

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2009-5103

(P2009-5103A)

(43) 公開日 平成21年1月8日(2009.1.8)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H04B 1/707 (2006.01)	H04J 13/00	5K022
H04B 7/12 (2006.01)	H04B 7/12	5K059

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2007-164239 (P2007-164239)	(71) 出願人	000005821
(22) 出願日	平成19年6月21日 (2007.6.21)		パナソニック株式会社
特許法第30条第1項適用申請有り 無線通信システム研究会 (平成19年6月28日～29日開催社団法人電子情報通信学会)		(74) 代理人	大阪府門真市大字門真1006番地 100105050
			弁理士 鷲田 公一
		(72) 発明者	安達 文幸
			宮城県仙台市青葉区片平2-1-1 国立 大学法人東北大学内
		(72) 発明者	高岡 辰輔
			大阪府門真市大字門真1006番地 松下 電器産業株式会社内
		Fターム(参考)	5K022 EE01 EE14 EE21 EE35 5K059 CC06

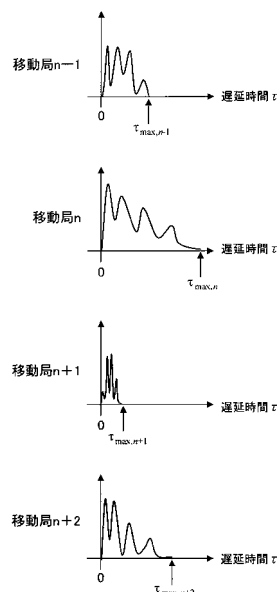
(54) 【発明の名称】 無線通信基地局装置および信号拡散方法

(57) 【要約】

【課題】マルチアクセス干渉を避けつつ周波数ダイバーシチ利得を得ることにより、スループットを向上させること。

【解決手段】無線通信基地局装置において、FDE・逆拡散部205は、複数の無線通信移動局毎の巡回遅延量に応じた重み、かつ、重畳信号の遅延時間領域信号と参照信号との誤差を最小にする重みを用いて、重畳信号に対して周波数領域等化および逆拡散を行い、分離・合成部207は、周波数領域等化後の重畳信号を複数の無線通信移動局装置毎の複数の遅延時間領域信号に分離し、複数の遅延時間領域信号毎に合成処理を行う。

【選択図】図5



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

第 1 拡散符号を複数の無線通信移動局装置毎に異なる巡回遅延量だけ巡回遅延させて生成された第 2 拡散符号で拡散された複数の信号が重畳された重畳信号を受信する受信手段と、

前記複数の無線通信移動局毎の前記巡回遅延量に応じた重みであり、かつ、前記重畳信号の遅延時間領域信号と参照信号との誤差を最小にする前記重みを用いて前記重畳信号に対して周波数領域等化を行う等化手段と、

周波数領域等化後の前記重畳信号を前記複数の無線通信移動局装置毎の複数の遅延時間領域信号に分離する分離手段と、

10

前記複数の遅延時間領域信号毎に合成処理を行う合成手段と、
を具備する無線通信基地局装置。

【請求項 2】

前記等化手段は、前記複数の無線通信移動局装置毎の遅延時間領域それぞれにおいて前記誤差を最小にする前記重みを用いて前記周波数領域等化を行う、

請求項 1 記載の無線通信基地局装置。

【請求項 3】

前記等化手段は、前記複数の無線通信移動局装置全体の遅延時間領域において前記誤差を最小にする前記重みを用いて前記周波数領域等化を行う、

請求項 1 記載の無線通信基地局装置。

20

【請求項 4】

前記等化手段は、前記複数の無線通信移動局装置毎の前記巡回遅延量にそれぞれ対応する遅延時間において前記誤差を最小にする前記重みを用いて前記周波数領域等化を行う、

請求項 1 記載の無線通信基地局装置。

【請求項 5】

第 1 拡散符号を複数の無線通信移動局装置毎に異なる巡回遅延量だけ巡回遅延させて第 2 拡散符号を生成し、

送信信号を前記第 2 拡散符号で拡散する、
信号拡散方法。

【発明の詳細な説明】

30

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信基地局装置および信号拡散方法に関する。

【背景技術】

【0002】

無線チャネルは遅延時間の異なる多数のパスから構成されている。このような無線チャネルは周波数選択性チャネルと呼ばれ、高品質な信号伝送の障害となっている。5 MHz 帯域幅を利用する第 3 ~ 3.5 世代移動通信システムのマルチアクセスとして用いられているのが広帯域 DS-SS (Direct-Sequence Code Division Multiple Access) である。DS-SS では、無線チャネルの周波数選択性を利用して伝送特性を改善する Rake 受信技術が用いられている。Rake 受信では、各パスを逆拡散により分解してコヒーレント合成することでパスダイバーシチ利得を得る。

40

【0003】

第 4 世代では 20 MHz 帯域幅またはそれを越える帯域幅を利用する超広帯域無線アクセスが期待されている。しかし、このような超広帯域無線チャネルのパス数は非常に多くなるため、周波数選択性が強くなり過ぎてしまい、BER (Bit Error Rate) 特性が劣化してしまうという問題がある。そこで、最近、多数の直交サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア (MC: Multi Carrier) - CDMA が注目されるようになった。また、異なるサブキャリアグループを各端末に割り当てる OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) も注目されている。MC - CDMA では、周波数領域等

50

化 (F D E : Frequency Domain Equalization) が用いられる。 M C - C D M A では、最小平均 2 乗誤差 (M M S E : Minimum Mean Square Error) 規範に基づく F D E (M M S E - F D E) を適用することで周波数ダイバーシチ利得を得つつマルチアクセスすることができる。また、 D S - C D M A でも、 R a k e 合成の代わりに M M S E - F D E を用いることで、 M C - C D M A と同様に優れた B E R 特性が得られる。よって、 M M S E - F D E を用いた D S - C D M A も第 4 世代アクセス技術の一つとして再び注目されるようになった。

【 0 0 0 4 】

しかし、多数の無線通信移動局装置 (以下、移動局という) が同時にアクセスする上りリンクでは各移動局のフェージング状態が異なるため、無線通信基地局装置 (以下、基地局という) では、 M M S E - F D E を用いてもチャネルを完全には周波数フラットへ変換できない。このため、マルチアクセス干渉 (M A I : Multi-Access Interference)、または、他ユーザ干渉 (M U I : Multi-User Interference) が発生しスループットが低下するという課題があった。

10

【 0 0 0 5 】

これに対する従来技術としては、例えば、1つの拡散符号に異なる巡回遅延を与えることにより拡散符号を複数生成し、それらを用いて各移動局からの信号を符号分割多重し直交化する送信方法が提案されている (例えば、特許文献 1 参照)。これにより、移動局間の送信信号を時間軸上で直交化させ、周波数ダイバーシチ効果を得つつ M A I を逡減し、スループットの向上を実現することができる。

20

【特許文献 1】特開平 8 - 0 9 7 7 4 9 号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 6 】

しかしながら、従来技術においては、上記の遅延時間領域を利用した巡回遅延による符号多重伝送方法に、従来の周波数領域で最適化した M M S E - F D E を適用した場合、周波数領域でのダイバーシチ利得を得られるものの、時間軸上での信号の直交性が崩れるため M A I が増大し、スループットが低下するという課題がある。

【 0 0 0 7 】

本発明は、かかる点に鑑みてなされたものであり、時間軸上での直交性を保ちつつ周波数領域において M M S E - F D E を行うことにより、 M A I を避けつつ周波数ダイバーシチ利得を得ることによりスループットが向上できる基地局および信号拡散方法を提供することを目的とする。

