

(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2006-325099
(P2006-325099A)

(43) 公開日 平成18年11月30日(2006.11.30)

(51) Int. Cl. F I テーマコード (参考)
H O 4 B 1 / 7 0 7 (2 0 0 6 . 0 1) H O 4 J 1 3 / 0 0 D 5 K O 2 2

審査請求 未請求 請求項の数 17 O L (全 18 頁)

<p>(21) 出願番号 特願2005-148120 (P2005-148120)</p> <p>(22) 出願日 平成17年5月20日 (2005.5.20)</p> <p>特許法第30条第1項適用申請有り 2005年1月21日 社団法人電子情報通信学会発行の「電子情報通信学会技術研究報告 信学技報Vol. 104 No. 59」に発表</p> <p>特許法第30条第1項適用申請有り 2005年3月7日 社団法人電子情報通信学会発行の「E i C電子情報通信学会 2005年総合大会講演論文集」に発表</p>	<p>(71) 出願人 504157024 国立大学法人東北大学 宮城県仙台市青葉区片平2丁目1番1号</p> <p>(74) 代理人 100107010 弁理士 橋爪 健</p> <p>(72) 発明者 安達 文幸 宮城県仙台市宮城野区榴岡3-5-8-1504</p> <p>(72) 発明者 劉 崇 宮城県仙台市青葉区米ヶ袋2丁目1-21 コーポ清風202室</p> <p>Fターム(参考) 5K022 EE02 EE11 EE21 EE31</p>
---	---

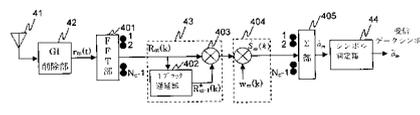
(54) 【発明の名称】 CDMA伝送装置及び方法

(57) 【要約】

【課題】 チャネル推定を不要とし、パイロット信号を不要とし、送信データレートを低下しない。

【解決手段】 送信側では、DS-SS-CDMA信号等の送信信号を周波数領域で差動符号化し、ガードインターバルを付加して送信する。受信側では、GI削除部42は、受信部41からのチップ系列のガードインターバルを削除してチップ系列を得る。FFT部401は、 N_c チップごとの各チップブロックを N_c -ポイントFFTにより N_c 個の直交周波数成分に分解する。差動復号化部43は、各周波数成分を差動復号化する。等化部404は、各周波数成分毎に等化を行う。加算部405は、等化部404からの N_c 個の周波数成分を加算してデータ系列を復元する。

【選択図】 図3



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

送信機と受信機とを備えた C D M A 伝送装置において、
 前記送信機は、
 送信データ系列をデータ変調してデータシンボル系列を得るデータ変調部と、
 データシンボル系列を差動符号化して差動符号化データシンボル系列を得る差動符号化部と、
 前記差動符号化部からの差動符号化データシンボル系列に拡散符号を乗算して N_c チップ (N_c は F F T のポイント数) からなるチップブロックを得る拡散部と、
 前記拡散部からの各チップブロックの末尾の所定チップ分をコピーしてガードインターバルとしてそのブロックの先頭に付加する付加部と、
 前記付加部からのガードインターバルを付加したチップブロック系列を送信する送信部と、
 を備え、
 前記受信機は、
 前記送信部からのチップブロック系列を受信し、受信信号をチップ時間ごとに標本化してチップ系列を得る受信部と、
 前記受信部からのチップ系列を N_c チップごとのチップブロックに分割し、各チップブロックからガードインターバルを削除する削除部と、
 前記削除部からの各チップブロックのチップ系列を N_c - ポイント F F T により N_c 個の直交周波数成分に分解する F F T 部と、
 N_c 個の各直交周波数成分毎に備えられ、前記 F F T 部からの各周波数成分を差動復号する N_c 個の差動復号部と、
 N_c 個の各直交周波数成分毎に備えられ、前記差動復号部からの出力に対して、各周波数成分毎に等化を行う N_c 個の等化部と、
 各々の前記等化部からの N_c 個の周波数成分を加算する加算部と、
 送信データシンボルに相当する受信データシンボルを得るシンボル判定部と
 を備えた C D M A 伝送装置。

【請求項 2】

1 データシンボルあたりのチップ数を示す拡散率 S F が、前記 F F T 部のポイント数 N_c と等しいこと
 又は、
 各チップブロックに含まれる送信データシンボル数は 1 個であることを特徴とする請求項 1 に記載の C D M A 伝送装置。

【請求項 3】

k 番目 ($k = 0 \sim N_c - 1$) の周波数成分の前記差動復号化部と前記等化部では、現チップブロックの直交周波数成分 $R_m(k)$ と、一つ前のチップブロックの直交周波数成分 $R_{m-1}(k)$ とを用いて、次のように差動復号と等化を行うことを特徴とする請求項 1 又は 2 に記載の C D M A 伝送装置。

$$S^{\wedge}_m(k) = w_m(k) R_m(k) R^*_{m-1}(k) \quad (5)$$

ここで、 $*$ は複素共役、 $w_m(k)$ は等化重みである。

【請求項 4】

前記等化部は、等化重み $w_m(k)$ を、次式のいずれかを用いて作成することを特徴とする請求項 1 乃至 3 のいずれかに記載の C D M A 伝送装置。

10

20

30

40

【数 1】

$$w_m(k) = \begin{cases} \frac{C_m^*(k)}{C_{m-1}^*(k) |R_m(k)|^2}, & \text{ZF} \\ \frac{C_m^*(k)}{C_{m-1}^*(k) |R_m(k)|^2 + 2\sigma^2}, & \text{MMSE} \end{cases} \quad (6)$$

ここで、ZF はゼロフォーシング、MMSE は最小平均 2 乗誤差を表す。 $C_m(k)$ は拡散符号 $c_m(t)$ の k 番目の周波数の成分である。 σ^2 は雑音電力である。

【請求項 5】

前記 FFT 部の各周波数成分毎に雑音電力を測定するための、測定部をさらに備えたことを特徴とする請求項 4 に記載の CDMA 伝送装置。

【請求項 6】

m 番目の各チップブロック毎に、 N_c / SF 個 (N_c は FFT のポイント数、 SF は拡散率) のシンボルからなる送信データシンボル系列 $\{a_{m,n}; n = 0 \sim (N_c / SF) - 1\}$ に拡散符号 $c_m(t)$ を乗算する拡散部と、

