

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4564501号  
(P4564501)

(45) 発行日 平成22年10月20日(2010.10.20)

(24) 登録日 平成22年8月6日(2010.8.6)

(51) Int.Cl.		F I			
HO4J 11/00	(2006.01)	HO4J 11/00		Z	
HO4J 3/00	(2006.01)	HO4J 3/00		H	
HO4B 1/707	(2006.01)	HO4J 13/00	400		
HO4W 88/02	(2009.01)	HO4Q 7/00	641		

請求項の数 6 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2006-552809 (P2006-552809)	(73) 特許権者	000005223 富士通株式会社 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号
(86) (22) 出願日	平成17年1月14日(2005.1.14)	(74) 代理人	100094514 弁理士 林 恒徳
(86) 国際出願番号	PCT/JP2005/000399	(74) 代理人	100094525 弁理士 土井 健二
(87) 国際公開番号	W02006/075386	(72) 発明者	木村 大 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
(87) 国際公開日	平成18年7月20日(2006.7.20)	(72) 発明者	伊達木 隆 神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
審査請求日	平成19年3月6日(2007.3.6)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数分割通信システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

上りリンクと下りリンクで接続される基地局と移動局を有し、  
前記上りリンクと下りリンクは、互いに異なる二つの直交する不連続な周波数が割り当てられ、

前記基地局が、

下りリンクのサブキャリアの伝播路状況を、前記サブキャリアと隣り合う上りリンクのサブキャリアの信号から推定し、

前記伝播路状況に応じて下りリンクの通信に関するパラメータを決定する、

ことを特徴とする直交周波数分割通信システム。

10

【請求項2】

上りリンクと下りリンクで接続される基地局と複数の移動局を有し、

前記複数の移動局毎に、前記複数の移動局のそれぞれに対応する時刻において、前記上りリンクと下りリンクが互いに異なる複数の周波数が前記上りリンクと下りリンクに割り当てられ、

前記基地局が、

下りリンクのサブキャリアの伝播路状況を、前記下りリンクのサブキャリアのコヒーレント領域に含まれる上りリンクのサブキャリアの信号から推定し、

前記伝播路状況に応じて下りリンクの通信に関するパラメータを決定する、

ことを特徴とする直交周波数分割通信システム。

20

## 【請求項 3】

請求項 2 において、

前記基地局は、前記上りリンクと下りリンクのトラフィック比率をモニタするトラフィックモニタ部を有し、

前記トラフィックモニタ部でモニタされるトラフィック比率に応じて前記複数の移動局のそれぞれに、前記複数の周波数の割り当てが決定される

ことを有することを特徴とする直交周波数分割通信システム。

## 【請求項 4】

請求項 1 または 2 において、

前記上りリンクと下りリンクに割り当てられる周波数は、周波数差分が前記上りリンクと下りリンクの相関値が大きくなるように近接していることを特徴とする直交周波数分割通信システム。

10

## 【請求項 5】

請求項 4 において、

前記基地局は、上りリンクの前記複数の周波数のそれぞれに対して信号対雑音比 (SIR 値) を測定する SIR 測定部と、

前記 SIR 測定部の測定値に応じて、変調方式を決定する変調方式決定部と、

前記複数の周波数のそれぞれに対して、前記変調方式決定部により決定された変調方式を適用する変調部を

有することを特徴とする直交周波数分割通信システム。

20

## 【請求項 6】

請求項 4 において、

前記基地局は、上りリンクの前記複数の周波数のそれぞれに対して信号対雑音比 (SIR 値) を測定する SIR 測定部を有し、

前記 SIR 測定部は、前記複数の移動局のそれぞれに割り当てられた周波数に対応する測定値の平均値を求め、更に

前記平均値に対応する変調方式を決定する変調方式決定部と、

前記 SIR 測定部で求めた測定値の平均値に応じて、対応する移動局毎に変調方式を決定する変調方式決定部と、

前記移動局毎に割り当てられた複数の周波数に対して、前記変調方式決定部により決定された変調方式を適用する変調部を

30

有することを特徴とする直交周波数分割通信システム。

## 【発明の詳細な説明】

## 【技術分野】

## 【0001】

本発明は、上りリンクと下りリンクを複数の周波数を用いて多重する周波数分割通信システムに関する。特に、使用周波数を有効利用できるように、周波数の配置関係が直交する関係に配置した直交周波数分割多重 (OFDM) 方式に関する発明である。

## 【背景技術】

## 【0002】

40

従来より上りリンクと下りリンクを無線多重する通信システムには、周波数分割多重 (FDD: Frequency Division Duplex) 方式あるいは、時分割多重 (TDD: Time Division Duplex) 方式が採用されている。

## 【0003】

さらに、第 3 世代携帯電話システムにおいては、広帯域符号分割多重接続 (W-CDMA: Wideband Code Division Multiple Access) 方式で使用されている FDD 方式に比べて、TDS (Time Division Synchronous) -CDMA などで採用されている TDD 方式では、上りと下りのチャネルを同一周波数帯で使用するために周波数を有効に使用できる。

## 【0004】

さらに、上下リンクの割り当て時間の比率を変更することにより柔軟に通信速度を变化

50

させて非対称レートのデータ通信サービスを効率よく提供することができるというメリットがある。

【 0 0 0 5 】

また、上下リンクで同一周波数を使うことにより、上下リンクの相関が高いことが期待されるため、基地局において下りリンクのチャンネル状態を上りリンクのチャンネルを用いて推定できる。あるいは移動局において上りリンクのチャンネル状態を下りリンクのチャンネルを用いて推定することができる。

【 0 0 0 6 】

このため、FDD方式システムにおいては、チャンネル情報のフィードバックが必要となる方式（例えば適応変調や送信ダイバーシチ等）がTDD方式においてはフィードバック無しに行える可能性がある。

10

【 0 0 0 7 】

しかし、TDD方式においては、上下リンクの干渉を防ぐために高速に上下リンクを切り替える必要がある。これは受信機及び送信機双方の構成を複雑にする。また、TDD方式における上下リンク割り当ては時間方向のみに限られているため、周波数方向にさらに柔軟な割り当てが行える可能性がある。