30

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 8 】

本発明の基地局は、第 1 拡散符号を複数の無線通信移動局装置毎に異なる巡回遅延量だけ巡回遅延させて生成された第 2 拡散符号で拡散された複数の信号が重畳された重畳信号を受信する受信手段と、前記複数の無線通信移動局毎の前記巡回遅延量に応じた重みであり、かつ、前記重畳信号の遅延時間領域信号と参照信号との誤差を最小にする前記重みを用いて前記重畳信号に対して周波数領域等化を行う等化手段と、周波数領域等化後の前記重畳信号を前記複数の無線通信移動局装置毎の複数の遅延時間領域信号に分離する分離手段と、前記複数の遅延時間領域信号毎に合成処理を行う合成手段と、を具備する構成を採る。

40

【発明の効果】

【 0 0 0 9 】

本発明によれば、 M A I を避けつつ周波数ダイバーシチ利得を得ることにより、スループットを向上させることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 0 】

以下、本発明の実施の形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

50

【 0 0 1 1 】

(実施の形態 1)

まず、本実施の形態に係る遅延分割マルチアクセスの原理について説明する。

【 0 0 1 2 】

< 遅延分割マルチアクセスの原理 >

遅延分割マルチアクセスでは、1つの拡散符号に対して移動局毎に異なる巡回遅延 (Cyclic Delay) を与えて拡散符号を生成する。具体的には、移動局 n は、図 1 に示すように、拡散率 SF の拡散符号 $c(t) = \pm 1$ ($t = 0 \sim SF - 1$) に対して巡回遅延 $n\Delta$ を与え、巡回遅延拡散符号 $c((t - n\Delta) \bmod SF)$ ($t = 0 \sim SF - 1$) を生成する。つまり、この遅延分割マルチアクセスでは、MAI を避けつつ周波数ダイバーシチ利得を得て、 SF / Δ の移動局がマルチアクセス可能である。つまり、システムとしてのスループットを向上させることができる。ここで、基地局での周波数領域等化の観点から、拡散符号は周波数スペクトルがほぼ一樣になるものが望ましい。よって、本実施の形態では拡散符号として、ランダム性を保有している PN (Pseudo Noise) 符号を用いる。

10

【 0 0 1 3 】

また、送信データシンボルを巡回遅延拡散符号で拡散して生成された送信チップ系列を、基地局で周波数領域等化するために、拡散率に等しい SF チップのブロックに分割し、各チップブロック先頭にガードインタバール (GI : Guard Interval) を挿入し、GI にサイクリックプリフィックス (CP : Cyclic Prefix) を付加して送信する。

【 0 0 1 4 】

< 送信信号 >

移動局では、送信データシンボル d_n を巡回遅延拡散符号 $c((t - n\Delta) \bmod SF)$ で拡散して次式 (1) に示す送信チップ系列 $s_n(t)$ を得る。

20

【 数 1 】

$$s_n(t) = \sqrt{2S_n} d_n c((t - n\Delta) \bmod SF), \quad 0 \leq t < SF \quad \cdots (1)$$

ここで、 S_n は送信信号電力である。また、送信データシンボル d_n は $E[|d_n|^2] = 1$ を満たすものとする。

【 0 0 1 5 】

< チャネル >

無線伝搬路は L 個の独立なパスから構成され、パス l のパス利得を $h_{n,l}$ 、遅延時間を $\tau_{n,l}$ とすると、チャネルインパルス応答 $h_n(\tau)$ は次式 (2) で与えられる。

30

【 数 2 】

$$h_n(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \delta(\tau - \tau_{n,l}) \quad \cdots (2)$$

【 0 0 1 6 】

< 受信信号 >

上式 (2) で表される無線チャネルを伝搬して基地局のアンテナで受信された信号は次式 (3) のように表わせる。

40

【 数 3 】

$$r_n(t) = \sqrt{2S_n} d_n \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} c((t - \tau_{n,l} - n\Delta) \bmod SF) + \eta(t) \quad \cdots (3)$$

ここで、 $\eta(t)$ は零平均で分散 $2\sigma^2$ の白色複素ガウス雑音であり、 S_n は平均受信電力である。また、複数の移動局が同時アクセスしているものとする、基地局には、次式 (4) のように式 (3) に示す信号が重畳して受信される。

【数 4】

$$r(t) = \sum_n \sqrt{2S_n} d_n \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} c((t - \tau_{n,l} - n\Delta) \bmod SF) + \eta(t) \quad \cdots (4)$$

ここで、基地局と各移動局との位置が異なること、およびシャドウイング損失が異なることから、 S_n は一般的には等しくない。

【0017】

< 周波数領域等化 >

基地局では、式(4)に示す信号 $r(t)$ ($t = 0 \sim SF - 1$) に対して SF ポイント FFT を施して、 SF 個の周波数成分で構成される周波数領域信号 $R(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) に変換する。周波数領域信号 $R(k)$ は次式(5)のようになる。

【数 5】

$$\begin{aligned} R(k) &= \sum_{t=0}^{SF-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \\ &= \sum_n \sqrt{2S_n} d_n \\ &\quad \times \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \left(\sum_{t=0}^{SF-1} c((t - \tau_{n,l} - n\Delta) \bmod SF) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \right) \\ &\quad + \sum_{t=0}^{SF-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \end{aligned} \quad \cdots (5)$$

ここで、

【数 6】

$$\begin{aligned} &\sum_{t=0}^{SF-1} c((t - \tau_{n,l} - n\Delta) \bmod SF) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \\ &= \left(\sum_{t=0}^{SF-1-\tau_{n,l}-n\Delta} c(t \bmod SF) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \right. \\ &\quad \left. + \sum_{t=-\tau_{n,l}-n\Delta}^{-1} c(t \bmod SF \bmod SF) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \right) \\ &\quad \times \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{n,l} + n\Delta}{SF}\right) \\ &= \sum_{t=0}^{SF-1} c(t') \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \times \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{n,l} + n\Delta}{SF}\right) \\ &= C(k) \times \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{n,l} + n\Delta}{SF}\right) \end{aligned} \quad \cdots (6)$$

であるため、式(6)を式(5)に代入すると、周波数領域信号 $R(k)$ は次式(7)のようになる。

10

20

30

40

【数 7】

$$\begin{aligned}
 R(k) &= \sum_n \sqrt{2S_n} d_n C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right) \\
 &\times \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_{n,l}}{SF}\right) \right\} + \Pi(k) \quad \dots (7) \\
 &= \sum_n \sqrt{2S_n} d_n H_n(k) \left\{ C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right) \right\} + \Pi(k)
 \end{aligned}$$

ここで、 $\Pi(k)$ は零平均で分散 $2\sigma^2 \cdot SF$ の複素ガウス雑音であり、次式(8)のようになる。 10

【数 8】

$$\Pi(k) = \sum_{t=0}^{SF-1} \eta(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{SF}\right) \quad \dots (8)$$

【0018】

そして、基地局では、FFTにより得られた周波数領域信号 $R(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) に対してFDEを行う。具体的には、周波数領域信号 $R(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) に対して等化重み $w(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) が乗算される。そして、FDE後の周波数領域信号 $R_n^{\wedge}(k)$ は次式(9)のようになる。 20

【数 9】

$$\begin{aligned}
 \hat{R}_n(k) &= w_n(k) R(k) \\
 &= \sum_n \sqrt{2S_n} d_n \left\{ w_n(k) H_n(k) C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n'\Delta}{SF}\right) \right\} \quad \dots (9) \\
 &+ w_n(k) \Pi(k)
 \end{aligned}$$

