

(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2014-68173  
(P2014-68173A)

(43) 公開日 平成26年4月17日(2014.4.17)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4J 99/00 (2009.01)	HO4J 15/00	5K067
HO4J 1/00 (2006.01)	HO4J 1/00	5K159
HO4J 11/00 (2006.01)	HO4J 11/00 Z	
HO4W 88/02 (2009.01)	HO4W 88/02 141	
HO4B 7/04 (2006.01)	HO4B 7/04	

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 81 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2012-211981 (P2012-211981)  
(22) 出願日 平成24年9月26日 (2012.9.26)

(71) 出願人 000004226  
日本電信電話株式会社  
東京都千代田区大手町一丁目5番1号  
(74) 代理人 110001634  
特許業務法人 志賀国際特許事務所  
(72) 発明者 太田 厚  
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内  
(72) 発明者 黒崎 聰  
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内  
(72) 発明者 丸田 一輝  
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内

最終頁に続く

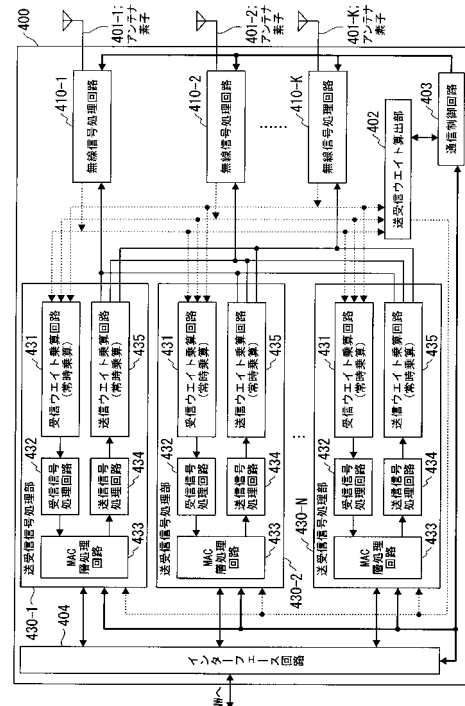
(54) 【発明の名称】 基地局装置、無線通信方法、及び無線通信システム

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 MACレイヤの効率を損なうことなく複数の端末装置と空間多重伝送を行う。

【解決手段】 基地局装置400は、端末装置から送信されたトレーニング信号に基づいて、複数のアンテナ素子401-1~401-Kで受信した信号を同位相合成するためのウエイトを端末装置とアンテナ素子の組み合わせ毎に算出し、記憶するウエイト算出部と、アンテナ素子毎に設けられ該アンテナ素子で受信した信号を周波数成分毎の信号に分離する無線処理部と、端末装置毎に設けられ該端末装置に対応する各周波数成分のウエイトを各無線処理部が分離した各周波数成分の信号に乗算し、乗算結果を周波数成分毎に加算合成するウエイト乗算部と、端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応するウエイト乗算部による加算合成結果に基づいて、対応する端末装置からの信号の有無を判定し、該端末装置からの信号があるとき加算合成結果に対して受信処理を行う受信処理部とを備える。

【選択図】 図1



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

複数のアンテナ素子を備えた基地局装置と、複数の端末装置とを具備し、前記基地局装置と前記端末装置とが同一周波数上で同一時刻に空間多重伝送を行うことが可能な無線通信システムにおける基地局装置であって、

前記端末装置から送信されたトレーニング信号に基づいて、複数の前記アンテナ素子で受信した信号を同位相合成するための各周波数成分に対する受信ウエイトを前記端末装置と前記アンテナ素子の組み合わせごとに算出し、算出した受信ウエイトを記憶する送受信ウエイト算出部と、

前記アンテナ素子ごとに設けられ該アンテナ素子で受信された受信信号を周波数成分ごとの信号に分離する無線信号処理部と、

前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応する周波数成分とアンテナ素子との組み合わせに応じた前記受信ウエイトを前記無線信号処理部それぞれが分離した各周波数成分の信号に乗算し、乗算結果を周波数成分ごとに加算合成する受信ウエイト乗算部と、

前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応する前記受信ウエイト乗算部による加算合成結果に基づいて、対応する端末装置からの信号の有無を判定し、該端末装置からの信号がある場合、前記加算合成結果に対して受信処理を行う受信信号処理部と