前記拡散部で得られた N_c チップからなる m 番目のチップブロックを N_c - ポイント FFT により N_c 個の直交周波数成分に分解する FFT 部と、

N_c 個の各周波数成分毎に設けられ、各周波数成分を差動符号化して差動符号化周波数成分を得る N_c 個の差動符号化部と、

前記差動符号化部からの N_c 個の差動符号化周波数成分に、 N_c - ポイント IFFT を適用して N_c チップからなるチップブロックの時間領域信号を得る IFFT 部と、

前記 IFFT 部からの N_c チップからなるチップブロックの時間領域信号の末尾所定チップ分をコピーしてガードインターバルとして各チップブロックの先頭に付加する付加部と、

前記付加部からのガードインターバルを付加したチップブロック系列を送信する送信部と、

を備えた送信側の CDMA 伝送装置。

【請求項 7】

受信信号をチップ時間ごとに標本化して、受信された周波数領域差動符号化信号のチップ系列を得る受信部と、

前記受信部からのチップ系列を N_c チップ (N_c は FFT のポイント数) ごとのチップブロックに分割し、各チップブロックからガードインターバルを削除する削除部と、

前記削除部からの各チップブロックのチップ系列を N_c - ポイント FFT により N_c 個の直交周波数成分に分解する FFT 部と、

N_c 個の各直交周波数成分毎に設けられ、前記 FFT 部からの各周波数成分を差動復号する N_c 個の差動復号部と、

N_c 個の各直交周波数成分毎に備えられ、前記差動復号部からの出力に対して、各周波数成分毎に周波数領域等化を行う N_c 個の等化部と、

前記等化部からの N_c 個の周波数成分に N_c - ポイント IFFT を適用して N_c チップの時間領域信号を得る IFFT 部と、

前記 IFFT 部の出力を拡散符号により逆拡散する逆拡散部と、

前記逆拡散部の出力に対して、1 データシンボルあたりのチップ数毎に積分する積分部と、

送信データシンボル $a_{m,n}$ に相当する受信データシンボルを得るシンボル判定部とを備えた受信側の CDMA 伝送装置。

【請求項 8】

請求項 6 に記載された送信側の CDMA 伝送装置と、

10

20

30

40

50

請求項 7 に記載された受信側の C D M A 伝送装置と
を備えた C D M A 伝送装置。

【請求項 9】

1 データシンボルあたりのチップ数である拡散率 S F が、 F F T のポイント数 N_c より
小さいこと、

又は、

各チップブロックに含まれる送信データ数は 2 個以上であることを特徴とする請求項 6
乃至 8 のいずれかに記載の C D M A 伝送装置。

【請求項 10】

k 番目 ($k = 0 \sim N_c - 1$) の周波数成分の前記差動符号化部は、

一つ前のチップブロックの差動符号化で得られた k 番目の周波数成分 $T_{m-1}(k)$ を
求める 1 ブロック遅延部と、

前記 1 ブロック遅延部からの k 番目の周波数成分の振幅を正規化する正規化部と、

現チップブロックの直交周波数成分 $S_m(k)$ を、前記正規化部からの出力で除算する
除算器と、

を備えたことを特徴とする請求項 6 乃至 8 のいずれかに記載の C D M A 伝送装置。

【請求項 11】

k 番目 ($k = 0 \sim N_c - 1$) の周波数成分の前記差動復号化部と前記等化部では、現チ
ップブロックの直交周波数成分 $R_m(k)$ と、一つ前のチップブロックの直交周波数成分
 $R_{m-1}(k)$ とを用いて、次のように差動復号と等化を行うことを特徴とする請求項 6
乃至 8 のいずれかに記載の C D M A 伝送装置。

$$S^{\wedge}_m(k) = w_m(k) R_m(k) R_{m-1}^*(k) \quad (5)$$

ここで、* は複素共役、 $w_m(k)$ は等化重みである。

【請求項 12】

等化重み $w_m(k)$ を、次式のいずれかを用いて作成する等化重み作成部をさらに備え
た請求項 6 乃至 8 のいずれかに記載の C D M A 伝送装置。

【数 2】

$$w_m(k) = \begin{cases} \frac{|\tilde{S}_{m-1}(k)|}{|R_{m-1}(k)|^2}, & \text{ZF} \\ \frac{1}{\frac{|\tilde{S}_{m-1}(k)| |R_{m-1}(k)|^2}{|\tilde{S}_{m-1}(k)|} + 2\sigma^2}}, & \text{MMSE} \end{cases} \quad (3)$$

ここで、Z F はゼロフォーシング、M M S E は最小平均 2 乗誤差を表す。 σ^2 は、雑音電
力である。

$R_{m-1}(k)$ は、一つ前のチップブロックの直交周波数成分である。 $\tilde{S}_{m-1}(k)$
は、一つ前のチップブロックを受信して得られた受信データシンボルを拡散した後、F F
T して得られた、k 番目の周波数の成分である。

【請求項 13】

前記等化重み作成部は、

受信したデータシンボル系列より一つ前のチップブロックの受信データシンボル系列を
得る第 2 の 1 ブロック遅延部と、

前 1 ブロック遅延部からのデータシンボルを拡散する第 2 の拡散部と、

前記第 2 の拡散部からの時間領域信号に N_c ポイント F F T を行う第 2 の F F T 部と

N_c 個の各周波数成分毎に設けられ、前記第 2 の F F T 部の各周波数成分 $\tilde{S}_{m-1}(k)$
(k) に基づき、予め定められた Z F 又は M M S E により、(3) 式を用いて等化重み w_m
(k) を前記第 2 の F F T 部からの周波数成分より求める N_c 個の等化重み計算部と、