ここで、 $w_n(k)$ は拡散変調を取り除くためおよびFDEのための複合FDE重みである。遅延分割マルチアクセスでは、信号分離を遅延時間領域で行う。そのため、基地局では、SFポイントIFFTを用いて、FDE後の周波数領域信号 $R_n^{\wedge}(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) を遅延時間領域信号 $h_n^{\wedge}(\tau)$ ($\tau = 0 \sim SF - 1$) に変換する。 30

【0019】

< 信号分離 >

ここでは、説明を容易にするため、拡散変調を取り除くためだけの等化重みのみを考える。そして、信号分離を行ったあとにパスダイバーシチ合成を遅延時間領域で行い、移動局 n のデータシンボルを復調する。FDEのための等化重みについての詳細な説明は後述する。

【0020】

まず、周波数領域信号 $R(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) に対して次式(10)に示す等化重み $w_n(k)$ が乗算される。ここで、式(10)に示す等化重み $w_n(k)$ は一種のゼロフォーシング(ZF: Zero Forcing)重みである。 40

【数 10】

$$w_n(k) = \frac{1}{C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right)} \quad \dots (10)$$

よって、FDE後の周波数領域信号 $R_n^{\wedge}(k)$ は次式(11)のようになる。

【数 1 1】

$$\begin{aligned}
\hat{R}_n(k) &= w_n(k)R(k) \\
&= w_n(k) \sum_n \sqrt{2S_n} d_n H_{n'}(k) C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n'\Delta}{SF}\right) \quad \dots (11) \\
&\quad + \text{noise} \\
&= \sum_n \sqrt{2S_n} d_n H_{n'}(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{(n'-n)\Delta}{SF}\right) + \text{noise}
\end{aligned}$$

【0 0 2 1】

10

次いで、周波数領域信号 $\hat{R}_n(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) に対して SF ポイント $IFFT$ を施して、 SF シンボルの遅延時間領域信号 $\hat{h}_n(\tau)$ ($\tau = 0 \sim SF - 1$) に変換する。遅延時間領域信号 $\hat{h}_n(\tau)$ ($\tau = 0 \sim SF - 1$) は、次式 (12) のようになる。

【数 1 2】

$$\begin{aligned}
\hat{h}_n(\tau) &= \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{R}(k) \exp\left(+j2\pi \tau \frac{k}{SF}\right) \\
&= \sum_n \sqrt{2S_n} d_n \left\{ \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} H_{n'}(k) \exp\left(+j2\pi k \frac{\tau - (n'-n)\Delta}{SF}\right) \right\} \quad \dots (12) \\
&\quad + \text{noise} \\
&= \sum_n \sqrt{2S_n} d_n \left\{ \sum_{l=0}^{L-1} h_{n',l} \delta(\tau - \tau_{n',l} - (n'-n)\Delta) \right\} + \text{noise} \\
&= \sum_n \sqrt{2S_n} d_n h_{n'}(\tau - (n'-n)\Delta) + \text{noise}
\end{aligned}$$

20

【0 0 2 2】

ここで、遅延時間領域信号 $\hat{h}_n(\tau)$ ($\tau = 0 \sim SF - 1$) の様子を図 2 に示す。式 (12) および図 2 に示すように、遅延時間領域では等間隔 Δ で各移動局の送信データシンボルが現れる。また、インパルス応答に広がりがあるため、遅延時間領域における各移動局の送信データシンボルは広がって現れる。また、インパルス応答の広がり GI 以内であるため、巡回遅延単位量 Δ を GI 長に基づいて決定すれば、各移動局の信号には重なりがなくなり、各移動局の送信データシンボルを容易に分離することができる。

30

【0 0 2 3】

< パスダイバーシチ合成 >

図 2 に示すように、移動局 n の遅延時間領域信号は遅延時間区間 $[0, \Delta]$ に現れる。よって、基地局では、遅延時間領域全体から遅延時間区間 $[0, \Delta]$ の遅延時間領域信号 $\hat{h}_n(\tau)$ ($\tau = 0 \sim SF - 1$) を分離して取り出し、パスダイバーシチ合成を行う。具体的には、基地局では、移動局 n の遅延時間領域信号 $\hat{h}_n(\tau)$ ($\tau = 0 \sim SF - 1$) を遅延時間領域全体から分離して、次式 (13) のように取り出すことができる。

40

【数 1 3】

$$\hat{h}_n(\tau) = \begin{cases} \sqrt{2S_n} d_n h_n(\tau) + \text{noise}, & \text{if } 0 \leq \tau < \Delta \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad \dots (13)$$

また、図 2 に示すように、移動局 n の送信データシンボルが遅延時間区間 $[0, \Delta]$ で広がって分布しているため、これを遅延時間領域整合フィルタで合成する。すなわち、

【数 1 4】

$$\sum_{\tau=0}^{\Delta-1} \hat{h}_n(\tau) h_n^*(\tau)$$

を得ると、送信データシンボルの軟判定値 $\hat{d}_n$ が次式 (14) のように得られる。

【数 1 5】

$$\begin{aligned} \hat{d}_n &= \sum_{\tau=0}^{\Delta-1} \hat{h}_n(\tau) h_n^*(\tau) \\ &= \sqrt{2S_n} \left(\sum_{\tau=0}^{\Delta-1} |h_n(\tau)|^2 \right) d_n + \text{noise} \quad \cdots (14) \\ &= \sqrt{2S_n} \left(\sum_{l=0}^{L-1} |h_{n,l}|^2 \right) d_n + \text{noise} \end{aligned} \quad 10$$

ここで、パスダイバーシチ合成を表す式 (14) と送信信号を表わす式 (1) とを比較して、式 (14) 中の

【数 1 6】

$$\sum_{\tau=0}^{\Delta-1} |h_n(\tau)|^2 \left(= \sum_{l=0}^{L-1} |h_{n,l}|^2 \right) \quad 20$$

を等価チャネル利得と呼ぶ。ここで、L 個のパスは独立に変動するため、等価チャネル利得の変動は浅くなる。また、一様電力遅延プロファイル

【数 1 7】

$$E |h_{n,l}|^2 = 1/L$$

であれば、レイリーフェージング環境下での

【数 1 8】

$$\sum_{l=0}^{L-1} |h_{n,l}|^2 \quad 30$$

の分布は自由度 2 L の χ^2 乗分布になる。

【0 0 2 4】

式 (14) に示すように、遅延分割マルチアクセスでは、MAI を除去しつつ、DS-SS-CDMA における Rake 合成と同じパスダイバーシチ利得 (または周波数ダイバーシチ利得) を得ることができる。

【0 0 2 5】

< MMSE - FDE >

ここでは、FDE のための等化重みについて詳細に説明する。以下、3 つの MMSE - FDE について説明する。

40

【0 0 2 6】

< 1. 第 1 の重み >

ここでは、各移動局に割り当てられた遅延時間領域で誤差信号を最小にする等化重みを用いる。具体的には、次式 (15) で定義される等化誤差 $e(k)$ を用いる。

【数 1 9】

$$e(k) = w_n(k) R(k) - \sqrt{2S_n} d_n H_n(k) \quad \cdots (15)$$

ここで、 $\sqrt{2S_n} d_n H_n(k)$ は参照信号である。この参照信号は、遅延時間領域の $[0, \Delta - 1]$ 区間における移動局 n のチャネルインパルス応答と送信データシンボルとの積 $d_n h_n(\tau)$ が誤差最小で現れるようにする。