を備えることを特徴とする基地局装置。

## 【請求項 2】

請求項 1 に記載の基地局装置であって、

前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に送信する信号を周波数成分ごとの信号に分離する送信信号処理部と、

前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応する前記送信信号処理部が分離した周波数成分ごとの信号に該端末装置に対応する周波数成分と前記アンテナ素子との組み合わせに応じた送信ウエイトを乗算し、乗算した送信ウエイトに対応するアンテナ素子に接続された前記無線信号処理部に乗算結果を出力する送信ウエイト乗算部と、

を更に備え、

前記送受信ウエイト算出部は、

前記トレーニング信号、又は前記端末装置からフィードバックされるチャネル情報のいずれかに基づいて、複数の前記アンテナ素子から送信された信号を前記端末装置において同位相合成するための各周波数成分に対する前記送信ウエイトを前記端末装置と前記アンテナ素子との組み合わせごとに算出し、算出した前記送信ウエイトを記憶し、

前記無線信号処理部は、

前記端末装置それぞれに対応する前記送信ウエイト乗算部から入力された乗算結果を周波数成分ごとに加算合成し、周波数成分ごとの加算合成結果を基に時間軸上の信号に変換して対応する前記アンテナ素子から送信する

ことを特徴とする基地局装置。

## 【請求項 3】

請求項 1 又は請求項 2 に記載の基地局装置であって、

前記端末装置との空間多重伝送に周波数分割複信を用いる場合、前記端末装置と通信をしている期間において、

前記無線信号処理部は常に前記受信信号を周波数成分ごとの信号に分離し、

受信ウエイト乗算部は常に前記受信ウエイトの乗算と加算合成とを行う

ことを特徴とする基地局装置。

## 【請求項 4】

請求項 1 又は請求項 2 に記載の基地局装置であって、

前記端末装置との空間多重伝送に時分割複信を用いる場合、前記端末装置の受信に割り当てられている期間において、

前記無線信号処理部は常に前記受信信号を周波数成分ごとの信号に分離し、

受信ウエイト乗算部は常に前記受信ウエイトの乗算と加算合成とを行う

10

20

30

40

50

ことを特徴とする基地局装置。

【請求項 5】

複数のアンテナ素子を備えた基地局装置と、複数の端末装置とを具備し、前記基地局装置と前記端末装置とが同一周波数上で同一時刻に空間多重伝送を行うことが可能な無線通信システムにおける基地局装置が行う無線通信方法であって、

前記端末装置から送信されたトレーニング信号に基づいて、複数の前記アンテナ素子で受信した信号を同位相合成するための各周波数成分に対する受信ウエイトを前記端末装置と前記アンテナ素子の組み合わせごとに算出し、算出した受信ウエイトを記憶する送受信ウエイト算出ステップと、

前記アンテナ素子ごとに、該アンテナ素子で受信された受信信号を周波数成分ごとの信号に分離する無線信号処理ステップと、

前記端末装置ごとに、該端末装置に対応する周波数成分とアンテナ素子との組み合わせに応じた前記受信ウエイトを前記無線信号処理ステップにおいて分離した各周波数成分の信号に乗算し、乗算結果を周波数成分ごとに加算合成する受信ウエイト乗算ステップと、

前記受信ウエイト乗算ステップにおける前記端末装置それぞれに対応する加算合成結果に基づいて、該端末装置からの信号の有無を判定し、該端末装置からの信号がある場合、前記加算合成結果に対して受信処理を行う受信信号処理ステップと

を有することを特徴とする無線通信方法。

【請求項 6】

複数のアンテナ素子を備えた基地局装置と、複数の端末装置とを具備し、前記基地局装置と前記端末装置とが同一周波数上で同一時刻に空間多重伝送を行うことが可能な無線通信システムであって、

前記基地局装置は、

前記端末装置から送信されたトレーニング信号に基づいて、複数の前記アンテナ素子で受信した信号を同位相合成するための各周波数成分に対する受信ウエイトを前記端末装置と前記アンテナ素子の組み合わせごとに算出し、算出した受信ウエイトを記憶する送受信ウエイト算出部と、