10

20

30

40

50

を備えたことを特徴とする請求項 1 2 に記載の C D M A 伝送装置。

【請求項 1 4】

送信側では、

送信データ系列をデータ変調してデータシンボル系列を得て、

データシンボル系列を差動符号化して差動符号化データシンボル系列を得て、

前記差動符号化データシンボル系列に拡散符号を乗算して N_c チップ (N_c は F F T のポイント数) からなるチップブロックを得て、

各前記チップブロックの末尾の所定チップ分をコピーしてガードインターバルとしてそのブロックの先頭に付加し、

ガードインターバルを付加したチップブロック系列を送信し、

10

一方、受信側では、

前記送信側からの前記チップブロック系列を受信し、受信信号をチップ時間ごとに標本化してチップ系列を得て、

前記チップ系列を N_c チップごとのチップブロックに分割し、各チップブロックからガードインターバルを削除し、

ガードインターバルが削除された各チップブロックのチップ系列を N_c - ポイント F F T により N_c 個の直交周波数成分に分解し、

N_c 個の直交周波数成分毎に、各周波数成分を差動復号し、

N_c 個の直交周波数成分毎に、差動復号された出力に対して、各周波数成分毎に等化を行い、

20

各々の等化された N_c 個の周波数成分を加算し、

送信データシンボルに相当する受信データシンボルを得る

C D M A 伝送方法。

【請求項 1 5】

m 番目の各チップブロック毎に、 $N_c / S F$ 個 (N_c は F F T のポイント数、 $S F$ は拡散率) のシンボルからなる送信データシンボル系列 $\{ a_m, n ; n = 0 \sim (N_c / S F) - 1 \}$ に拡散符号 $c_m(t)$ を乗算し、

得られた N_c チップからなる m 番目のチップブロックを N_c - ポイント F F T により N_c 個の直交周波数成分に分解し、

N_c 個の各周波数成分毎に、各周波数成分を差動符号化して差動符号化周波数成分を得て、

30

N_c 個の差動符号化周波数成分に、 N_c - ポイント I F F T を適用して N_c チップからなるチップブロックの時間領域信号を得て、

N_c チップからなるチップブロックの時間領域信号の末尾所定チップ分をコピーしてガードインターバルとして各チップブロックの先頭に付加し、

ガードインターバルを付加したチップブロック系列を送信する

送信側の C D M A 伝送方法。

【請求項 1 6】

受信信号をチップ時間ごとに標本化して、受信された周波数領域差動符号化信号のチップ系列を得て、

40

前記チップ系列を N_c チップ (N_c は F F T のポイント数) ごとのチップブロックに分割し、各チップブロックからガードインターバルを削除し、

各前記チップブロックのチップ系列を N_c - ポイント F F T により N_c 個の直交周波数成分に分解し、

N_c 個の各直交周波数成分毎に、各周波数成分を差動復号し、

N_c 個の各直交周波数成分毎に、差動復号された出力に対して、各周波数成分毎に周波数領域等化を行い、

等化された N_c 個の周波数成分に N_c - ポイント I F F T を適用して N_c チップの時間領域信号を得て、

I F F T された出力を拡散符号により逆拡散し、

50

逆拡散された出力に対して、1データシンボルあたりのチップ数毎に積分し、送信データシンボル $a_{m, n}$ に相当する受信データシンボルを得る受信側のCDMA伝送方法。

【請求項17】

請求項15に記載された送信側のCDMA伝送方法と、請求項16に記載された受信側のCDMA伝送方法とを含むCDMA伝送方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、CDMA伝送装置及び方法に係り、特に、直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)方式において周波数領域差動符号化復号化を用いるCDMA伝送装置及び方法に関する。

【背景技術】

【0002】

第3世代移動通信システムでは直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)が用いられている。DS-CDMAでは、送信データをそれより高速の拡散符号を用いてスペクトルを拡散して送信する。受信側では、送信に用いた拡散符号と同じ拡散符号を受信信号に乗算し積分(相関演算)することで、送信データを復元する。ところで、移動通信チャンネルは遅延時間の異なる多数のパスから構成される周波数選択性チャンネルであることが知られている。パス数は3~4個程度である。DS-CDMAでは、パス数に対応した相関器(Rakeフィンガーとも言われる)により各パスを伝搬して受信された信号を分離し合成するRake受信機により、優れた伝送特性を得ることができる。第3世代移動通信システムでは10Mbps程度までのデータ伝送を目標としている。しかし、次世代移動通信では100Mbps以上の超高速伝送を目標にしている。このような超高速伝送になるとパス数は相当な数になり、周波数選択性がかなり強くなる。こうなると、Rake受信機の相関器の数が増加し、複雑になる。もし、相関器の数をある一定数にするならば、全パスの受信信号電力を集めることができなくなり伝送特性が劣化してしまう場合がある。

【0003】

そこで、最近では、Rake受信機に代わる周波数領域等化(FDE)が登場してきた(非特許文献1)。周波数選択性チャンネルとは、チャンネルの伝達関数が信号周波数帯域で一定ではなく変動しているということである。このようなチャンネルを伝搬して受信された信号のスペクトルは歪む。そこで、FDEでは受信信号を N_c -ポイント高速フーリエ変換(FFT)により N_c 個の直交周波数成分に分解した上で、チャンネル伝達関数の逆数に近い等化重みを乗算することにより、受信信号スペクトルの歪みを補償する。このようなFDEでは、チャンネルの伝達関数を推定しなければならない。これをチャンネル推定とよぶ。このためには、受信側で基地のパイロット信号を周期的に送信し、それを受信してチャンネル推定する方法がある(非特許文献2)。

【0004】

【非特許文献1】F. Adachi, T. Sato, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-SSMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," IEEE Electronics Letters, vol. 39, No. 2, pp. 239-241, Jan. 2003.

【非特許文献2】武田和晃、安達文幸、"パイロットチャンネル推定を用いるDS-SSMA周波数領域等化の誤り率特性、"信学技報、RCS2004-86、pp. 61-65、2004年6月。

【発明の開示】

10

20

30

40

50

【発明が解決しようとする課題】

【0005】

移動通信では、移動端末が高速移動するのが一般的である。このときチャネル伝達関数が時間変動する。このような時間変動するチャネル伝達関数を高精度に推定するためには、パイロット信号の送信周期を短くしなければならない。つまり、パイロット送信レートを高くしなければならない。つまり、従来は、送信データレートの低下が発生してしまうという課題があった。チャネル推定を必要としない方法があれば、パイロット信号を送信する必要もなく高速移動にも対応できるDS-CDMA信号伝送が可能となる。しかし、これまでこのような伝送方法は提示されていなかった。