50

【 0 0 2 7 】

各移動局のデータシンボルが互いに独立であることおよび式(7)より、平均2乗等化誤差 $E[|e(k)|^2]$ は次式(16)のようになる。

【 数 2 0 】

$$\begin{aligned} E[|e(k)|^2] &= E\left[\left|w_n(k)R(k) - \sqrt{2S_n}d_nH_n(k)\right|^2\right] \\ &= |w_n(k)|^2 \left[|C(k)|^2 \sum_n \left| \sqrt{2S_n}H_n(k) \right|^2 + 2SF \cdot \sigma^2 \right] \\ &\quad - 2\operatorname{Re}\left[w_n(k)C(k) \left| \sqrt{2S_n}H_n(k) \right|^2 \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right) \right] \\ &\quad + \left| \sqrt{2S_n}H_n(k) \right|^2 \end{aligned} \quad \cdots (16)$$

10

そして、 $\delta E[|e(k)|^2] / \delta w_n(k) = 0$ を解いて、平均2乗等化誤差を最小とするMMSE等化重みが、次式(17)で与えられる。

【 数 2 1 】

$$w_n(k) = \frac{\left| \sqrt{2S_n}H_n(k) \right|^2 \left\{ C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right) \right\}^*}{|C(k)|^2 \sum_n \left| \sqrt{2S_n}H_n(k) \right|^2 + 2SF \cdot \sigma^2} \quad \cdots (17)$$

20

ここで、移動局nのみが通信しており、さらに雑音の影響が無視できるとき、式(17)に示すMMSE等化重みは、次式(18)のようになる。

【 数 2 2 】

$$w_n(k) \approx \frac{1}{C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right)} \quad \cdots (18)$$

上式(18)は、式(10)に示す等化重みと同一である。

30

【 0 0 2 8 】

そして、基地局では、得られたMMSE等化重みを用いてFDEを行い、生成された周波数領域信号 $R_n^{\wedge}(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) を、SFポイントIFFTを用いて遅延時間領域信号 $h_n^{\wedge}(\tau)$ ($\tau = 0 \sim SF - 1$) に変換して、式(14)に示すようにパルスマルチプレクシング合成を行うことができる。

【 0 0 2 9 】

このように、第1の重みを用いることで、各移動局に割り当てられた遅延時間領域内で平均2乗等化誤差を最小化することができ、その領域内に当該移動局の信号を集めることができる。つまり、遅延時間領域全体で見ればMAIを回避することができる。

40

【 0 0 3 0 】

< 2 . 第2の重み >

ここでは、遅延時間領域全体で誤差信号を最小にする等化重みを用いる。具体的には、上記< 1 . 第1の重み >の参照信号 $d_n H_n(k)$ ではなく、次式(19)で示す参照信号 $X(k)$ を用いる。

【 数 2 3 】

$$X(k) = \sum_n d_n' H_n'(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n' - n}{SF} \Delta\right) \quad \cdots (19)$$

この参照信号は、遅延時間領域全体にわたって

50

【数 2 4】

$$\sum_n d_n h_n(\tau - (n' - n)\Delta)$$

が誤差最小で現れるようにする。ここで、遅延時間領域の $[0, \Delta - 1]$ 区間に移動局 n のチャネルインパルス応答と送信データシンボルとの積 $d_n h_n(\tau)$ が現れる。このように、各移動局のチャネルインパルス応答と送信データシンボルの積は互いに重なることなく現れるため、MAIを避けて移動局 n のチャネルインパルス応答と送信データシンボルとの積 $d_n h_n(\tau)$ だけを取り出すことができる。

【0031】

10

式(19)に示す参照信号 $X(k)$ を用いて定義される等化誤差 $e(k)$ は次式(20)のようになる。

【数 2 5】

$$e(k) = w_n(k)R(k) - \sum_n d_n H_{n'}(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n' - n}{SF} \Delta\right) \quad \cdots (20)$$

そして、各移動局のデータシンボルが互いに独立であることおよび式(7)より、平均2乗等化誤差 $E[|e(k)|^2]$ は次式(21)のようになる。

【数 2 6】

20

$$\begin{aligned} E[|e(k)|^2] &= |w_n(k)|^2 \left[|C(k)|^2 \sum_n \left| \sqrt{2S_n} H_{n'}(k) \right|^2 + 2\sigma^2 \right] \\ &\quad - 2\operatorname{Re} \left[w_n(k) C(k) \sum_n \left| \sqrt{2S_n} H_{n'}(k) \right|^2 \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right) \right] \quad \cdots (21) \\ &\quad + \sum_n \left| \sqrt{2S_n} H_{n'}(k) \right|^2 \end{aligned}$$

よって、 $\delta E[|e(k)|^2] / \delta w_n(k) = 0$ を解いて、平均2乗等化誤差を最小とするMMSE等化重みが、次式(22)で与えられる。

【数 2 7】

30

$$w_n(k) = \frac{\sum_n \left| \sqrt{2S_n} H_{n'}(k) \right|^2 \left\{ C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right) \right\}^*}{|C(k)|^2 \sum_n \left| \sqrt{2S_n} H_{n'}(k) \right|^2 + 2SF \cdot \sigma^2} \quad \cdots (22)$$

ここで、移動局 n のみが通信しており、さらに雑音の影響が無視できるとき、式(22)に示すMMSE等化重みは、次式(23)のようになる。

【数 2 8】

40

$$w_n(k) \approx \frac{1}{C(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right)} \quad \cdots (23)$$

【0032】

そして、基地局では、得られたMMSE等化重みを用いてFDEを行い、生成された周波数領域信号 $R_n^\wedge(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) を、SFポイントIFFTを用いて遅延時間領域信号 $h_n^\wedge(\tau)$ ($\tau = 0 \sim SF - 1$) に変換する。このように、移動局 n のチャネルインパルス応答と送信データシンボルとの積 $d_n h_n(\tau)$ が遅延時間領域の $[0, \Delta - 1]$ 区間に誤差最小で現れる。したがって、式(14)と同様にパスダイバーシチ合成を行うことができる。また、第1の重みを用いるときと同じようにパスダイバーシチ利得が得られる。

50

【 0 0 3 3 】

このように、第 2 の重みを用いることで、遅延時間領域全体で平均 2 乗等化誤差を最小化することができ、他移動局の信号に自移動局の M M S E - F D E 重みが与える影響を考慮しながら、割当てられた遅延時間領域内に自移動局の信号を集めることができる。従って、第 1 の重みに比べて更に M A I の影響を回避できる。

【 0 0 3 4 】

< 3 . 第 3 の重み >

ここでは、各移動局に割り当てられた巡回遅延時間において誤差信号を最小にする等化重みを用いる。具体的には、次式 (2 4) で示す参照信号 $X(k)$ を用いる。

【 数 2 9 】

$$X(k) = d_n \cdots (24)$$

10

この参照信号は、遅延時間領域に $d_n \delta(\tau)$ が誤差最小で現れるようにする。

【 0 0 3 5 】

ここで、S F ポイント I F F T を用いて、周波数領域信号 $R_n^\wedge(k)$ ($k = 0 \sim S F - 1$) を遅延時間領域信号 $h_n^\wedge(\tau)$ ($\tau = 0 \sim S F - 1$) に変換すると、送信データシンボルの軟判定値 $d_n^\wedge$ は次式 (2 5) で与えられる。

【 数 3 0 】

$$\hat{d}_n = \hat{h}_n(0) \cdots (25)$$

20

ここで、式 (2 5) は次式 (2 6) のように書き表せるため、I F F T 処理は不要となる。すなわち、F D E 自体がパスダイバーシチ合成処理、つまり、周波数ダイバーシチ合成処理と逆拡散処理とを兼ねることができる。

