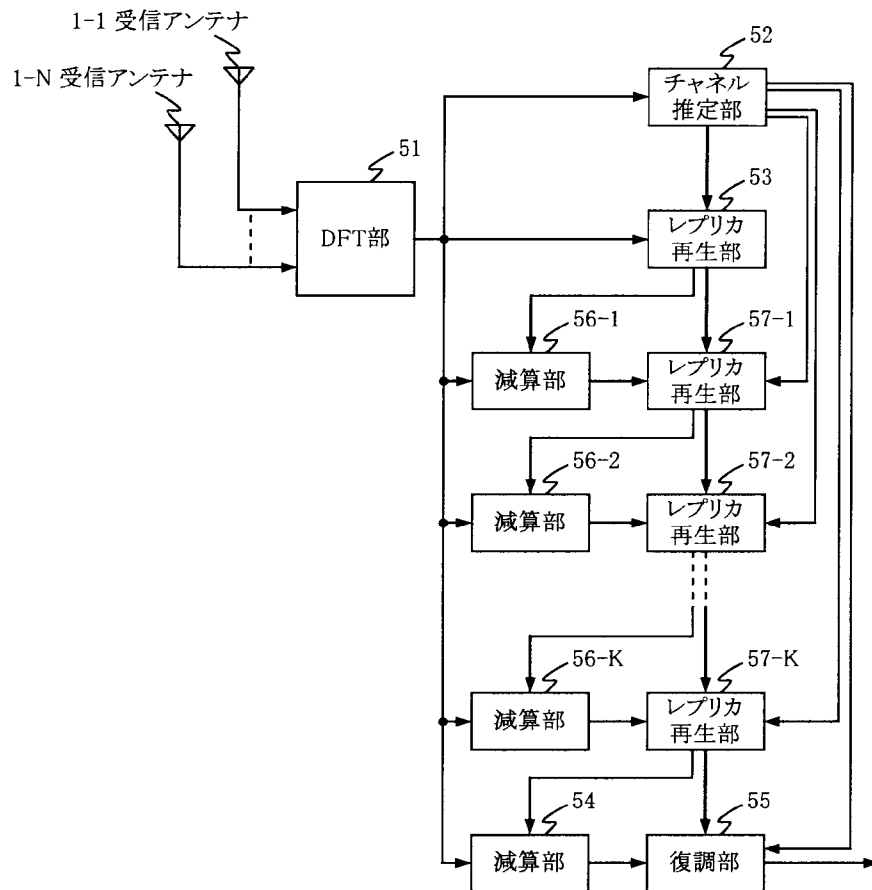
[図5]



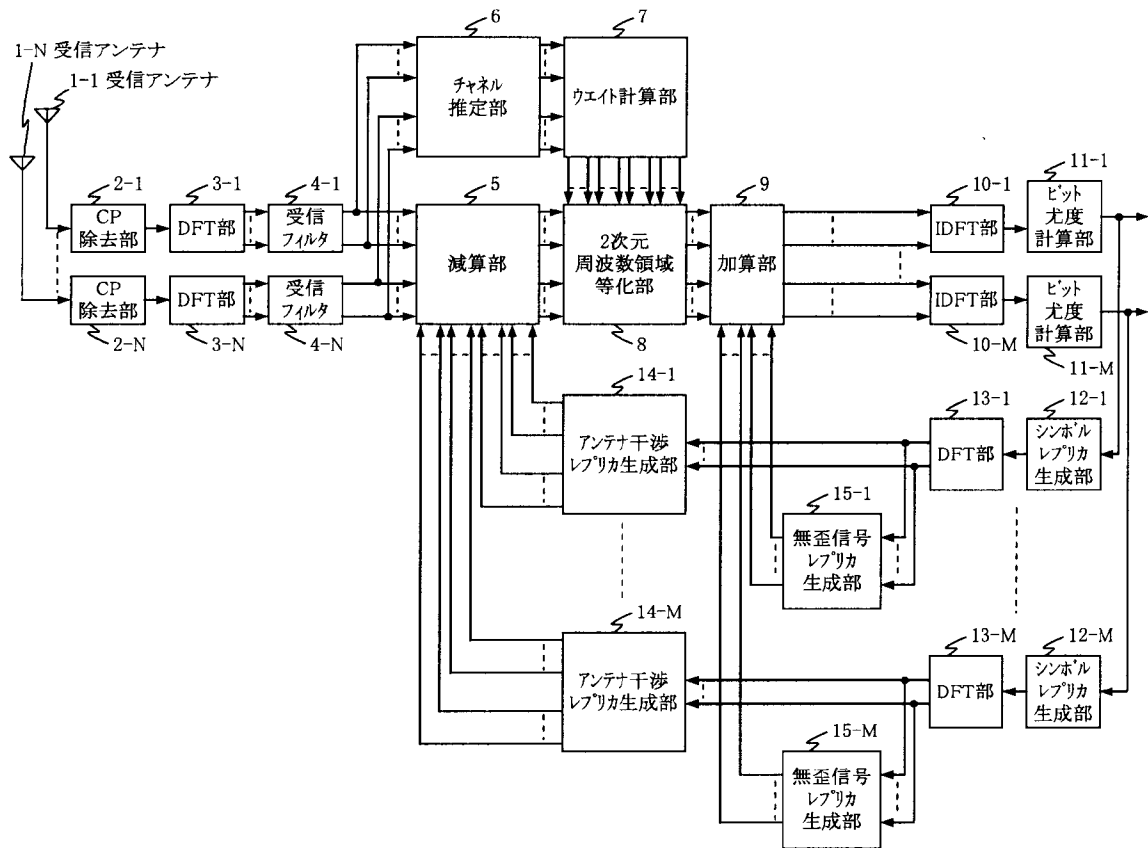
[図6]