【 0 0 0 8 】

かかる技術の一例として特許文献1に記載の技術が提案されている。CDMA/TDD方式において、TDM構造を有する信号を用い、サブフレームの最終の下りスロットのみで報知チャンネルの送受信を行うことにより種々のサービスに柔軟に対応させるものである。

20

【特許文献1】特開平11-275036号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 9 】

したがって、本発明の目的は、TDD (Time Division Duplex) と同様の利点を確保しつつ更に柔軟な上下リンク間の割り当て比率の変更が可能となる直交周波数分割通信システムを提供することにある。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 0 】

上記目的を達成する直交周波数分割通信システムは、第1の態様として、上りリンクと下りリンクで接続される基地局と移動局を有し、前記上りリンクと下りリンクは、二つの直交する不連続な周波数が割り当てられていることを特徴とする。

30

【 0 0 1 1 】

上記目的を達成する直交周波数分割通信システムは、第2の態様として、上りリンクと下りリンクで接続される基地局と複数の移動局を有し、互いに直交する複数の周波数が周波数軸上及び時間軸上で、前記上りリンクと下りリンク及び、前記複数の移動局に割り当てられていることを特徴とする。

【 0 0 1 2 】

上記目的を達成する直交周波数分割通信システムは、第3の態様として、第2の態様において、前記基地局は、前記上りリンクと下りリンクのトラフィック比率をモニタするトラフィックモニタ部を有し、前記トラフィックモニタ部でモニタされるトラフィック比率に応じて前記複数の周波数の周波数軸上及び時間軸上での割り当てが決定されることを有することを特徴とする。

40

【 0 0 1 3 】

上記目的を達成する直交周波数分割通信システムは、第4の態様として、第1または第2の態様において、前記上りリンクと下りリンクに割り当てられる周波数は、周波数差が前記上りリンクと下りリンクの相関値が大きくなるように近接していることを特徴とする。

【 0 0 1 4 】

50

上記目的を達成する直交周波数分割通信システムは、第5の態様として、第4の態様において、前記基地局は、上りリンクの前記複数の周波数のそれぞれに対して信号対雑音比(SIR値)を測定するSIR測定部と、前記SIR測定部の測定値に応じて、変調方式を決定する変調方式決定部と、前記複数の周波数のそれぞれに対して、前記変調方式決定部により決定された変調方式を適用する変調部を有することを特徴とする。

【0015】

上記目的を達成する直交周波数分割通信システムは、第6の態様として、第4の態様において、前記基地局は、上りリンクの前記複数の周波数のそれぞれに対して信号対雑音比(SIR値)を測定するSIR測定部を有し、

前記SIR測定部は、前記複数の移動局のそれぞれ毎に割り当てられた周波数に対応する測定値の平均値を求め、更に前記平均値に対応する変調方式を決定する変調方式決定部と、前記SIR測定部で求めた測定値の平均値に応じて、対応する移動局毎に変調方式を決定する変調方式決定部と、前記移動局毎に割り当てられた複数の周波数に対して、前記変調方式決定部により決定された変調方式を適用する変調部を有することを特徴とする。

10

【0016】

本発明の特徴は、以下に図面に従い説明される発明の実施の形態例により更に明らかになる。

【発明の効果】

【0017】

本発明により上りリンクと下りリンクは、複数の周波数を用いて多重する。例えば、直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex)方式の各サブキャリアに対して、上りリンクと下りリンクを柔軟に割り当てる。これにより、TDD(Time Division Duplex)と同様の利点を確保しつつ、更に柔軟な上下リンク間の割り当て比率の変更が可能となる。

20

【発明を実施するための最良の形態】

【0018】

以下に図面に従い、本発明の実施例を説明する。なお、以下に説明する実施例は、本発明の理解のためのものであり、本発明の技術的範囲はこれに限定されるものではない。

【0019】

図1は、本発明の適用の対象となる一般的な直交周波数分割多重(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex)方式の送受信機の概略を説明する図である。

30

【0020】

図1において、送信機側に入力される送信データをビット毎に複数のサブキャリアのそれぞれに割り当てる。ついで、IFFT変換器1により、逆高速フーリエ変換処理(IFFT: Inverse Fast Fourier Transform)を行って時間領域の信号に変換する。

【0021】

時間領域に変換された信号を、P/S変換器2によりシリアル信号に変換し、次いでシンボル毎にガードインターバル(GI: Guard Interval)挿入回路3により、ガードインターバル(GI)が挿入する。

【0022】

40

ここで、ガードインターバル(GI)は、図2にフレーム構造を示すように、IFFTデータ(パイロット、有効シンボル)の最後の所定期間部分をコピーし、先頭に配置される前部ガードインターバル(GI)とIFFTデータの最初の所定期間部分をコピーし、後部に配置される後部ガードインターバル(GI)を有する。これら前部及び後部ガードインターバルとIFFTデータにより一のシンボル期間が形成される。

【0023】

ガードインターバル(GI)が付加されたベースバンド信号は、D/A変換器4によりアナログ信号に変換され、ローパスフィルタ5でロールオフされ、変調器6に入力する。

【0024】

変調器6では、アナログ信号により無線周波数の搬送波7を変調する。変調器6からの

50

無線周波数信号は、帯域フィルタ 8 で帯域制限され、次いで電力増幅器 9 により増幅され、サーキュレータ 10 を通してアンテナ 11 から送出される。

【0025】

アンテナ 11 から出力された信号は、フェージング伝搬路を経て、相手側受信機のアンテナ 11 によって受信される。便宜上図 1 の送受信構成により相手側の受信動作を説明する。