【 数 3 1 】

$$\begin{aligned} \hat{d}_n &= \hat{h}_n(0) \\ &= \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{R}_n(k) \exp\left(+j2\pi\tau \frac{k}{SF}\right) \Big|_{\tau=0} \\ &= \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} \hat{R}_n(k) \cdots (26) \\ &= \frac{1}{SF} \sum_{k=0}^{SF-1} R(k) w_n(k) \end{aligned}$$

30

【 0 0 3 6 】

式 (2 4) に示す参照信号 $X(k)$ を用いて定義される等化誤差 $e(k)$ は次式 (2 7) のようになる。

【 数 3 2 】

$$e(k) = w_n(k)R(k) - d_n \cdots (27)$$

そして、各移動局のデータシンボルが互いに独立であることおよび式 (7) より、平均 2 乗等化誤差 $E[|e(k)|^2]$ は次式 (2 8) のようになる。

40

【 数 3 3 】

$$\begin{aligned} E[|e(k)|^2] &= |w_n(k)|^2 \left[|C(k)|^2 \sum_n \left| \sqrt{2S_n} H_{n'}(k) \right|^2 + 2SF \cdot \sigma^2 \right] \\ &\quad - 2\operatorname{Re} \left[w_n(k) C(k) \sqrt{2S_n} H_n(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right) \right] + 1 \cdots (28) \end{aligned}$$

よって、 $\delta E[|e(k)|^2] / \delta w_n(k) = 0$ を解いて、平均 2 乗等化誤差を最小とする M M S E 等化重みが次式 (2 9) で与えられる。

50

【数 3 4】

$$w_n(k) = \frac{\left\{ C(k) \sqrt{2S_n} H_n(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right) \right\}^*}{|C(k)|^2 \sum_n \left| \sqrt{2S_n} H_n(k) \right|^2 + 2SF \cdot \sigma^2} \quad \dots (29)$$

ここで、移動局 n のみが通信しており、さらに雑音の影響が無視できるとき、式 (29) で示す M M S E 等化重みは、次式 (30) のようになる。

【数 3 5】

$$w_n(k) \approx \frac{1}{C(k) H_n(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF}\right)} \quad \dots (30)$$

10

上式 (30) は良く知られた Z F - F D E である。Z F 等化重みは雑音強調を引き起こすが、上式 (30) の M M S E 等化重みは雑音強調を避けることができる。

【0037】

このように、第3の重みを用いることで、パスダイバーシチ合成と逆拡散とを兼ねて処理することができ、かつ、各移動局に割り当てられた巡回遅延時間で平均2乗等化誤差を最小化することができ、M A I を回避できる。

【0038】

20

< 移動局および基地局の構成 >

次に、本実施の形態に係る移動局および基地局の構成について説明する。

【0039】

本実施の形態に係る移動局 100 の構成を図3に示し、本実施の形態に係る基地局 200 の構成を図4に示す。なお、説明が煩雑になることを避けるために、図3では、本発明と密接に関連する上りリンクでの送信データの送信、および、下りリンクでの制御情報データの受信に係わる構成部を示し、下りリンクでの送信データの受信に係わる構成部の図示および説明を省略する。同様に、図4では、本発明と密接に関連する上りリンクでの送信データの受信、および、下りリンクでの制御情報データの送信に係わる構成部を示し、下りリンクでの送信データの送信に係わる構成部の図示および説明を省略する。

30

【0040】

図3に示す移動局 100 において、符号化部 101 には、送信データが入力される。符号化部 101 は、送信データを符号化して変調部 102 に出力する。

【0041】

変調部 102 は、符号化部 101 から入力される送信データを変調して送信データシンボルを生成し、拡散部 104 に出力する。

【0042】

拡散符号生成部 103 は、上記<遅延分割マルチアクセスの原理>で説明したように、巡回遅延拡散符号 $c((t - n\Delta) \bmod SF)$ ($t = 0 \sim SF - 1$) を、復号部 110 から入力される制御情報データに含まれる巡回遅延量 $n\Delta$ に基づいて生成する。そして、拡散符号生成部 103 は、生成した巡回遅延拡散符号 $c((t - n\Delta) \bmod SF)$ を拡散部 104 に出力する。

40

【0043】

拡散部 104 は、上記<送信信号>で説明したように、変調部 102 から入力される送信データシンボル d_n を拡散符号生成部 103 から入力される巡回遅延拡散符号 $c((t - n\Delta) \bmod SF)$ で拡散して式(1)に示す送信チップ系列 $s_n(t)$ を生成する。そして、拡散部 104 は、生成した送信チップ系列 $s_n(t)$ を G I 挿入部 105 に出力する。

【0044】

G I 挿入部 105 は、上記<遅延分割マルチアクセスの原理>で説明したように拡散部

50

104 から入力される送信チップ系列 $s_n(t)$ の先頭に GI を挿入し、GI にサイクリックプリフィックスを付加する。

【0045】

無線送信部 106 は、GI 挿入後の信号に対し D/A 変換、増幅およびアップコンバート等の送信処理を行ってアンテナ 107 から基地局 200 へ送信する。

【0046】

一方、無線受信部 108 は、基地局 200 から送信された制御情報データシンボルをアンテナ 107 を介して受信し、この制御情報データシンボルに対しダウンコンバート、A/D 変換等の受信処理を行う。

【0047】

復調部 109 は、受信処理後の制御情報データシンボルを復調し、復調後の制御情報データを復号部 110 に出力する。

【0048】

復号部 110 は、復調後の制御情報データを復号して拡散符号生成部 103 に出力する。

。

【0049】

一方、図 4 に示す基地局 200 において、無線受信部 202 は、移動局 100 から送信された信号をアンテナ 201 を介して受信し、この受信信号に対しダウンコンバート、A/D 変換等の受信処理を行う。

【0050】

GI 除去部 203 は、受信処理後の信号から GI を除去して、式 (4) に示す受信信号 $r(t)$ ($t = 0 \sim SF - 1$) を得る。

【0051】

FFT 部 204 は、GI 除去部 203 から入力される受信信号に対して送信チップ系列単位に FFT を行い、時間領域信号を周波数領域信号に変換する。具体的には、FFT 部 204 は、式 (4) に示す SF チップの受信信号 $r(t)$ ($t = 0 \sim SF - 1$) に対して SF ポイント FFT を施して、式 (7) に示す周波数領域信号 $R(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) に変換する。そして、FFT 部 204 は、得られた周波数領域信号 $R(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) を FDE・逆拡散部 205 に出力する。

【0052】

FDE・逆拡散部 205 は、上記<周波数領域等化>および上記<信号分離>で説明したように、FFT 部 204 から入力される周波数領域信号 $R(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) に対して FDE および逆拡散を行う。具体的には、FDE・逆拡散部 205 は、式 (7) に示す周波数領域信号 $R(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) に対して式 (10) に示す等化重み $w(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) を乗算して、式 (11) に示す周波数領域信号 $R_n^{\wedge}(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) を生成する。なお、上記<MMSE-FDE>で説明したように、FDE・逆拡散部 205 は、等化重みとして、式 (17)、式 (22)、または式 (29) のいずれかに示す等化重みを用いてもよい。そして、FDE・逆拡散部 205 は、生成した周波数領域信号 $R_n^{\wedge}(k)$ を IFFT 部 206 に出力する。

【0053】

IFFT 部 206 は、上記<信号分離>で説明したように、FDE・逆拡散部 205 から入力される周波数領域信号に対して送信チップ系列単位に IFFT を行い遅延時間領域信号に変換する。具体的には、IFFT 部 206 は、式 (11) に示す周波数領域信号 $R_n^{\wedge}(k)$ ($k = 0 \sim SF - 1$) に対して SF ポイント IFFT を施して、式 (12) に示す遅延時間領域信号 $h_n^{\wedge}(\tau)$ ($\tau = 0 \sim SF - 1$) に変換する。そして、IFFT 部 206 は、遅延時間領域信号 $h_n^{\wedge}(\tau)$ を分離・合成部 207 に出力する。