前記アンテナ素子ごとに設けられ該アンテナ素子で受信された受信信号を周波数成分ごとの信号に分離する無線信号処理部と、

前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応する周波数成分とアンテナ素子との組み合わせに応じた前記受信ウエイトを前記無線信号処理部それぞれが分離した各周波数成分の信号に乗算し、乗算結果を周波数成分ごとに加算合成する受信ウエイト乗算部と、

前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応する前記受信ウエイト乗算部による加算合成結果に基づいて、対応する端末装置からの信号の有無を判定し、該端末装置からの信号がある場合、前記加算合成結果に対して受信処理を行う受信信号処理部と

を備える

ことを特徴とする無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、基地局装置、無線通信方法、及び無線通信システムに関する。

【背景技術】

【0002】

近年のインターネットの普及とともに、既に全世帯の90%にも及ぶ世帯で光ファイバを用いた回線が利用可能となっている。このようにブロードバンド化の流れは確実に進展してはいるが、実際には、光回線の敷設による採算が見込めない地域があることから、ブロードバンド・ゼロ地域の解消を如何にして実現するかという問題はなかなか解決する術が見つからない現状がある。このような光回線の敷設による採算が見込めない地域を不採算地域(条件不利地域)という。

【0003】

10

20

30

40

50

このような不採算地域における対策としては、無線回線を利用することが有利とされており、例えば、WiMAX (Worldwide interoperability for microwave access) (登録商標、以下同様) と呼ばれる無線規格を用いたサービスのための周波数チャンネルを 10 [MHz] 確保し、この周波数チャンネルを用いた WiMAX サービスを、条件不利地域を中心に適用する「地域 WiMAX」と呼ばれる施策が実施されている。この施策に用いられている WiMAX では、例えば基地局装置は 10 [W] 程度の大きな送信電力で信号送信を行い、この結果、半径 3 km 程度のエリアを 1 局でカバーすることが可能となっている。

#### 【0004】

一般に、見通しがきく環境では送信局と受信局の間での伝搬に伴い受信信号強度は、距離の 2 乗に反比例する。見通し外の場合には受信信号強度は距離の 3 ~ 4 乗に反比例するようになり、回線設計上にはより厳しい制限が課せられることになる。仮に見通しを想定したとしても、伝送距離を 2 倍に伸ばすためには、送信電力を  $2^2 = 4$  倍にする必要があり、より線形性の高い送信アンプを必要とする。しかし、そのような送信アンプは高価であるとともに、そのような送信アンプを用いると、電力効率は著しく低下するため消費電力は急激に増加してしまう。

#### 【0005】

近年は特に環境問題が注目され、無線を含めたインフラの低消費電力化が要求されており、高出力の送信アンプを用いた非効率的な通信は好ましくない。このような問題を解決するための方法としては、例えば、非特許文献 1 に記載のように、複数の中継局を介在させたコヒーレント伝送が有効である。非特許文献 1 では、中継においては非再生中継を仮定しているが、このコヒーレント伝送のポイントは、中継の形態が「非再生中継」であるか、又は「再生中継」であるかに依存しておらず、あくまでも受信側において各信号が同位相で合成されるように送信することである。このようなコヒーレント伝送を行う場合の別の形態の 1 つとして、例えば非特許文献 2 に記載のように分散アンテナシステムがある。

#### 【0006】

分散アンテナシステムは、1 つの制御局に場所的に分散されて設置された複数のアンテナ (厳密にはアンテナに、光・電気変換や信号増幅等を行う装置が組み合わされた無線モジュールないしはリモート基地局) が接続された構成であり、制御局と各アンテナ間は光ファイバ等で接続される。

また、他の形態として、1 つの基地局に複数の中継局が無線接続された構成 (無線中継システム) をとることもできる。この場合は、基地局が制御局となり、中継局がアンテナないしは無線モジュールとなり、全体として分散アンテナシステムを構成することになるが、基地局と中継局とが無線により接続される点で異なる構成である。

いずれの場合も、複数のアンテナ (中継局) が受信端末側で各信号が同位相で合成されるように送信するコヒーレント伝送を行う。以下、その詳細な説明を行う。

#### 【0007】

[従来技術におけるコヒーレント伝送のシステム概要]

(無線中継システム)