【0026】

受信された無線周波数信号は、バンドパスフィルタ 12、直線増幅器 13 及び復調器 14 によりベースバンド信号に変換される。

【0027】

さらにローパスフィルタ 15 によりノイズを低減され、A/D変換器 16 によりデジタル信号に変換される。さらに、同期が取られ、ガードインターバル除去回路 17 において、ベースバンド信号からガードインターバル (GI) を除去し、シンボル毎に FFT 処理対象を切り出す。ついで、切り出した FFT 対象を、S/P変換器 18 により並列信号に変換し、高速フーリエ変換 (FFT) 回路 19 で高速フーリエ変換処理 (FFT:Fast Fourier Transform) を行って、周波数領域のサブキャリア信号に変換する。

【0028】

上記構成の送受信機において、フレーム構造を示すように、周波数軸上に並べられた互いに直交する複数のサブキャリア周波数を分割して多重使用する際に、上りリンク (up) と下りリンク (Down) に柔軟に割り当てることにある。

【0029】

すなわち、逆高速フーリエ変換処理 (IFFT:Inverse Fast Fourier Transform) 対象とする送信データに対するサブキャリアを、上りリンク (up) と下りリンク (Down) に柔軟に割り当てることにある。

【0030】

これにより、上下リンクの高速な切り替えをする必要がなくなる。さらに、時間軸上でも上りリンク (Up) と下りリンク (Down) に時分割割り当てを行う。したがって、従来の時分割多重 (TDD) よりも更に柔軟な上下リンク間の割り当て比率の変更が可能である。

【0031】

すなわち、図 1 において、送信局からの送出信号は逆高速フーリエ変換器 (IFFT) 10 により直交周波数の一部に割り当てられる。上りリンクの信号と下りリンクの信号は別々のサブキャリアに割り当てられているため、受信側で割り当てられているサブキャリアに関しては、送信側の逆高速フーリエ変換器 (IFFT) には「0」を入力する。

【0032】

一方、受信側では高速フーリエ変換器 (FFT) 19 による FFT 後に受信側で割り当てられているサブキャリアの出力のみを使用する。

【0033】

アンテナ 11 端にサーキュレータ 10 を付けることにより、受信機に対する送信信号の漏れこみがある程度抑えている。しかし、多少の漏れ込みがあっても受信側の FFT により直交成分が除去されることとなる。

【0034】

図 4 に例として基地局と移動局間で上りリンク及び下りリンクを構成する場合の、時間軸 (t) 上及び周波数軸 (f) 上における複数移動局 (図 4 に示す例では #1, #2 の 2 局) に対する割り当て例を示す。

【0035】

図 4 中、例えば「Up#1」は移動局 #1 に関する上りリンク、つまり移動局 #1 から基地局への送信信号が割り当てられることを表す。移動局 #1 では上下リンクの割り当てが対称であるのに対して、移動局 #2 では非対称となっている。

【0036】

10

20

30

40

50

このように、各移動局におけるトラヒックの非対称性を考慮した割り当てが可能となる。また、上下リンクの割り当て周波数の間隔は出来るだけ小さくなるように割り当てる。これにより、基地局で上り信号のチャネル推定を行い（フレームの先頭のシンボル期間内に埋め込まれたパイロットシンボルを用いる：図2参照）、必要に応じて補完などの操作を行うことにより下り信号のチャネルを高い信頼度で推定することが出来る。

【0037】

これは、基地局、各移動局が相互のシグナリングなしに上下リンクのチャネル情報を共有できることを意味している。また、直交周波数分割多重（OFDM）による周波数の有効利用により、周波数使用効率は時分割多重（TDD）と同等である。

【0038】

図5は、更に基地局と移動局#1、#2との間のフレーム信号の例を示し、ガードインターバル(GI)の意義を説明する図である。

【0039】

図5Aは、基地局における下り送信信号と移動局#1、#2からの上り受信信号を示す。基地局は、図6に示すような同期部を有する。図6において、同期ビット挿入回路20により、各移動局#1、#2に対して同期確率信号を常に送信する。同時に移動局から送られる上り信号におけるガードインターバル(GI)を用いて各移動局#1、#2からの上り信号の受信タイミングを検出回路21で検出する。検出された受信タイミングと送信タイミングをタイミング比較器22で比較する。

【0040】

下り送信信号のフレーム境界( $T_D$ )から遅れている場合は送信タイミングを早めるコマンドを、逆に進んでいる場合は送信タイミングを遅らせるコマンドを各移動局に送信する。これにより、基地局#1、#2に対する下りリンク送信タイミング $a_0$ と上りリンク受信タイミング $b_1, c_1$ を同時に保つことが可能である。

【0041】

すなわち、図5Bに移動局#1における下り受信信号と上り送信信号を示す。基地局と移動局#1間の伝送時間に相当する遅延時間 $\tau_1$ の時間ずれが生じている。したがって、基準時刻 $T_D$ に対して、基地局からの下り送信信号 $a_0$ は、 $T_D + \tau_1$ の時刻に下り受信信号 $a_1$ として受信する。一方、基地局で上り受信信号 $b_1$ として受信される移動局#1からの上り送信信号 $b_0$ は、基地局からの送信タイミングを早めるコマンドに従って、 $T_D - \tau_1$ の時刻に送出される。

【0042】

図5Cは、移動局#2における下り受信信号と上り送信信号を示す。同様に、基地局と移動局#2間の伝送時間に相当する遅延時間 $\tau_2$ の時間ずれが生じている。すなわち、基準時刻 $T_D$ に対して、基地局からの下り送信信号 $a_0$ は、 $T_D + \tau_2$ の時刻に下り受信信号 $a_2$ として受信する。一方、基地局で上り受信信号 $c_1$ として受信される移動局#2からの上り送信信号 $c_0$ は、基地局からの送信タイミングを早めるコマンドに従って、 $T_D - \tau_2$ の時刻に送出される。

【0043】

さらに、図5B、図5Cにおいて、移動局#1、#2は、下り送信信号 $a_1, a_2$ の有効シンボルの先頭にあわせてFFT処理を行う。図6に示した上記の同期部により上下リンクの直交性が保たれるため、受信信号から送信信号の干渉を除去することが出来る。