【0054】

分離・合成部 207 は、上記<パスダイバーシチ合成>で説明したように、IFFT 部 206 から入力される遅延時間領域信号 $h_n^{\wedge}(\tau)$ ($\tau = 0 \sim SF - 1$) から式 (13) に示すように移動局 n の遅延時間領域信号を分離して取り出し、パスダイバーシチ合成

10

20

30

40

50

を行う。そして、分離・合成部 207 は、パスダイバーシチ合成により得られた式 (14) に示す送信データシンボルの軟判定値 d_n^* を復調部 208 に出力する。

【0055】

復調部 208 は、分離・合成部 207 から入力される送信データシンボルの軟判定値 d_n^* を復調し、復調データを得る。そして、復調部 208 は、得られた復調データを復号部 209 に出力する。

【0056】

復号部 209 は、復調部から入力される復調データを復号して、受信データを得る。

【0057】

一方、上り回線推定部 210 は、GI 除去部 203 から入力される各移動局のパイロット信号から各移動局のチャネル推定値を推定する。そして、上り回線推定部 210 は、得られた各移動局のチャネル推定値を遅延時間推定部 211 に出力する。

【0058】

遅延時間推定部 211 は、上り回線推定部 210 から入力される各移動局のチャネル推定値から各移動局の最大遅延時間を推定する。そして、遅延時間推定部 211 は、得られた各移動局の最大遅延時間を遅延量決定部 212 に出力する。

【0059】

遅延量決定部 212 は、遅延時間推定部 211 から入力される各移動局の最大遅延時間のうち、最も大きい遅延時間を全移動局に対する巡回遅延単位量 Δ として決定する。そして、遅延量決定部 212 は、決定した巡回遅延単位量 Δ を制御情報生成部 213 に出力する。なお、遅延量決定部 212 で決定された巡回遅延単位量 Δ は、移動局 100 の GI 挿入部 105 (図 3) での GI 長と同一である。

【0060】

制御情報生成部 213 は、遅延量決定部 212 から入力される巡回遅延単位量 Δ を含む制御情報データを生成する。そして、制御情報生成部 213 は、生成した制御情報データを符号化部 214 に出力する。

【0061】

符号化部 214 は、制御情報生成部 213 から入力される制御情報データを符号化し、変調部 215 に出力する。

【0062】

変調部 215 は、符号化部 214 から入力される制御情報データを変調して制御情報データシンボルを生成する。そして、変調部 215 は、生成された制御情報データシンボルを無線送信部 216 に出力する。

【0063】

無線送信部 216 は、変調部 215 から入力される制御情報データシンボルに対し D/A 変換、増幅およびアップコンバート等の送信処理を行ってアンテナ 201 から移動局 100 へ送信する。

【0064】

このように、本実施の形態によれば、移動局は、巡回遅延単位量 Δ を整数倍した巡回遅延 $n\Delta$ を 1 つの拡散符号に対して与えて生成される巡回遅延拡散符号を用いる。これにより、基地局では、各移動局のデータが遅延時間領域に直交化して現れるため、各移動局のデータを容易に分離することができる。また、基地局にて分離された各移動局のデータは各移動局に割り当てられた遅延時間領域内で広がりをもって受信されるため、パスダイバーシチ合成を行うことにより、周波数ダイバーシチ利得を得ることができ、優れた BER 特性を得ることができる。よって、本実施の形態によれば、MAI を避けつつ周波数ダイバーシチ利得を得ることができスループットを向上させることができる。

【0065】

なお、本実施の形態では、FDE 前の信号から各移動局の最大遅延時間を算出し、巡回遅延単位量 Δ として決定したが、FDE 後の信号から各移動局の最大遅延時間を算出し、最も大きい遅延時間を全移動局に対する巡回遅延単位量 Δ として決定してもよい。これに

10

20

30

40

50

より、FDEによって生じるサイドロープ（隣接遅延時間領域へ漏洩するMAI）の影響を、巡回遅延単位量 Δ の決定に反映させることができるため、MAIを適切に回避できスループットを更に向上させることができるという効果が得られる。

【0066】

（実施の形態2）

本実施の形態では、移動局毎に異なる巡回遅延量を決定する点において、実施の形態1と相違する。

【0067】

以下、実施の形態1との相違点についてのみ説明する。

【0068】

図4に示す遅延量決定部212は、各移動局に対する巡回遅延量を遅延時間推定部211から入力される各移動局の最大遅延時間に基づいて決定する。具体的には、図5に示すように、移動局 $n-1$ における最大遅延時間が $\tau_{max, n-1}$ 、移動局 n における最大遅延時間が $\tau_{max, n}$ 、移動局 $n+1$ における最大遅延時間が $\tau_{max, n+1}$ および移動局 $n+2$ における最大遅延時間が $\tau_{max, n+2}$ である場合、遅延量決定部212は、移動局 $n-1$ の巡回遅延量 Δ_{n-1} を0に決定すると、移動局 n の巡回遅延量 Δ_n を $\tau_{max, n-1}$ に決定し、移動局 $n+1$ の巡回遅延量 Δ_{n+1} を $\tau_{max, n-1} + \tau_{max, n}$ に決定し、移動局 $n+2$ の巡回遅延量 Δ_{n+2} を $\tau_{max, n-1} + \tau_{max, n} + \tau_{max, n+1}$ に決定する。そして、遅延量決定部212は、決定した各移動局の巡回遅延量を制御情報生成部213に出力する。

【0069】

制御情報生成部213は、遅延量決定部212から入力される各移動局の巡回遅延量を含む制御情報データを生成する。そして、制御情報生成部213は、生成した制御情報データを符号化部214に出力する。

【0070】

一方、各移動局の拡散符号生成部103（図3）は、入力される制御情報データに含まれる巡回遅延量のうち自局の巡回遅延量に基づいて巡回遅延拡散符号を生成する。具体的には、図6に示すように、移動局 $n-1$ の拡散符号生成部103は、巡回遅延量 $\Delta_{n-1} = 0$ であるので拡散符号をシフトせずにそのままの拡散符号を巡回遅延拡散符号として生成する。また、移動局 n の拡散符号生成部103は、図6に示すように、巡回遅延量 $\Delta_n = \tau_{max, n-1}$ であるので拡散符号を Δ_n だけシフトした巡回遅延拡散符号を生成する。同様に、移動局 $n+1$ の拡散符号生成部103は、図6に示すように、巡回遅延量 $\Delta_{n+1} = \tau_{max, n-1} + \tau_{max, n}$ であるので拡散符号を Δ_{n+1} だけシフトした巡回遅延拡散符号を生成し、移動局 $n+2$ の拡散符号生成部103は、巡回遅延量 $\Delta_{n+2} = \tau_{max, n-1} + \tau_{max, n} + \tau_{max, n+1}$ であるので拡散符号を Δ_{n+2} だけシフトした巡回遅延拡散符号を生成する。

【0071】

各移動局が図6に示す拡散符号を用いて各移動局の送信データシンボルを拡散した場合、基地局200では、図7に示すような遅延時間領域信号が得られる。ここで、図7に示す遅延時間領域信号は移動局 n を基準とする。また、図7に示す巡回遅延量 Δ_{n+3} は $\Delta_{n+2} = \tau_{max, n-1} + \tau_{max, n} + \tau_{max, n+1} + \tau_{max, n+2}$ とする。図7に示すように、移動局 $n-1$ の遅延時間区間は $[\Delta_{n-1} - \Delta_n, 0]$ となり、移動局 n の遅延時間区間は $[0, \Delta_{n+1} - \Delta_n]$ となり、移動局 $n+1$ の遅延時間区間は $[\Delta_{n+1} - \Delta_n, \Delta_{n+2} - \Delta_n]$ となり、移動局 $n+2$ の遅延時間区間は $[\Delta_{n+2} - \Delta_n, \Delta_{n+3} - \Delta_n]$ となる。