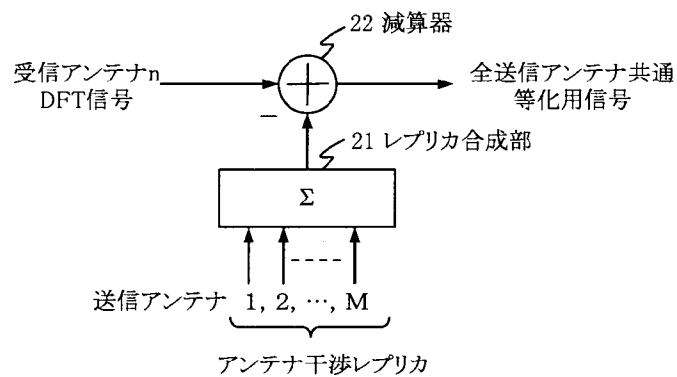
[図7]



[図8]



[図9]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2007/051754

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04J15/00(2006.01) i, H04J11/00(2006.01) i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04J15/00, H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2007
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2007	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2007

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

IEEE

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Xu Zhu Murch, R.D. , Layered space-frequency equalization in a single-carrier MIMO system for frequency-selective channels, Wireless Communications, IEEE Transactions on , Volume: 3 , Issue: 3 , 2004.05, pp.701 - 708	1-10
A	Peng Du Guangguo Bi Qiang Li, Single carrier frequency domain equalization for high data rate transmission systems over frequency selective fading channels, Emerging Technologies: Frontiers of Mobile and Wireless Communication, 2004. Proceedings of the IEEE 6th Circuits and Systems Symposium on , Volume: 2 , 2004.06.02, pp. 361 - 364	1-10

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.

☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
19 March, 2007 (19.03.07)

Date of mailing of the international search report
27 March, 2007 (27.03.07)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2007/051754

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2005-328311 A (NTT Docomo Inc.) , 24 November, 2005 (24.11.05) , Full text; all drawing & US 2005/0259721 A1 & CN 1697428 A & KR 6047917 A & EP 1596502 A2	1-10

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H04J15/00(2006.01)i, H04J11/00(2006.01)i

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (I P C))

Int.Cl. H04J15/00, H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 0 7 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 0 7 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 0 7 年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

IEEE

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	Xu Zhu Murch, R.D., Layered space-frequency equalization in a single-carrier MIMO system for frequency-selective channels, Wireless Communications, IEEE Transactions on, Volume: 3, Issue: 3, 2004.05, pp.701 - 708	1-10

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
「E」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
「L」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
「O」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
「P」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
「X」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
「Y」特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
「&」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日

1 9 . 0 3 . 2 0 0 7

国際調査報告の発送日

2 7 . 0 3 . 2 0 0 7

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (I S A / J P)
郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5
東京都千代田区霞が関三丁目 4 番 3 号

特許庁審査官 (権限のある職員)

岡 裕之

5 K

3 4 6 2

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 5 6

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	Peng Du Guangguo Bi Qiang Li, Single carrier frequency domain equalization for high data rate transmission systems over frequency selective fading channels, Emerging Technologies: Frontiers of Mobile and Wireless Communication, 2004. Proceedings of the IEEE 6th Circuits and Systems Symposium on , Volume: 2 , 2004.06.02, pp. 361 - 364	1-10
A	JP 2005-328311 A (株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ) 2005.11.24, 全文, 全図 & US 2005/0259721 A1 & CN 1697428 A & KR 6047917 A & EP 1596502 A2	1-10