本発明は、以上の点に鑑み、次のような課題を解決することを目的とする。

10

- (1) チャネル推定を不要とすること。
- (2) パイロット信号を不要とし、送信データレートを低下させないこと。
- (3) 受信側での周波数領域復号過程で周波数領域等化を行うことにより、周波数ダイバーシチ効果を得て、高品質伝送を実現すること。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明においては、送信側で、DS-CDMA信号等の送信信号を周波数領域で差動符号化し、ガードインターバルを付加して送信する。特に、本発明のひとつの実施の形態では、FFT(高速フーリエ変換、fast Fourier transform)を用いて送信DS-CDMA信号を直交周波数成分に分解し、各周波数成分を差動符号化した後、IFFT(逆高速フーリエ変換、inverse fast Fourier transform)を用いて周波数領域差動符号化DS-CDMA信号を生成し、ガードインターバルを付加して送信することである。

20

受信側では、FFTを用いて受信信号を直交周波数成分に分解した上で差動復号すればよいから、チャネル推定は不要である。まず、受信された信号からガードインターバルを削除し、FFTを用いて受信された周波数領域差動符号化DS-CDMA信号を直交周波数成分に分解し、各周波数成分を差動復号して加算してシンボル判定することで受信データシンボルを得る。また、もうひとつの実施の形態では、各周波数成分を差動復号した後、IFFTを用いてDS-CDMA信号を再生し、逆拡散してシンボル判定することで受信データシンボルを得る。

30

【0007】

本発明の第1の解決手段によると、

送信機と受信機とを備えたCDMA伝送装置において、

前記送信機は、

送信データ系列をデータ変調してデータシンボル系列を得るデータ変調部と、

データシンボル系列を差動符号化して差動符号化データシンボル系列を得る差動符号化部と、

前記差動符号化部からの差動符号化データシンボル系列に拡散符号を乗算して N_c チップ(N_c はFFTのポイント数)からなるチップブロックを得る拡散部と、

40

前記拡散部からの各チップブロックの末尾の所定チップ分をコピーしてガードインターバルとしてそのブロックの先頭に付加する付加部と、

前記付加部からのガードインターバルを付加したチップブロック系列を送信する送信部と、

を備え、

前記受信機は、

前記送信部からのチップブロック系列を受信し、受信信号をチップ時間ごとに標本化してチップ系列を得る受信部と、

前記受信部からのチップ系列を N_c チップごとのチップブロックに分割し、各チップブロックからガードインターバルを削除する削除部と、

50

前記削除部からの各チップブロックのチップ系列を N_c - ポイント F F T により N_c 個の直交周波数成分に分解する F F T 部と、

N_c 個の各直交周波数成分毎に備えられ、前記 F F T 部からの各周波数成分を差動復号する N_c 個の差動復号部と、

N_c 個の各直交周波数成分毎に備えられ、前記差動復号部からの出力に対して、各周波数成分毎に等化を行う N_c 個の等化部と、

各々の前記等化部からの N_c 個の周波数成分を加算する加算部と、

送信データシンボルに相当する受信データシンボルを得るシンボル判定部とを備えた C D M A 伝送装置が提供される。

【 0 0 0 8 】

10

本発明の第 2 の解決手段によると、

m 番目の各チップブロック毎に、 $N_c / S F$ 個 (N_c は F F T のポイント数、 $S F$ は拡散率) のシンボルからなる送信データシンボル系列 $\{ a_{m, n} ; n = 0 \sim (N_c / S F) - 1 \}$ に拡散符号 $c_m(t)$ を乗算する拡散部と、

前記拡散部で得られた N_c チップからなる m 番目のチップブロックを N_c - ポイント F F T により N_c 個の直交周波数成分に分解する F F T 部と、

N_c 個の各周波数成分毎に設けられ、各周波数成分を差動符号化して差動符号化周波数成分を得る N_c 個の差動符号化部と、

前記差動符号化部からの N_c 個の差動符号化周波数成分に、 N_c - ポイント I F F T を適用して N_c チップからなるチップブロックの時間領域信号を得る I F F T 部と、

20

前記 I F F T 部からの N_c チップからなるチップブロックの時間領域信号の末尾所定チップ分をコピーしてガードインターバルとして各チップブロックの先頭に付加する付加部と、

前記付加部からのガードインターバルを付加したチップブロック系列を送信する送信部と、

を備えた送信側の C D M A 伝送装置が提供される。

【 0 0 0 9 】

本発明の第 3 の解決手段によると、

受信信号をチップ時間ごとに標本化して、受信された周波数領域差動符号化信号のチップ系列を得る受信部と、

30

前記受信部からのチップ系列を N_c チップ (N_c は F F T のポイント数) ごとのチップブロックに分割し、各チップブロックからガードインターバルを削除する削除部と、