図 2 は、従来技術における無線中継システムの概要を示す図である。

同図に示すように、無線中継システムは、送信局 901 と、 $N_1$  個の中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  と、受信局 903 とを具備している。送信局 901 は、受信局 903 宛ての無線パケットを一旦中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  に対して送信する。中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  は、送信局 901 から受信した信号に対して各種受信信号処理を行い、送信局 901 が送信した無線パケットを再生 (復元) する。次に、各中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  は、再生した同一の無線パケットを同時刻に受信局 903 に対して送信する。この際、各中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  は、それぞれが送信した信号が受信局 903 において同一の位相で受信されるように、送信信号の位相を調整する。受信局 903 では、各中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  から送信された信号全てが伝送路上で合成され

10

20

30

40

50

て受信される。この際、各中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  から送信された信号が、受信局 903 において同程度の受信電力で受信されるとするならば、合成された後の信号は、合成される前の信号に対して振幅で  $N_1$  倍となる。また、受信電力は、振幅の 2 乗に比例するため  $(N_1)^2$  倍となる。

#### 【0008】

ここで、無線中継システムにおける中継局 902 が 1 局の場合と、 $N_1$  局の場合とで比較する。評価条件を公平にするために、1 局で中継する場合には単一の中継局 902 が送信電力を  $P$  として送信し、 $N_1$  局で中継する場合には中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  がそれぞれ送信電力を  $P/N_1$  として（総送信電力が一定の条件）送信するものとして比較する。 $N_1$  局の中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  から送信した場合、各中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  から送信された信号は伝送路で合成され、中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  のいずれか 1 局からの受信信号に比べ、受信局 903 における受信信号の振幅は  $N_1$  倍になり、その結果、総受信電力は  $(N_1)^2$  倍となる。しかし、 $N_1$  局で送信した場合、1 局の中継局 902 当たりの送信電力は、単一の中継局 902 で送信した場合の  $1/N_1$  となっている。そのため、受信電力は、 $(1/N_1) \times (N_1)^2 = N_1$  倍となる。

つまり、中継局 902 - 1 ~ 902 -  $N_1$  の総送信電力を一定としているにもかかわらず、1 局で中継する場合と比較して受信局 903 における受信電力が  $N_1$  倍となり、回線利得として  $10 \times \log_{10} N_1$  [dB] を稼ぐことが可能になる。

#### 【0009】

(分散アンテナシステム)

図 3 は、従来技術における分散アンテナシステムの概要を示す図である。

同図に示すように、分散アンテナシステムは、協調的な通信を行う 3 つのセル 911 - 1 ~ 911 - 3 を形成するリモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 と、複数の端末装置 913 - 1 ~ 913 - 6 と、光ファイバ 915 を介して各リモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 に接続された制御局 914 とを具備している。なお、各リモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 と制御局 914 とを接続する光ファイバ 915 は、同軸ケーブルなどであってもよい。また、ここでは 3 つのセル 911 - 1 ~ 911 - 3 と 3 つのリモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 を想定して説明を行うが、一般的には 3 以外の数であっても良い。

#### 【0010】

各リモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 は、それぞれが形成するセル内に位置する各端末装置 913 - 1 ~ 913 - 6 と、同一の周波数チャネルを用いて通信を行う。制御局 914 は、光ファイバ 915 を介して、リモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 を制御する。同一の周波数チャネルを用いた通信を行うため、各端末装置 913 - 1 ~ 913 - 6 は、複数のリモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 から送信された信号を同時に受信することができる。例えば、端末装置 913 - 4 は、全てのリモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 から信号を受信することができる。

ここで、リモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 それぞれと端末装置 913 - 4 との間のチャネル情報が既知であれば、リモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 は、それぞれが端末装置 913 - 4 宛てに送信する際に、各リモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 から送信された信号が端末装置 913 - 4 において同位相となるように送信ウエイト乗算を施すことができる。この場合、端末装置 913 - 4 において受信される信号は、同位相合成されるので受信電力が増加する。その結果、端末装置 913 - 4 における通信特性が改善される。このような、同位相合成を行うための信号処理の制御は全て制御局 914 で実施され、リモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 は制御局 914 の指示に従い動作する。

#### 【0011】

分散アンテナシステムにおいて、制御局 914 と各リモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 との間は光ファイバ 915 で接続されており、この光ファイバ 915 上で転送される信号を各リモート基地局 912 - 1 ~ 912 - 3 では光/電気変換を行うことで無線回線において送信する電気信号を生成し、信号増幅などの処理の後にこれをアンテナから送信する。このような制御を利用することで、全てのチャネル情報を把握した制御局 914