【0044】

また、マルチパスによる遅延分散の影響は前部ガードインターバル長( $T_{GI\_FRONT}$ )よりも小さい場合、完全に除去できる。移動局受信においては、下り受信信号の有効シンボルの先頭にあわせてFFTを行う。伝播遅延時間( $\tau_1, \tau_2$ )の2倍が後部ガードインターバル長( $T_{GI\_REAR}$ )よりも小さい場合には、受信信号から送信信号の干渉を完全に除去することが可能となる。

【0045】

さらに、下り受信信号の遅延分散に関しては、上り信号と同様に前部ガードインターバ

10

20

30

40

50

ル長( $T_{GI\_front}$ )よりも小さい場合、完全に除去できる。

【0046】

ここで、本発明を適用する際、基地局は各移動局からの各サブキャリアの受信品質推定値及び各移動局のトラフィックの非対称性を考慮して各サブキャリアへの移動局および上下リンクの割り当てを決定する。

【0047】

送信側移動局においては、割り当てられたサブキャリアに送信シンボルを、それ以外の周波数については「0」を割り当ててIFFT回路1において、逆高速フーリエ変換処理を行う。一方、受信側移動局においては、FFT回路19で高速フーリエ変換処理後に割り当てられたサブキャリアのみを用いてその後の信号処理を行う。

10

【0048】

割り当てたサブキャリアは予め移動局に通知する必要があるため、下り制御チャネル等を準備する。専用のサブキャリアを制御チャネルとして使用する場合は、例えば制御データを $d_c$ 、その他の個別データを $d_d$ とし、これらを周波数 $f_0$ のサブキャリアにて直交変調を行うことで式(1)のように表すことができる。

【0049】

【数1】

$$u_0(t) = (d_c + jd_d) \cdot \exp(j2\pi f_0 t) \quad \dots (1)$$

20

移動機では上記 $d_c$ を復号することにより基地局からの制御情報を受信することができる。

【0050】

図7に、上記サブキャリア割り当てを制御する基地局のベースバンド部の構成例を示す。基地局の送信側において、IFFT回路1における逆高速フーリエ変換処理に先立って、サブキャリア割り当てが行われる。

【0051】

複数の移動局1～Nの各々に対する下り送信データに対し、符号器30及び変調器31で対応する符号化変調処理を行いサブキャリア割り当て回路32に入力する。

【0052】

一方、基地局の受信側において、受信信号は、FFT回路19で高速フーリエ変換処理を行いサブキャリア選択回路34に入力される。サブキャリア割り当て回路32及びサブキャリア選択回路34は、サブキャリア割り当て・制御部33により制御される。

30

【0053】

サブキャリア割り当て・制御部33の動作を図8により説明する。図8では、図7における送信側の符号化回路30と変調器31を下りデータ生成部300とし、受信側のチャネル推定・復調回路35と復号化回路36を上りデータ復号部301として略示する。また、IFFT回路1の後段及びFFT回路19の前段に高周波回路部40、41を示している。さらに、上下トラフィック比率モニタ302を有している。

【0054】

図9は、図8の構成を説明する動作フローである。このフロー図に従い説明すると、上下トラフィック比率モニタ302により、各ユーザ(移動局)毎に下りデータ生成部300への入力データトラフィックと上りデータ復号部301の出力データトラフィックを監視して上下トラフィックの比率を定期的に求める(ステップS1)。

40

【0055】

サブキャリア割り当て・制御部33は、トラフィック比率モニタ回路302によりモニタされる上下トラフィックの比率をトラフィック情報として入力し、チャネル割り当てが常に最適となるようにサブキャリア割り当て回路32及び、サブキャリア選択部34を制御する。

【0056】

50

すなわち、トラフィック情報に基づき、サブキャリア割り当て・制御部 33 は、算出された比率が前回と同じであればチャンネル割り当ての変更は行わない(ステップ S2, no)。

【0057】

前回と異なる比率であれば(ステップ S2, yes), 図 10 に示すテーブルの例に従ってチャンネル割り当てパターンを決定する(ステップ S3)。例えば, 1:1 から 2:1 に変化した場合はパターン番号 1 からパターン番号 2 へと割り当てを変化するように, サブキャリア割り当て部 32 を制御する。この割り当て情報は, 下り制御チャンネルに乗せて移動機 MS へ通知する必要があるため, 下りデータ列生成部 300 へも情報を渡す(ステップ S4)。

10

【0058】

また, サブキャリア選択部 34 に対しては, この情報を基に選択するサブキャリアの追加・削除を行うように制御する(ステップ S5)。

【0059】

ここで, 無線環境(受信信号対雑音比 [SIR: Signal to Interface power Ratio]) に応じて変調方式・符号化率を変化させる適応変調により, データ転送速度を向上させる方式が知られている。

【0060】

例えば, 無線基地局では, 電波の受信状態が悪い時(低 SIR 時)は QPSK を用い, 受信状態が良い時は 16QAM という変調方式を用いる。変調方式と共に符号化率を変える場合もある。つまり, 受信状態が悪い時は誤り訂正能力が大きい符号が, 受信状態が良い時には誤り訂正能力が小さい符号が使われるなど, 受信環境に応じた選択を自動的に行う。

20

【0061】

このように, 変調方式と符号化の組み合わせが無線環境の状態に最適化され, 結果的にデータの転送速度を向上させることができるようになる。

【0062】

本発明は, かかる適応変調方式と組み合わせることも可能である。図 11 は, 適応変調方式と組み合わせた本発明に従う基地局の実施例を説明する図である。

【0063】

図 11 において, 受信側では, 先の実施例において説明した方法により, サブキャリア選択部 34 でユーザ毎にサブキャリアの周波数割り当てを判断し, 復調に必要な信号のみを受信選択回路 402 から選択する。

30

【0064】

サブキャリア選択部 34 で選択されているサブキャリアに関しては, 送信側で変調前に送信選択部 400 により「0」送信を行う。

【0065】

選択されたサブキャリア各々に関して, 受信側において復調器 35 で復調及び, チャンネル推定部 403 でチャンネル推定を行い, SIR 測定部 404 で SIR 値を算出する。