前記削除部からの各チップブロックのチップ系列を N_c - ポイント F F T により N_c 個の直交周波数成分に分解する F F T 部と、

N_c 個の各直交周波数成分毎に設けられ、前記 F F T 部からの各周波数成分を差動復号する N_c 個の差動復号部と、

N_c 個の各直交周波数成分毎に備えられ、前記差動復号部からの出力に対して、各周波数成分毎に周波数領域等化を行う N_c 個の等化部と、

前記等化部からの N_c 個の周波数成分に N_c - ポイント I F F T を適用して N_c チップの時間領域信号を得る I F F T 部と、

40

前記 I F F T 部の出力を拡散符号により逆拡散する逆拡散部と、

前記逆拡散部の出力に対して、1 データシンボルあたりのチップ数毎に積分する積分部と、

送信データシンボル $a_{m, n}$ に相当する受信データシンボルを得るシンボル判定部とを備えた受信側の C D M A 伝送装置が提供される。

【 0 0 1 0 】

本発明の第 4 の解決手段によると、

上述の送信側の C D M A 伝送装置と、

上述の受信側の C D M A 伝送装置と

を備えた C D M A 伝送装置が提供される。

50

【0011】

本発明の第5の解決手段によると、

送信側では、

送信データ系列をデータ変調してデータシンボル系列を得て、

データシンボル系列を差動符号化して差動符号化データシンボル系列を得て、

前記差動符号化データシンボル系列に拡散符号を乗算して N_c チップ(N_c はFFTの
ポイント数)からなるチップブロックを得て、

各前記チップブロックの末尾の所定チップ分をコピーしてガードインターバルとしてそ
のブロックの先頭に付加し、

ガードインターバルを付加したチップブロック系列を送信し、

10

一方、受信側では、

前記送信側からの前記チップブロック系列を受信し、受信信号をチップ時間ごとに標本
化してチップ系列を得て、

前記チップ系列を N_c チップごとのチップブロックに分割し、各チップブロックからガ
ードインターバルを削除し、

ガードインターバルが削除された各チップブロックのチップ系列を N_c -ポイントFFT
により N_c 個の直交周波数成分に分解し、

N_c 個の直交周波数成分毎に、各周波数成分を差動復号し、

N_c 個の直交周波数成分毎に、差動復号された出力に対して、各周波数成分毎に等化を
行い、

20

各々の等化された N_c 個の周波数成分を加算し、

送信データシンボルに相当する受信データシンボルを得る

CDMA伝送方法が提供される。

【0012】

本発明の第6の解決手段によると、

m 番目の各チップブロック毎に、 N_c / SF 個(N_c はFFTのポイント数、 SF は拡
散率)のシンボルからなる送信データシンボル系列 $\{a_{m,n}; n = 0 \sim (N_c / SF) - 1\}$
に拡散符号 $c_m(t)$ を乗算し、

得られた N_c チップからなる m 番目のチップブロックを N_c -ポイントFFTにより N_c
個の直交周波数成分に分解し、

30

N_c 個の各周波数成分毎に、各周波数成分を差動符号化して差動符号化周波数成分を得
て、

N_c 個の差動符号化周波数成分に、 N_c -ポイントIFFTを適用して N_c チップから
なるチップブロックの時間領域信号を得て、

N_c チップからなるチップブロックの時間領域信号の末尾所定チップ分をコピーしてガ
ードインターバルとして各チップブロックの先頭に付加し、

ガードインターバルを付加したチップブロック系列を送信する

送信側のCDMA伝送方法が提供される。

【0013】

本発明の第7の解決手段によると、

40

受信信号をチップ時間ごとに標本化して、受信された周波数領域差動符号化信号のチッ
プ系列を得て、

前記チップ系列を N_c チップ(N_c はFFTのポイント数)ごとのチップブロックに分
割し、各チップブロックからガードインターバルを削除し、

各前記チップブロックのチップ系列を N_c -ポイントFFTにより N_c 個の直交周波数
成分に分解し、

N_c 個の各直交周波数成分毎に、各周波数成分を差動復号し、

N_c 個の各直交周波数成分毎に、差動復号された出力に対して、各周波数成分毎に周波
数領域等化を行い、

等化された N_c 個の周波数成分に N_c -ポイントIFFTを適用して N_c チップの時間

50

領域信号を得て、

IFFTされた出力を拡散符号により逆拡散し、

逆拡散された出力に対して、1データシンボルあたりのチップ数毎に積分し、

送信データシンボル $a_{m,n}$ に相当する受信データシンボルを得る

受信側のCDMA伝送方法が提供される。

【0014】

本発明の第8の解決手段によると、

上述の送信側のCDMA伝送方法と、

上述の受信側のCDMA伝送方法と

を含むCDMA伝送方法が提供される。

10

【発明の効果】

【0015】

本発明によると、主に、次のような特有の効果奏する。

(1) チャネル推定を不要とすることができる。

(2) パイロット信号が不要なため送信データレートが低下させない。

(3) 受信側での周波数領域復号過程で周波数領域等化が行われるので、周波数ダイバシチ効果が得られるから高品質伝送を実現できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

1. 第1の実施の形態

20

(1) 送信側

図1は、送信機の第1の実施の形態の構成図である。また図2は送信側のデータ処理の説明図である。第1の実施の形態では、拡散率(SF)がFFTのポイント数(N_c)と等しい場合(即ち、 $SF = N_c$)について説明する。なお、図2中のパラメータの値は、一例を示すものであり、これに限られない。

送信機では、まず、データ変調部31は、送信データをQPSK、FSK、QAM等の適宜の変調方式により変調し、送信データシンボル系列 $\{a_m; m=0, 1, 2, \dots\}$ とする。差動符号化部32は、送信データシンボル系列 $\{a_m; m=0, 1, 2, \dots\}$ を、シンボル毎に次式のように差動符号化して差動符号化データシンボル系列 $\{b_m; m=0, 1, 2, \dots\}$ を得る。差動符号化部32は、そのため、乗算器301及び1シンボル遅延部302を備える。

30

【0017】

$$b_m = a_m b_{m-1} \quad (4)$$

【0018】

拡散部33は、データシンボル b_m に拡散符号 $c_m(t)$ を乗算して、 m 番目のチップブロックを構成する N_c チップからなるチップ系列 $s_m(t) = b_m c_m(t)$ を得る。ここで、 T をデータシンボル長、チップ長を T_c 、送信データ速度を $1/T$ 、拡散符号レート(チップレートとよぶ)を $1/T_c$ とする。送信データ1個は T/T_c 個のチップに変換される。 T/T_c は拡散率(SF)とよばれる。したがって、チップレートはシンボルレートのSF倍になる。拡散率(SF、1ビット中にあるチップ数)がFFTのポイント数(N_c)と等しい場合とは、 $T = N_c T_c$ ということである。ガードインターバル(GI)付加部34は、各チップブロックの末尾 N_g チップ分をコピーしてそのブロックの先頭にガードインターバルとして付加し、このガードインターバルが付加された m 番目のチップブロックのチップ系列 $s_m(t)$ を送信する(非特許文献1参照)。このガードインターバル付加によりチップブロックの長さが $N_c + N_g$ チップになってしまう。そこで、GI付加部34は、さらに、送信シンボルレートを低下させないために、ガードインターバルが付加されたチップブロックの時間長を、ガードインターバル付加前のチップブロックの時間長に圧縮する。これにより、チップレートはシンボルレートの $SF \times (1 + N_g/N_c)$ 倍になる。送信部35は、このようにしてガードインターバルを付加したチップブロック系列を送信する。なお、ガードインターバルの付加を必要とする理由は、遅延

40

50

時間の異なる複数パスが存在するチャネルを伝搬して受信された信号をFFTを適用して周波数成分に分解して、差動復号するためである。

以上のように、第1の実施の形態では、周波数領域差動符号化の代わりに、よく知られたシンボルごとの差動符号化を適用しており、そのため、FFTとIFFTを必要としないのが特徴のひとつである。