【0072】

図6に示す最大遅延量が小さい移動局 $n+1$ では、図7に示すように遅延時間区間 $[\Delta_{n+1} - \Delta_n, \Delta_{n+1} - \Delta_n]$ の間隔が狭くなる一方、図6に示す最大遅延量が大きい移動局 n では、図7に示すように遅延時間区間 $[0, \Delta_{n+1} - \Delta_n]$ の間隔が広がる。すなわち、遅延時間領域において、各移動局の遅延時間領域信号が各移動局の最大遅延

10

20

30

40

50

量に応じて非等間隔に現れる。これにより、遅延時間領域信号の全体の遅延時間が最小になる。

【 0 0 7 3 】

このようにして、本実施の形態によれば、各移動局の最大遅延量に基づいて移動局毎の巡回遅延量を互いに異ならせる。これにより、遅延時間領域では、各移動局の巡回遅延量に応じた間隔で各移動局の遅延時間領域信号が現れる。よって、遅延時間を最小にして遅延分割マルチアクセスを行うことができるため、実施の形態 1 よりも効率良く周波数ダイバシティ利得を得ることができる。

【 0 0 7 4 】

なお、本実施の形態では、F D E 前の信号から各移動局の最大遅延量に基づいて、移動局毎の巡回遅延量を決定したが、F D E 後の信号から各移動局の最大遅延量に基づいて、決定してもよい。これにより、F D E によって生じるサイドロープの広がり移動局毎に異なる点を、巡回遅延量の決定に反映させることができるため、周波数ダイバシティ利得を更に効率良く得ることができる。

【 0 0 7 5 】

(実施の形態 3)

本実施の形態では、1つの拡散符号を用いてアクセス可能である移動局数 $S F / \Delta$ を超える数の移動局が基地局にアクセスする場合について説明する。

【 0 0 7 6 】

以下、実施の形態 1 との相違点についてのみ説明する。

【 0 0 7 7 】

本実施の形態では、P N 符号 (拡散率 $S F$)、および、互いに直交する 2 つの直交符号 (拡散率 $S F$) を用いる。

【 0 0 7 8 】

図 3 に示す拡散符号生成部 1 0 3 は、P N 符号と直交符号との積符号を新たな拡散符号として生成する。そして、拡散符号生成部 1 0 3 は、実施の形態 1 と同様にして、積符号から巡回遅延拡散符号を巡回遅延量に基づいて生成し、生成した巡回遅延拡散符号を拡散部 1 0 4 に出力する。具体的には、図 8 に示すように、拡散符号生成部 1 0 3 は、P N 符号 $c(t)$ と直交符号 $c_m(t)$ ($m = 0, 1$) との積符号を新たな拡散符号 $c'_m(t)$ として生成する。つまり、新たな拡散符号 $c'_m(t)$ は $c(t) \times c_m(t)$ より求められる。

【 0 0 7 9 】

これにより、図 8 に示すように、P N 符号 $c(t)$ と直交符号 $c_0(t)$ とから生成される拡散符号 $c'_0(t)$ 、および、P N 符号 $c(t)$ と直交符号 $c_1(t)$ とから生成される拡散符号 $c'_1(t)$ に対して同じ巡回遅延量 $n \Delta$ を与えた場合でも、巡回遅延拡散符号 $c'_0((t - n \Delta) \bmod S F)$ と巡回遅延拡散符号 $c'_1((t - n \Delta) \bmod S F)$ とは互いに直交するため、同一の巡回遅延量において 2 つの異なる巡回遅延拡散符号を生成することができる。例えば、4 つ ($S F / \Delta = 4$) の巡回遅延拡散符号を生成可能な P N 符号に対して 2 つの直交符号を用いることで、8 個の巡回遅延拡散符号を生成することができる。

【 0 0 8 0 】

よって、 $S F / \Delta = 4$ を超える数の移動局が基地局にアクセスする場合でも、各移動局の拡散符号生成部 1 0 3 は、複数の直交符号を用いることで $S F / \Delta = 4$ を超える数の巡回遅延拡散符号を生成することができる。例えば、移動局数が 5 ~ 8 のとき、2 個の直交拡散符号が必要になる。

【 0 0 8 1 】

このように、本実施の形態によれば、1つの拡散符号を用いてアクセス可能である移動局数を越える数の移動局がアクセスする場合でも、実施の形態 1 と同様の効果を得ることができる。

【 0 0 8 2 】

10

20

30

40

50

以上、本発明の実施の形態について説明した。

【 0 0 8 3 】

なお、上記各実施の形態では、遅延分割多重アクセスを上りリンクで用いた場合について説明したが、本発明を下りリンクに適用する場合でも同様の効果を得ることができる。具体的には、遅延分割多重アクセスを下りリンクで用いる場合、チャネルインパルス応答が、

【 数 3 6 】

$$H_n(k) = H(k) \text{ for all } n \quad \dots (31)$$

であることのみ上りリンクで用いた場合と相違し、上記 < M M S E - F D E > の式 (1 7)、式 (2 2) および式 (2 9) の 3 つの M M S E 等化重みは次式 (3 2) で得られる。

【 数 3 7 】

$$w_n(k) = \begin{cases} \left(\frac{S_n}{\sum_n S_{n'}} \right) \cdot \frac{|H(k)|^2 \left\{ C(k) \exp \left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF} \right) \right\}^*}{|C(k)|^2 |H(k)|^2 + SF \cdot \sigma^2 / \left(\sum_n S_{n'} \right)} & \text{--- case 1} \\ \frac{|H(k)|^2 \left\{ C(k) \exp \left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF} \right) \right\}^*}{|C(k)|^2 |H(k)|^2 + SF \cdot \sigma^2 / \left(\sum_n S_{n'} \right)} & \text{--- case 2} \\ \sqrt{\frac{S_n}{\sum_n S_{n'}}} \times \frac{\sqrt{2 \sum_n S_{n'}}}{\sum_n S_{n'}} \cdot \frac{\left\{ C(k) H(k) \exp \left(-j2\pi k \frac{n\Delta}{SF} \right) \right\}^*}{|C(k)|^2 |H(k)|^2 + SF \cdot \sigma^2 / \left(\sum_n S_{n'} \right)} & \text{--- case 3} \end{cases} \quad \dots (32)$$

【 0 0 8 4 】

また、本発明を下りリンクで用いる場合、各移動局に対して独立に電力制御を行ってもよい。ただし、全移動局における総電力

【 数 3 8 】

$$\sum_n S_{n'}$$

を一定とした最適電力割り当て問題に帰着する。つまり、基地局は、総送信電力を一定に保ちつつ、移動局毎に独立に送信電力を割り当てる最適電力割り当てを行う。

【 0 0 8 5 】

また、上記各実施の形態では、本発明をハードウェアで構成する場合を例にとって説明したが、本発明はソフトウェアで実現することも可能である。

【 0 0 8 6 】

また、上記各実施の形態の説明に用いた各機能ブロックは、典型的には集積回路である

ＬＳＩとして実現される。これらは個別に１チップ化されてもよいし、一部または全てを含むように１チップ化されてもよい。ここでは、ＬＳＩとしたが、集積度の違いにより、ＩＣ、システムＬＳＩ、スーパーＬＳＩ、ウルトラＬＳＩと呼称されることもある。