【0066】

ついで, 算出された SIR 値と閾値を SIR 値比較部 406 で比較し, 変調方式決定部 407 において予め用意されたテーブルに従って変調方式を決定する。

40

【0067】

一方, 送信側では, 同じく先の実施例について説明した方法により決定されたサブキャリア周波数をサブキャリア割り当て部 32 及び送信選択部 400 で割り当て, 選択を行い, パラレル変換されたユーザ(移動局)毎のビット列に対し多値変調部 401 で多値変調を行う。

【0068】

ここで, サブキャリア毎に多値変調を行う場合の概念図を図 12 に示す。図 12 は, 図 11 の関係する部位のみ抜き出して示している。

【0069】

50



図12において、多値変調部401は、サブキャリア対応に複数の多値変調回路を有している。チャンネル推定部403でチャンネル推定を行い、SIR測定部404でSIR値を算出する。ついで、算出されたSIR値と閾値をSIR値比較部406で比較し、変調方式決定部407において予め用意されたテーブルに従ってサブキャリア対応に変調方式を決定する。

【0070】

この決定に従い、多値変調部401の複数の多値変調回路のそれぞれにおいて、決定された変調方式を用いて送信選択部400から入力するデジタル信号 $d_0$ により変調を行う。

【0071】

また、図13に示すように、ユーザ（移動局）毎に割り当てられている複数のサブキャリア（例えば、 $f_1, f_3, f_5$ ）の平均SIRをSIR測定回路404で求め、これをSIR閾値と比較し、所定条件で、対応する複数のサブキャリアに対する多値変調部401の多値変調回路における変調方式を共通に決定するようにしてもよい。

10

【0072】

ここで、本発明の他の適用例を説明するために、送信ダイバーシティの一例として、第3世代移動通信システムであるW-CDMAにおけるクローズドループ型送信ダイバーシティについて説明する。

【0073】

W-CDMAでは2本の送信アンテナを用いる方式が採用されている。図14に2本の送信アンテナを用いる場合のシステム構成を示す。基地局の2本の送信アンテナAA, ABよりパイロット信号生成部500で生成され、互いに直交するパイロットパターン $P_1, P_2$ が送出される。

20

【0074】

移動局受信側は、受信アンテナACでパイロットパターン $P_1, P_2$ を受信し、制御量計算部501でそれぞれの既知のパイロットパターンと受信パイロット信号との相関を計算する。

【0075】

この計算される相関に基づき、基地局の各送信アンテナAA, ABから移動局受信アンテナACまでのチャンネルインパルス応答ベクトル $h_1, h_2$ を推定することができる。

【0076】

これらチャンネル推定値を用いて電力PWを最大とする基地局各送信アンテナの振幅および位相制御ベクトル（ウェイトベクトル）

30

【0077】

【数2】

$$\underline{w} = [w_1, w_2]^T \quad \dots \text{式(2)}$$

を計算し、これを量子化してフィードバック情報として多重化回路502により上りチャンネル信号に多重化して送信アンテナADより基地局側に伝送する。

【0078】

但し、上記位相制御ベクトル（ウェイトベクトル）における、 $w_1, w_2$ の両方の値を伝送する必要は無く、 $w_1 = 1$ として求めた場合の $w_2$ の値のみを伝送すればよい。

40

【0079】

ここで、電力PWは、次式(3)により表される。

【0080】

【数3】

$$PW = \underline{w}^H H^H H \underline{w} \quad \dots (3)$$

【0081】

50

【数4】

$$H = [h_1, h_2] \quad \dots (4)$$

式(3)の  $h_1, h_2$  はそれぞれアンテナ A A およびアンテナ A B からのチャネルインパルス応答ベクトルである。

インパルス応答の長さを  $L$  とすると,  $h_i$  は, 次式(5)で表される。

【0082】

【数5】

$$h_i = [h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iL}]^T \quad \dots (5)$$

10

ソフトハンドオーバー時には(3)式の代わりに次式(6)を最大とする制御ベクトルを計算する。

【0083】

【数6】

$$PW = \underline{w}^H (H_1^H H_1 + H_2^H H_2 + \dots) \underline{w} \quad \dots (6)$$

ここで  $H_k$  は  $k$  番目の基地局からの信号のチャネルインパルス応答である。

20

【0084】

W-CDMAでは, 重み係数  $w_2$  を1ビットに量子化するモード1と, 4ビットに量子化するモード2の2通りの方法が規定されている。

【0085】

モード1では1ビットのフィードバック情報を毎スロット伝送して制御するため, 制御速度が速い反面, 量子化が粗いため正確な制御が出来ない。

【0086】

一方, モード2では4ビットの情報で制御するため, より精度の高い制御ができる反面, 各スロットで1ビットずつ伝送して4スロットで1ワードのフィードバック情報を伝送する。このため, フェージング周波数が高い場合にはこれに追従できずに特性が劣化する。

30

【0087】

このように, フィードバック情報を伝送するための上りチャネル信号伝送レートが限られている場合, 制御精度とフェージング追従速度はトレードオフの関係にある。

【0088】

W-CDMAのRelease-99規格では, フィードバック情報伝送による上りチャネル伝送効率の低下を回避するため, 送信アンテナ数として2本より多い場合は考慮されていない。しかしながらフィードバック情報の増加や更新速度の低減を許容すれば, 3本以上への拡張も可能である。

【0089】

40

送信アンテナ数が  $N$  本の場合, 無線基地局で  $N$  個のお互いに直交するパイロット信号  $P_1(t), P_2(t), \dots, P_N(t)$  をそれぞれ異なる送信アンテナを用いて送信する。