【0019】

(2) 受信側

図3は、受信機の第1の実施の形態の構成図である。

受信機では、まず、受信部41が、送信機からの受信信号をチップ時間ごとに標本化する。こうして、受信された差動符号化DS-SS-CDMA信号チップ系列を得る。つぎに、GI削除部42は、チップ系列を $N_c + N_g$ チップごとのチップブロックに分割する。各チップブロックには N_g チップのガードインターバルが付加されているので、GI削除部42は、 m 番目のチップブロックからガードインターバルを削除して N_c チップのチップ系列 $r_m(t)$ を得る。FFT部401は、チップ系列 $r_m(t)$ を、次式のように、 N_c -ポイントFFTにより N_c 個の直交周波数成分 $R_m(k)$ 、 $k = 0 \sim N_c - 1$ 、に分解する。

【0020】

【数1】

$$R_m(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r_m(t) \exp(-j2\pi k \frac{t}{N_c})$$

【0021】

そして、差動復号化部43は、各直交周波数成分毎に備えられ、各周波数成分を差動復号化する。差動復号化部43は、そのため、1ブロック遅延部402及び乗算器403を備える。つぎに等化部404は、各周波数成分毎に、差動復号化部43の出力に対して、等化を行い周波数成分 $S^{\wedge}_m(k)$ 、 $k = 0 \sim N_c - 1$ 、を得る。このように、差動復号にあたっては、チャネルの伝達関数が一定でないことから送信スペクトルに歪みがあるので、周波数領域等化も同時に行う。(なお、「 \wedge 」、「 \sim 」等は図・式で示されるように、符号の上に付記されるものであるが、出願手続きの都合上、本明細書中では符号の横に付記する。)

k 番目($k = 0 \sim N_c - 1$)の周波数成分の差動復号と等化では、現チップブロックの直交周波数成分 $R_m(k)$ と、1ブロック遅延部402による一つ前のチップブロックの直交周波数成分 $R_{m-1}(k)$ とを用いて、次のように差動復号と等化を行う。

$$S^{\wedge}_m(k) = w_m(k) R_m(k) R_{m-1}^*(k) \quad (5)$$

ここで、 $*$ は複素共役、 $w_m(k)$ は等化重みである。等化部404は、等化重み $w_m(k)$ を、たとえば次式で示すように、ZF(ゼロフォーシング)又はMMSE(最小平均2乗誤差)のいずれかを用いて作成することができる。

【0022】

【数2】

$$w_m(k) = \begin{cases} \frac{C_m^*(k)}{C_{m-1}^*(k) |R_m(k)|^2}, & \text{ZF} \\ \frac{C_m^*(k)}{C_{m-1}^*(k) |R_m(k)|^2 + 2\sigma^2}, & \text{MMSE} \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 $C_m(k)$ は拡散符号 $c_m(t)$ の k 番目の周波数の成分である。受信側で拡散符号 $c_m(t)$ を予め知っているから、 $C_m(k)$ を計算できる。 σ^2 は雑音電力である。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 3 】

図 4 に、M M S E における雑音電力測定のための構成図を示す。雑音電力は、例えば、F F T 部 4 0 1 (又は、後述の F F T 部 2 3) の各周波数成分毎に出力信号を測定する測定部 4 5 を設けることにより、信号がない時の電力を測定する等により、求めることができる。

つぎに、加算部 (部) 4 0 5 は、周波数成分 $S^{\wedge}_m(k)$ 、 $k = 0 \sim N_c - 1$ 、を次式のように加算して軟判定値 a^{\wedge}_m を得る。

【 0 0 2 4 】

【 数 3 】

$$\hat{a}_m = \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{S}_m(k) \quad (7)$$

10

【 0 0 2 5 】

つぎに、シンボル判定部 4 4 によりシンボル判定して、受信データシンボル a^{\sim}_m を得る。例えば、2 相位相変調の場合は正又は負で判定することができる。

この受信方法では、差動復号と等化と逆拡散とを周波数領域で一括して行っているため、I F F T と逆拡散器を必要としないのが特徴のひとつである。また、この実施の形態ではチャンネル推定は全く不要であるのが特徴のひとつである。

20

【 0 0 2 6 】

2、第 2 の実施の形態

(1) 送信側

図 5 に、送信機の第 2 の実施の形態の構成図を示す。また、図 6 は、送信側のデータ処理の説明図である。第 2 の実施の形態では、 $S F < N_c$ である。

送信側では、拡散部 1 1 は、 m 番目のチップブロックで送信される $N_c / S F$ 個の送信データシンボル系列 $\{ a_{m,n} ; n = 0 \sim (N_c / S F) - 1 \}$ に拡散符号 $c_m(t)$ を乗算して、 m 番目のチップブロックのチップ系列 $A_m(t)$ を得る。すなわち、 $A_m(t) = a_{m,n} \times c_m(t)$ 、 $t = 0 \sim N_c - 1$ 、である。ここで、 n は $t / S F$ の整数部であり、 $n = 0 \sim (N_c / S F) - 1$ になる。つまり、各チップブロックに含まれる送信データシンボル数は $N_c / S F$ 個になる。なお、拡散部 1 1 の前段に、第 1 の実施の形態と同様に、送信データを Q P S K、F S K、Q A M 等の適宜の変調方式により変調し、送信データシンボル系列とするデータ変調部を備えてもよい。F F T 部 1 2 は、 m 番目のチップブロックのチップ系列 $A_m(t)$ を N_c - ポイント F F T により N_c 個の直交周波数成分 $S_m(k)$ 、 $k = 0 \sim N_c - 1$ 、に分解する。なお、F F T を行うために直列 / 並列変換部を F F T 部 1 2 と別にその前段に備えてもよい。

30

【 0 0 2 7 】

【 数 4 】

$$S_m(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} A_m(t) \exp(-j2\pi k \frac{t}{N_c})$$