10

20

30

40

50

に受信側において同位相合成となるような信号処理の機能を集約し、その結果、各リモート基地局 912-1 ~ 912-3 における位相制御の不確定性を回避しながら通信品質の向上を図ることを可能としている。

#### 【0012】

なお、厳密な意味での分散アンテナシステムでは、各リモート基地局 912-1 ~ 912-3 は同時に複数の端末装置 913-1 ~ 913-6 と同一周波数上で空間多重を行うマルチユーザ MIMO (Multiple Input Multiple Output) 技術を利用してさらなる特性改善を図ることができる。マルチユーザ MIMO 技術を利用する際の制御は、多数の送信アンテナを利用することで、端末装置 913 における希望信号の同位相合成と、異なる端末装置 913 間の干渉信号の除去のためのヌル制御とを両立しているという点を除けば、基本的にはコヒーレント伝送を基礎とした制御である。

10

#### 【0013】

〔コヒーレント伝送におけるチャネルフィードバックの概要〕

コヒーレント伝送を行うためには、送受信局間のチャネルの状態を把握する必要がある。これは、複数の送信局又は中継局から送信された信号が同位相で受信局に届くようにするために、送信局及び中継局において、受信局との間のチャネルの状態を把握し、チャネルの状態に応じた送信ウエイトを用いて信号を送信するためである。

#### 【0014】

図4は、従来技術におけるチャネルフィードバックの処理を示すフローチャートである。従来技術におけるチャネルフィードバックの方法は大別して2種類の方法がある。ここでは、フォワードリンクのチャネル推定結果を直接取得する「(A)直接的な方法」と、バックワードリンクの情報を用いて換算推定する「(B)間接的な方法」とについて説明する。

20

#### 【0015】

一般的には、フォワードリンクとその逆方向のバックワードリンクのチャネル情報は一致しない。それは、フォワードリンクで用いられる送信側のハイパワーアンプと受信側のローノイズアンプの組み合わせと、バックワードリンクで用いられる送信側のハイパワーアンプと受信側のローノイズアンプの組み合わせが異なり、フォワードリンクのチャネル情報とバックワードリンクのチャネル情報との間で複素位相や振幅が異なるからである。

しかし、後述する換算処理(キャリブレーション処理)を実施することで、バックワードリンクのチャネル情報からフォワードリンクの情報を換算推定することが可能である。なお、以降の説明においては、先の説明における「リモート基地局」及び「中継局」を区別しない場合は「無線モジュール」と呼ぶことにする。

30

#### 【0016】

図4(A)は、直接的な方法の処理を示すフローチャートである。同図に示すように、直接的な方法では、チャネル情報を推定開始する(ステップS901)と、各無線モジュールから端末装置宛にチャネル推定用のプリアンプル信号などを含む無線パケットを送信する(ステップS902)。

端末装置は、各無線モジュールから送信された無線パケットを受信し、受信した無線パケットに含まれているプリアンプル信号などを用いてチャネル推定を実施する(ステップS903)。端末装置では、このチャネル推定結果を「制御情報収容用の無線パケット」に収容し、無線モジュールに送信する(ステップS904)。

40

無線モジュールは、端末装置が送信した「制御情報収容用の無線パケット」を受信し、チャネル情報を取得する(ステップS905)。更に、無線モジュールは、受信したチャネル情報をメモリに保存し、チャネル情報に関するデータベースを構築し(ステップS906)、処理を終了する(ステップS907)。

#### 【0017】

図4(B)は、間接的な方法の処理を示すフローチャートである。同図に示すように、間接的な方法では、チャネル情報を推定開始する(ステップS908)と、端末装置から無線モジュール宛にチャネル推定用のプリアンプル信号などを含む無線パケットを送信す

50

る（ステップS909）。

無線モジュールは、端末装置から送信された無線パケットを受信し、無線パケットに含まれているプリアンプル信号などを用いてチャネル推定を実施する（ステップS910）。無線モジュールは、このバックワードリンクにおけるチャネル情報の推定結果に、換算処理を施し、フォワードリンク側のチャネル情報を取得する（ステップS911）。