【0090】

これらパイロット信号間には次の式(7)の関係がある。

【0091】

【数7】

$$\int P_i(t) P_j(t) dt = 0 \quad (i \neq j) \quad \dots (7)$$

上記(6)式で, 各パイロット信号はそれぞれフェージングによる振幅および位相変動

50

を受け、これらの合成信号が移動局受信アンテナ A C に入力される。

【 0 0 9 2 】

移動局受信機では受信パイロット信号に対して、 $P_1(t)$ 、 $P_2(t)$ 、 $\dots$ 、 $P_N(t)$ との相関を制御量計算部 5 0 1 でそれぞれ求めることにより、各パイロット信号のチャンネルインパルス応答ベクトル  $\underline{h}_1$ 、 $\underline{h}_2$ 、 $\dots$ 、 $\underline{h}_N$  を推定することが出来る。

【 0 0 9 3 】

これらチャンネルインパルス応答ベクトルを用いて、( 8 ) 式で示す電力  $PW$  を最大とする基地局各送信アンテナの振幅および位相制御ベクトル ( ウェイトベクトル )

【 0 0 9 4 】

【 数 8 】

$$\underline{w} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$$

を計算し、これを量子化してフィードバック情報として上りチャンネル信号に多重化してアンテナ A D より基地局側に伝送する。

【 0 0 9 5 】

但し、この場合でも  $w_1=1$  として求めた場合の  $w_2$ 、 $w_3$ 、 $\dots$ 、 $w_N$  の値を伝送すればよい。

【 0 0 9 6 】

【 数 9 】

$$PW = \underline{w}^H H^H H \underline{w} \quad \dots (8)$$

【 0 0 9 7 】

【 数 1 0 】

$$H = [\underline{h}_1, \underline{h}_2, \dots, \underline{h}_N] \quad \dots (9)$$

基地局側は、受信アンテナ A E でかかるフィードバック情報を受信し、フィードバック情報抽出回路 5 0 3 で抽出する。フィードバック情報抽出回路 5 0 3 は、抽出したフィードバック情報に基づき、振幅・位相制御回路 5 0 4 を制御する。

【 0 0 9 8 】

このように W-CDMA におけるクローズドループ型送信ダイバーシティにおいて、下りリンクの電力を移動局側からフィードバック情報として基地局に送るように構成されている。

【 0 0 9 9 】

これに対し、本発明の適用により、コヒーレント帯域内の上りリンクより下りの伝搬路状況を推定することで、移動機からのフィードバックを省略することが可能である。

【 0 1 0 0 】

図 1 5 に空間ダイバーシティによる基地局の本発明を適用した実施例構成を、図 1 6 にその動作概念図を示す。

【 0 1 0 1 】

図 1 5 に示す基地局構成は、第 1 のアンテナ 1 1 a の属する送受信系と第 2 のアンテナ 1 1 b の属する送受信系を有する。

【 0 1 0 2 】

かかる基地局において、2 本のアンテナ 1 1 a、1 1 b より受信した信号からあるユーザの信号を抜き出す。図 1 5 に示す実施例では移動機 1 は下りに  $f_0, f_2, f_4$ 、上りに  $f_1, f_3, f_5$  のそれぞれのサブキャリアを使用している場合である。

【 0 1 0 3 】

例えば、移動機 1 の下りリンクにおけるサブキャリア  $f_0$  の伝搬路推定には、サブキャリア  $f_0$  と直交する、即ち隣り合う上りリンクに使用されるサブキャリア  $f_1$  のチャンネル推定値

10

20

30

40

50

を用いる。

【0104】

すなわち、図15において、第1のアンテナ11aで受信される上りリンクの信号からサブキャリア選択部34aでサブキャリア $f_1$ の信号を選択し、チャンネル推定部403aでチャンネル推定する。同様に、第2のアンテナ11bで受信される上りリンクの信号からサブキャリア選択部34bでサブキャリア $f_1$ の信号を選択し、チャンネル推定部403bでチャンネル推定する。

【0105】

これらの推定値は位相・振幅比較部410に入力され、図16に示すように、アンテナ11a、11bそれぞれの $f_1$ のチャンネル推定値を位相比較部410で振幅及び位相比較し、その比較結果に基づき複素ウエイト生成部411において、上記式(3)の電力PWを最大にするような式(2)で示されるウエイトベクトルを算出する。ついで、算出されたウエイトベクトルを乗算器413で乗算し、下りリンクの電力を制御する。

10

【0106】

図17は、コヒーレント帯域内の上りリンクより下りの伝搬路状況を推定する方法として、周波数ダイバーシティによる場合に適用する基地局の実施例構成例を説明する図である。図18にその動作概念図を示す。

【0107】

すなわち、この実施例は周波数ダイバーシティを行う場合の例であるが、空間ダイバーシティにおける図15、図16に示す実施例と同様に、隣り合うキャリアのチャンネル推定値を基に下り伝搬路の推定を行うことで移動機からのフィードバックを省略することができる。

20

【0108】

図17、図18において、例えば、周波数ダイバーシティを行うサブキャリア $f_0$ と $f_n$ について、下りリンクの伝搬路状態の把握は、サブキャリア $f_0$ に対しては隣接し、直交するサブキャリア $f_1$ を用い、サブキャリア $f_n$ に対しては隣接し、直交するサブキャリア $f_{n+1}$ を用いる。

【0109】

サブキャリア選択部34においてサブキャリア $f_1$ と $f_{n+1}$ を選択し、復調器35で復調及び、チャンネル推定部403でチャンネル推定を行う。ついで、それぞれのチャンネル推定値を位相比較部410で振幅及び位相比較し、その比較結果に基づき複素ウエイト生成部411において、上記式(3)の電力PWを最大にするような式(2)で示されるウエイトベクトルを算出する。ついで、算出されたウエイトベクトルを乗算器413で乗算し、下りリンクの電力を制御する。

30

【0110】

ここで、図17、図18の実施例において、サブキャリア $f_0$ と $f_n$ はなるべくダイバーシティ効果を得られるように相関の低い周波数を選択する。一方下りに関しては同じ複素シンボル列 $d_0$ を異なるサブキャリア $f_0$ 、 $f_1$ にて変調を行い送信する。未使用および上りリンクとして使用されているキャリアに関しては0を挿入する。