40

【 0 0 2 8 】

つぎに、周波数領域差動符号化部 1 3 は、各周波数成分を差動符号化する。

図 7 は、送信側の周波数領域差動符号化部の構成図である。

各周波数領域差動符号化部 1 3 は、除算器 1 0 1、1 ブロック遅延部 1 0 2、正規化部 1 0 3 を備える。 k 番目 ($k = 0 \sim N_c - 1$) の周波数成分の差動符号化部 1 3 では、1 ブロック遅延部 1 0 2 により一つ前のチップブロックの差動符号化で得られた k 番目の周波数成分 $T_{m-1}(k)$ を求め、さらに正規化部 1 0 3 により k 番目の周波数成分の振幅

50

を正規化する。そして、除算器 101 により、現チップブロックの直交周波数成分 $S_m(k)$ を正規化部 103 の出力で除算することで、次のように差動符号化する。

$$T_m(k) = S_m(k) / \{ T_{m-1}(k) / |T_{m-1}(k)| \} \quad (1)$$

ここで、 $|z|$ は複素数 z の絶対値を表す。

次に、IFFT 部 14 は、差動符号化周波数成分 $T_m(k)$ 、 $k = 0 \sim N_c - 1$ 、に N_c - ポイント IFFT を適用して時間領域信号 $s_m(t)$ 、 $t = 0 \sim N_c - 1$ 、を得る。この信号は、周波数領域差動符号化された DS-SSMA 信号の m 番目のチップブロックのチップ系列である。このような処理をブロック毎に適用して、周波数領域差動符号化された m 番目のチップブロックのチップ系列 $s_m(t)$ を得る。ここで、 $s_m(t)$ は次式のようになる。

【0029】

【数5】

$$s_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} T_m(k) \exp(j2\pi t \frac{k}{N_c})$$

【0030】

つぎに、GI 付加部 15 は、送信する前に、各チップブロックの末尾 N_g チップ分をコピーして各ブロックの先頭に付加する（非特許文献 1 参照）。この付加された N_g チップ分をガードインターバルとよぶ。なお、ガードインターバルの付加を必要とする理由は、遅延時間の異なる複数パスが存在するチャンネルを伝搬して受信された信号を FFT を適用して周波数成分に分解して、差動復号するためである。ガードインターバル付加により、各チップブロックの長さが $N_c + N_g$ チップになってしまう。そこで、GI 付加部 15 は、さらに、送信シンボルレートを低下させないために、ガードインターバルが付加されたチップブロックの時間長をガードインターバル付加前のチップブロックの時間長に圧縮する。これにより、チップレートはシンボルレートの $SF \times (1 + N_g / N_c)$ 倍になる。送信部 16 は、ガードインターバルを付加したチップブロック系列を送信する。

【0031】

(2) 受信側

図 8 に、受信機の第 2 の実施の形態の構成図を示す。

受信側では、受信部 21 が、受信信号をチップ時間ごとに標本化する。こうして、受信された周波数領域差動符号化 DS-SSMA 信号チップ系列を得る。次に、GI 削除部 22 は、チップ系列を $N_c + N_g$ チップごとのチップブロックに分割する。各チップブロックには N_g チップのガードインターバルが付加されているので、 m 番目のチップブロックからガードインターバルを削除して N_c チップのチップ系列 $r_m(t)$ を得る。FFT 部 23 は、チップ系列 $r_m(t)$ （チップブロックに含まれる送信データ数は N_c / SF 個になる）を N_c - ポイント FFT により N_c 個の直交周波数成分 $R_m(k)$ 、 $k = 0 \sim N_c - 1$ 、に分解する。

つぎに、周波数領域差動復号部 24 により各周波数成分を差動復号し、さらに、等化部 25 により周波数領域等化を行い、周波数成分 $S^{\wedge}_m(k)$ 、 $k = 0 \sim N_c - 1$ 、を得る。ここで、差動復号にあたっては、チャンネルの伝達関数が一定でないことから送信スペクトルに歪みがあるので、周波数領域等化も同時に行う。この実施の形態ではチャンネル推定は全く不要であるのが特徴のひとつである。（なお、「 \wedge 」、「 \sim 」等は図・式で示されるように、符号の上に付記されるものであるが、出願手続きの都合上、本明細書中では符号の横に付記する。）

そして、IFFT 部 26 は、 $S^{\wedge}_m(k)$ 、 $k = 0 \sim N_c - 1$ 、に N_c - ポイント IFFT を適用して時間領域信号 $A^{\sim}_m(t)$ 、 $t = 0 \sim N_c - 1$ 、を得る。ここで、 $A^{\sim}_m(t)$ は、次式のようになる。

【0032】

10

20

30

40

【数 6】

$$\tilde{A}_m(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{S}_m(k) \exp(j2\pi t \frac{k}{N_c})$$

【0033】

つぎに、逆拡散部 27 では、IFFT部 26 の出力を逆拡散して、さらに、積分部 28 では、SFチップ毎に次式により積分して軟判定値 $\hat{a}_{m,n}$ を得て、シンボル判定部 29 でシンボル判定して受信データシンボル $\tilde{a}_{m,n}$ ($n = 0 \sim (N_c / SF) - 1$) を復元する。なお、積分部 25 の後段に、第 1 の実施の形態と同様に、シンボル判定して、送信データシンボルを復元するシンボル判定部を備えてもよい。 10

【0034】

【数 7】

$$\hat{a}_{m,n} = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{A}_m(t) c_m^*(t)$$

【0035】

図 9 は、受信側の周波数領域差動復号部及び等化部の構成図である。k 番目 ($k = 0 \sim N_c - 1$) の周波数成分の差動復号部 24 では、1 ブロック遅延部 201 及び乗算器 202 により、現チップブロックの直交周波数成分 $R_m(k)$ と一つ前のチップブロックの直交周波数成分 $R_{m-1}(k)$ を用いて差動復号し、さらに等化部 25 により周波数領域等化を行うことで、次のように復号する。 20

【0036】

$$\hat{S}_m(k) = w_m(k) R_m(k) R_{m-1}^*(k) \quad (2)$$

【0037】

ここで、* は複素共役、 $w_m(k)$ は等化重みである。

等化部 25 は、 $w_m(k)$ をたとえば次式に示すように、ZF (ゼロフォーシング) 又は MMSE (最小平均 2 乗誤差) のいずれかを用いて作成することができる。

【0038】

【数 8】

$$w_m(k) = \begin{cases} \frac{|\tilde{S}_{m-1}(k)|}{|R_{m-1}(k)|^2}, & \text{ZF} \\ \frac{1}{\frac{|\tilde{S}_{m-1}(k)| |R_{m-1}(k)|^2}{|\tilde{S}_{m-1}(k)|} + 2\sigma^2}}, & \text{MMSE} \end{cases} \quad (3)$$