【００８７】

また、集積回路化の手法はＬＳＩに限るものではなく、専用回路または汎用プロセッサで実現してもよい。ＬＳＩ製造後に、プログラムすることが可能なＦＰＧＡ（Field Programmable Gate Array）や、ＬＳＩ内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なりコンフィギュラブル・プロセッサを利用してよい。

【００８８】

さらには、半導体技術の進歩または派生する別技術によりＬＳＩに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行ってもよい。バイオ技術の適用等が可能性としてありえる。

【産業上の利用可能性】

【００８９】

本発明は、移動体通信システム等に適用することができる。

【図面の簡単な説明】

【００９０】

【図１】本発明の実施の形態１に係る巡回遅延拡散符号を示す図

【図２】本発明の実施の形態１に係る遅延時間領域信号を示す図

【図３】本発明の実施の形態１に係る移動局のブロック構成図

【図４】本発明の実施の形態１に係る基地局のブロック構成図

【図５】本発明の実施の形態２に係る各移動局の最大遅延量推定を示す図

【図６】本発明の実施の形態２に係る各移動局の巡回遅延拡散符号を示す図

【図７】本発明の実施の形態２に係る遅延時間領域信号を示す図

【図８】本発明の実施の形態３に係る各移動局の巡回遅延拡散符号を示す図

【符号の説明】

【００９１】

１００ 移動局

２００ 基地局

１０１，２１４ 符号化部

１０２，２１５ 変調部

１０３ 拡散符号生成部

１０４ 拡散部

１０５ ＧＩ挿入部

１０６，２１６ 無線送信部

１０７，２０１ アンテナ

１０８，２０２ 無線受信部

１０９，２０８ 復調部

１１０，２０９ 復号部

２０３ ＧＩ除去部

２０４ ＦＦＴ部

２０５ ＦＤＥ・逆拡散部

２０６ ＩＦＦＴ部

２０７ 分離・合成部

２１０ 上り回線推定部

２１１ 遅延時間推定部

２１２ 遅延量決定部

２１３ 制御情報生成部

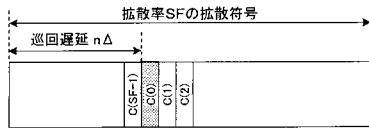
10

20

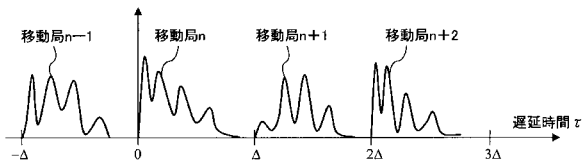
30

40

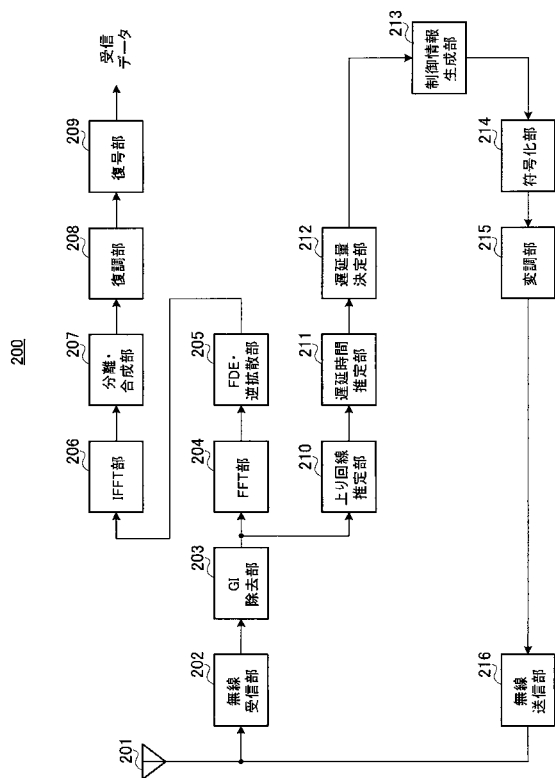
【図 1】



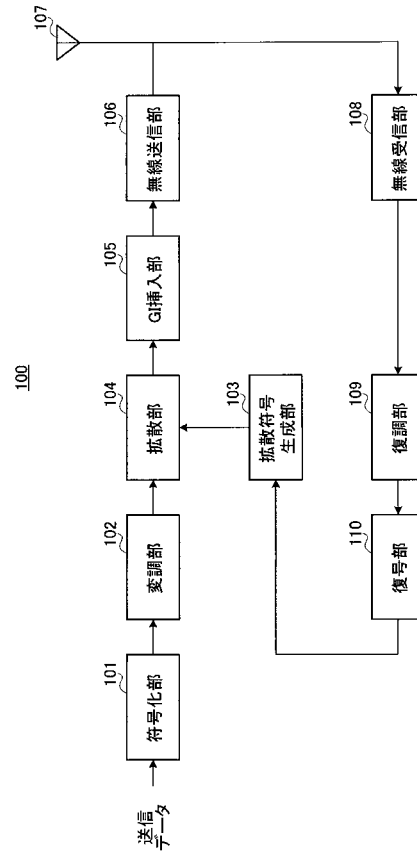
【図 2】



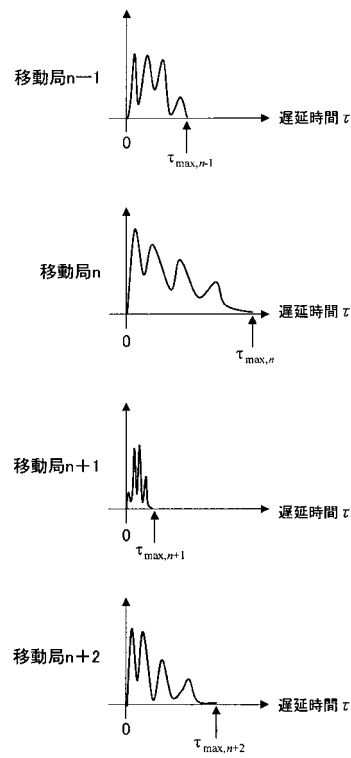
【図 4】



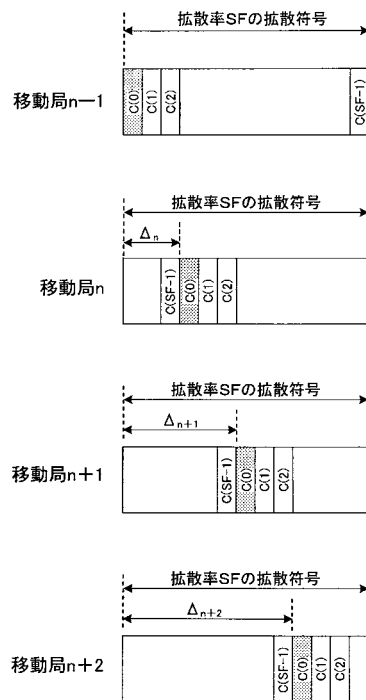
【図 3】



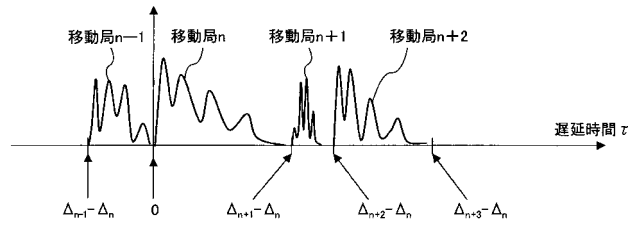
【図 5】



【図 6】



【図 7】



【図 8】