【0111】

本発明の実施の形態はOFDMを用いて説明したが、ダウンリンクとアップリンクのサブキャリア周波数の関係は直交状態である必要はなく、単なるFDMのシステムでも適用可能である。

40

【産業上の利用可能性】

【0112】

上記に説明したように、上りリンクと下りリンクを直交周波数を用いて多重化することにより、上りリンクと下りリンクを柔軟に割り当てることができる。これにより、TDD(Time Division Duplex)と同様の利点を確保しつつ、更に柔軟な上下リンク間の割り当て比率の変更を可能とするシステムが提供可能である。

【図面の簡単な説明】

50

## 【 0 1 1 3 】

【図 1】図 1 は、本発明の適用の対象となる一般的な直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex) 方式の送受信機の概略を説明する図である。

【図 2】図 2 は、フレーム構造を示す図である。

【図 3】図 3 は、本発明の特徴を説明する図である。

【図 4】図 4 は、基地局と移動局間で上りリンク及び下りリンクを構成する場合の、時間軸及び周波数軸上における複数移動局に対する割り当て例を示す図である。

【図 5】図 5 は、基地局と移動局 # 1, # 2 との間のフレーム信号の例を示し、ガードインターバル (GI) の意義を説明する図である。

【図 6】図 6 は、基地局の同期部の動作を説明する図である。

10

【図 7】図 7 は、サブキャリア割り当てを制御する基地局のベースバンド部の構成例を示す図である。

【図 8】図 8 は、サブキャリア割り当て・制御部 3 3 の動作を説明する図である。

【図 9】図 9 は、図 8 の構成を説明する動作フローである。

【図 10】図 10 は、チャンネル割り当てパターンを決定するテーブルの例を説明する図である。

【図 11】図 11 は、適応変調方式と組み合わせた本発明に従う基地局の実施例を説明する図である。

【図 12】図 12 は、サブキャリア毎に多値変調を行う場合の概念図を図 12 に示す図である。

20

【図 13】図 13 は、複数のサブキャリアに対する多値変調回路における変調方式を共通に決定する例を説明する図である。

【図 14】図 14 は、W-CDMA で基地局が 2 本の送信アンテナを用いる場合のシステム構成を示す図である。

【図 15】図 15 は、空間ダイバーシティによる基地局の本発明を適用した実施例構成を示す図である。

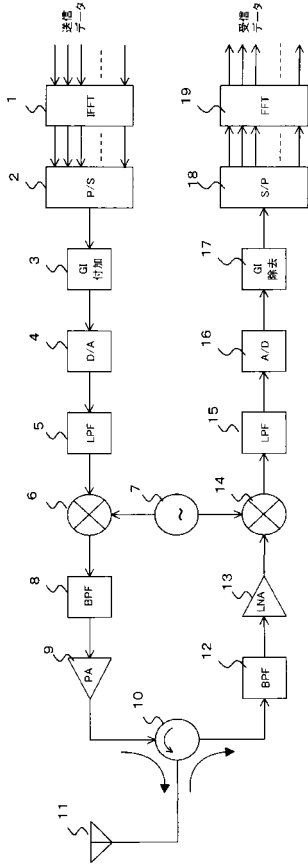
【図 16】図 16 は、図 15 の実施例構成の動作概念を示す図である。

【図 17】図 17 は、コヒーレント帯域内の上りリンクより下りの伝搬路状況を推定する方法として、周波数ダイバーシティによる場合に適用する基地局の実施例構成例を説明する図である。