【0039】

ここで、 σ^2 は雑音電力である。この求め方は第 1 の実施の形態と同様に FFT部 23 の各周波数成分の雑音電力測定により求めることができる。すなわち、図 4 の、MMSE における雑音電力測定のための構成図で示したように、雑音電力は、例えば、FFT部 401 の各周波数成分毎に出力信号を測定する測定部 45 を設けることにより、信号がない時の電力を測定する等により、求めることができる。

図 10 に、等化重み作成部の構成図を示す。

等化重み作成部 30 は、1 ブロック遅延部 251 により、例えば、シンボル判定部 29 の出力から、一つ前のチップブロックのシンボル判定された N_c / SF 個のデータシンボルからなるデータシンボル系列 $\{\tilde{a}_{m-1,n} : n = 0 \sim (N_c / SF) - 1\}$ を得て、拡散部 252 によりそのデータシンボル系列 $\tilde{a}_{m-1,n}$ を拡散符号 c_{m-1} (40

10

20

30

40

50

t) で拡散する。その後、拡散部 2 5 2 からの時間領域信号 $A \sim_{m-1}(t)$ に F F T 部 2 5 3 で N_c - ポイント F F T を行い、k 番目の周波数成分 $S \sim_{m-1}(k)$ を得る。 N_c 個の各周波数毎に設けられた等化重み計算部 2 5 4 では、 $S \sim_{m-1}(k)$ に基づき、予め定められた Z F 又は M M S E により、(3) 式を用いて等化重み $w_m(k)$ を求め、それぞれ各拡散部 2 5 の乗算器に与え、乗算器は入力されたデータと等化重み $w_m(k)$ を乗算する。

【産業上の利用可能性】

【0040】

本発明は、次世代無線通信の上り伝送方式の候補となる可能性がある。

【図面の簡単な説明】

10

【0041】

【図1】送信機の第1の実施の形態の構成図。

【図2】送信側のデータ処理の説明図。

【図3】受信機の第1の実施の形態の構成図。

【図4】M M S E における雑音電力測定のための構成図。

【図5】送信機の第2の実施の形態の構成図。

【図6】送信側のデータ処理の説明図。

【図7】送信側の周波数領域差動符号化部の構成図。

【図8】受信機の第2の実施の形態の構成図。

【図9】受信側の周波数領域差動復号部及び等化部の構成図。

20

【図10】等化重み作成部の構成図。

【符号の説明】

【0042】

3 1 データ変調部

3 2 差動符号化部

3 3 拡散部

3 4 ガードインターバル (G I) 付加部

3 5 送信部

3 0 1 乗算器

3 0 2 1シンボル遅延部

4 1 受信部

4 2 G I 削除部

4 3 差動復号部

4 4 シンボル判定部

4 0 1 F F T 部

4 0 2 1ブロック遅延部

4 0 3 乗算器

4 0 4 等化部

4 0 5 加算部 (部)

1 1 拡散部

1 2 F F T 部

1 3 周波数領域差動符号化部

1 4 I F F T 部

1 5 G I 付加部

1 6 送信部

1 0 1 除算器

1 0 2 1ブロック遅延部

1 0 3 正規化部

2 1 受信部

2 2 G I 削除部

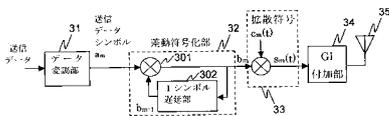
30

40

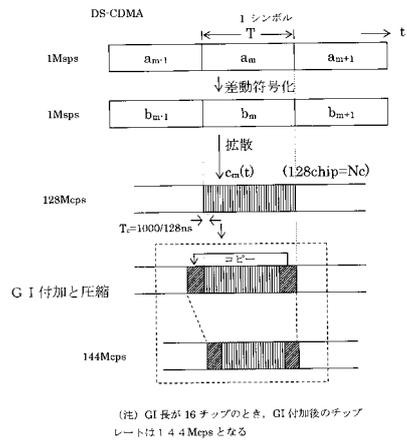
50

- 2 3 F F T 部
- 2 4 周波数領域差動復号部
- 2 5 等化部
- 2 6 I F F T 部
- 2 7 逆拡散部
- 2 8 積分部
- 2 9 シンボル判定部
- 2 0 1 1ブロック遅延部
- 2 0 2 乗算器
- 3 0 等化重み作成部

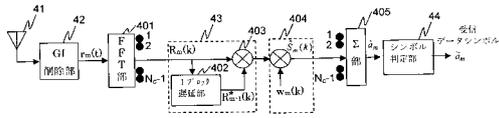
【 図 1 】



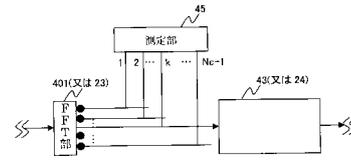
【 図 2 】



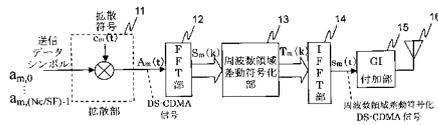
【 図 3 】



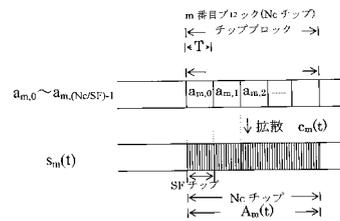
【 図 4 】



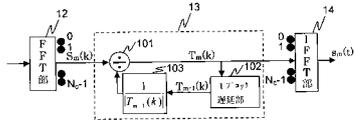
【 図 5 】



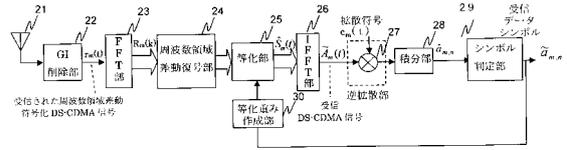
【 図 6 】



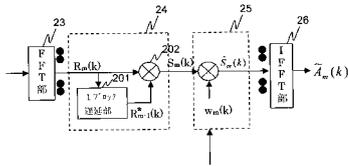
【 図 7 】



【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】