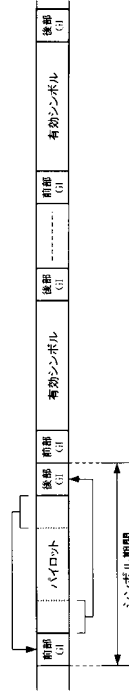
30

【図 18】図 18 は、図 17 の実施例の動作概念図を示す。

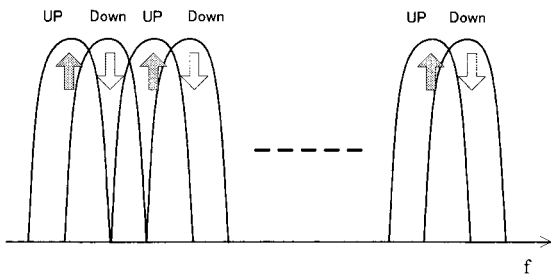
【図1】



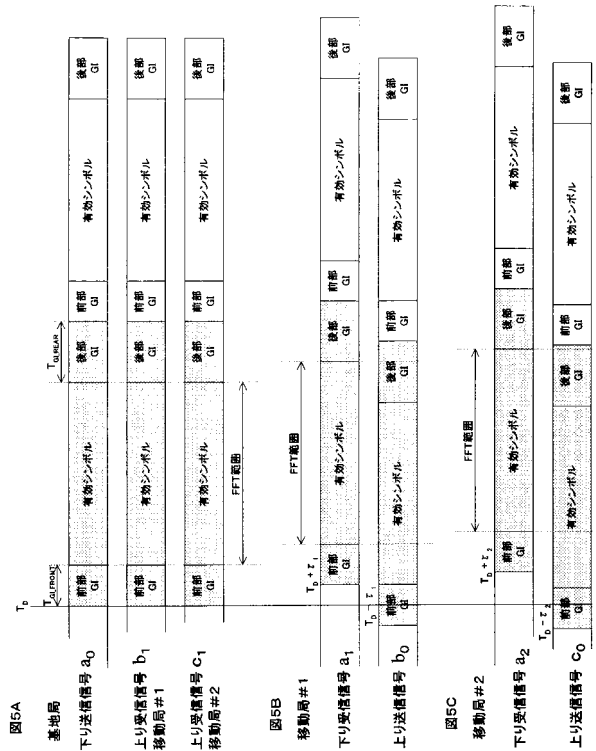
【図2】



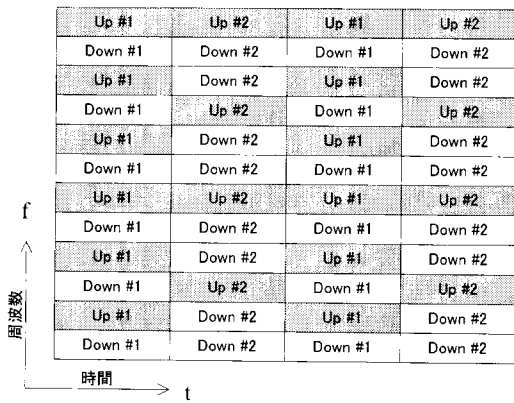
【図3】



【図5】



【図4】

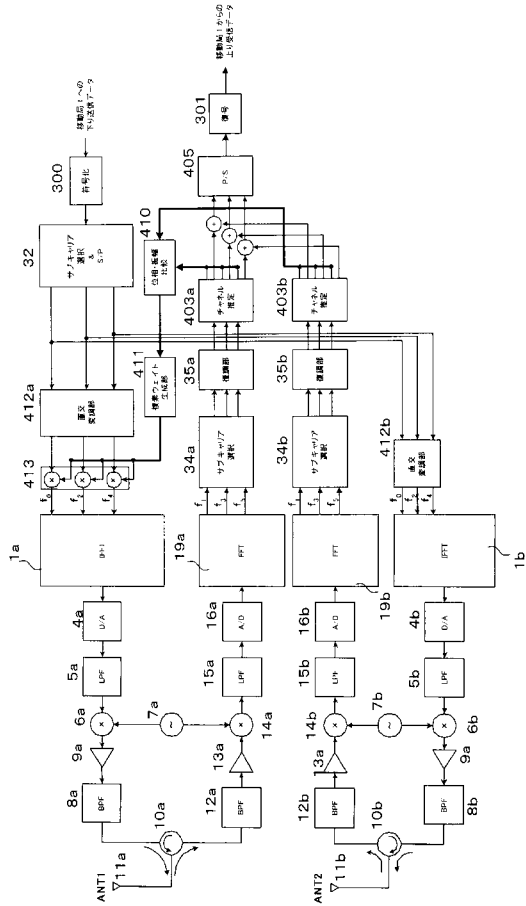




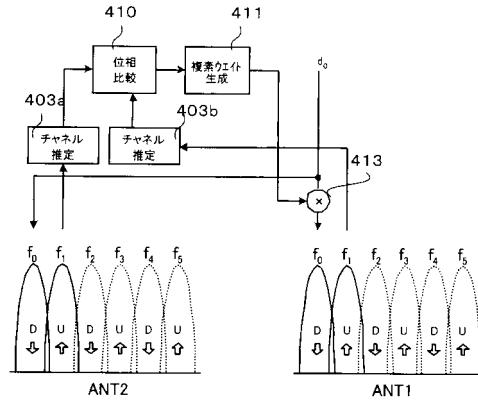




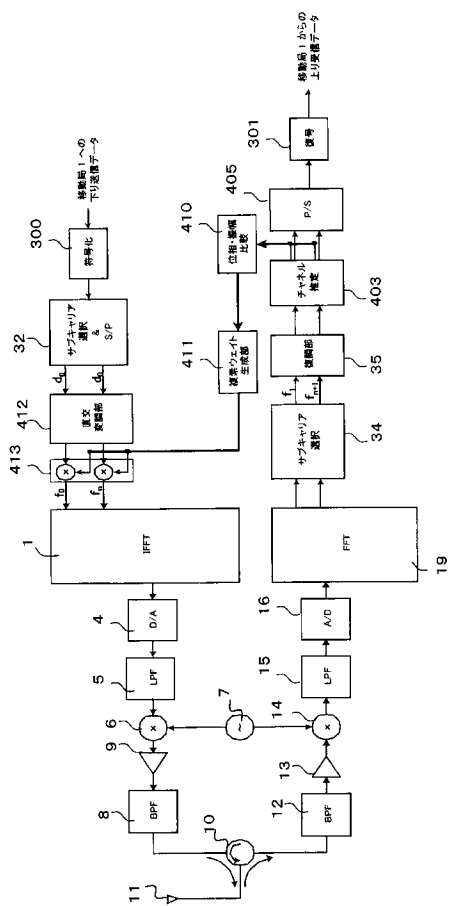
【図15】



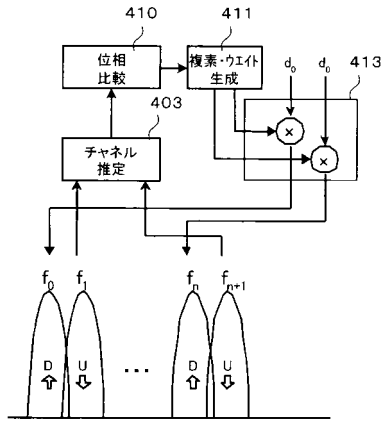
【図16】



【図17】



【図18】



## フロントページの続き

- (72)発明者 澤本 敏郎  
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内
- (72)発明者 箕輪 守彦  
神奈川県川崎市中原区上小田中4丁目1番1号 富士通株式会社内

審査官 福田 正悟

- (56)参考文献 特表平09-505185(JP,A)  
特開2000-165939(JP,A)  
特開2002-246958(JP,A)  
特開2000-068975(JP,A)  
特表2005-510904(JP,A)  
特開2003-304214(JP,A)  
原田 博司 et al., Dynamic Parameter Controlled OF / TDMAによる新世代移動通信システム, 電子情報通信学会技術研究報告, 日本, 社団法人電子情報通信学会, 2004年 1月 9日, DSP2003-189, vol.103, No,553, pp.41-46  
小林 秀雄, OFDM通信方式の基礎と応用技術, 日本, 株式会社トリケップス, 2004年 5月 7日, pp.113-119

## (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00  
H04J 3/00  
IEEE Xplore  
CiNii