#### 【0018】

バックワードリンクにおけるチャネル情報からフォワードリンクにおけるチャネル情報を算出する換算処理は、フォワードリンクにおけるハイパワーアンプと、バックワードリンクにおけるローノイズアンプとの相違を補正する係数を用いることにより実施することが可能である。具体的には、バックワードリンクにおけるチャネル情報に、ハイパワーアンプとローノイズアンプとの相違を補正する係数を乗算することによって、ステップS911における変換処理を実施することができる。

10

更に、無線モジュールは、端末装置から受信したバックワードリンクにおけるチャネル情報と、変換処理により得られたフォワードリンクにおけるチャネル情報とをメモリに保存し、チャネル情報を記憶するデータベースを構築し（ステップS912）、処理を終了する（ステップS913）。

#### 【0019】

このようにしてチャネル情報を事前に取得しておき、一般的には実際に通信を行う際にこのチャネル情報を基に送信ウエイトを算出する。なお、チャネル情報は時間とともに変動するため、状況に応じて例えば周期的に更新することが一般的である。また、上記の中でチャネル情報をデータベース化して保存するのは、無線モジュール以外のその他の制御局等で行っても構わない。

20

#### 【0020】

また、分散アンテナシステムを例にとれば、この送信ウエイト算出処理は各無線モジュールで個別に行うのではなく、制御局において集中制御的に一括処理を行うことが一般的である。特に、マルチユーザMIMOにより複数の端末装置と同時に同一周波数チャネルで通信を行う際には、全てのチャネル情報を用いなければ送信ウエイトを算出することはできない。ただし、マルチユーザMIMOではなく、1台の端末装置との間での1対1通信を行う場合に限定すれば、チャネル情報から得られる伝送路上での複素位相の回転をキャンセルする送信ウエイト（つまり、全ての無線モジュールでチャネル情報と送信ウエイトを乗算すると複素位相が定数となる）を利用可能であるので、無線モジュールで個別に処理をすることも可能である。

30

#### 【0021】

なお、ここではOFDM（Orthogonal Frequency Division Multiplexing：直交周波数分割多重）変調方式及びSC-FDE（Single Carrier Frequency Domain Equalization：周波数領域等化シングルキャリア伝送）方式を用いる場合を例にとり説明を行う。なお、OFDMA（Orthogonal Frequency Division Multiple Access：直交周波数分割多元接続）方式は、物理レイヤにおける処理は基本的にOFDM変調方式を利用しているため、下記の説明ではOFDMとOFDMAは同等の方式として扱うことにする。

#### 【0022】

40

#### [フェーズドアレーアンテナ技術について]

なお、コヒーレント伝送と類似の技術として、多数のアンテナ素子を用いたフェーズドアレーアンテナ技術がある（例えば、非特許文献3）。

図5は、フェーズドアレーアンテナの原理を示す図である。同図には、5つのアンテナ素子961-1～961-5が、互いに間隔dを隔てて直線状に配置されているフェーズドアレーアンテナが示されている。フェーズドアレーアンテナにおいてアンテナ素子961-1～961-5の配列方向に対して角度θ方向の指向性を形成する場合、その方向に対してアンテナ素子961-1～961-5ごとの経路長差が $d \cos \theta$ であることを考慮して、同位相合成するように各アンテナ素子961-1～961-5を用いて送受信する信号それぞれに対して調整を行えばよい。

50

## 【0023】

ここで、送受信する信号の波長が  $\lambda$  である場合、隣接するアンテナ素子 961-1 ~ 961-5 間で  $(2d \cos \theta)$  ずつ位相をずらした信号を出力することにより、角度  $\theta$  方向に対して指向性を形成することができる。この位相差  $(2d \cos \theta)$  は、送受信する信号にアナログ的に移相器を用いて与えてもよいし、デジタル信号処理において与えてもよい。

フェーズドアレーアンテナでは、このようにして、所定の角度方向に対するアンテナ利得を稼ぐことができる。なお、一般には、指向性利得が最大となるメインローブ方向の周りに細かな利得のうねりを示すサブローブが生じるため、その影響を低減しメインローブを安定的に運用するために、アンテナ素子 961-1 ~ 961-5 の間隔  $d$  を  $\lambda/2$  以下にする。

10

## 【0024】

ただし、波長  $\lambda$  に対しアンテナ素子 961-1 ~ 961-5 間隔が短くなるにつれ、アンテナ素子 961-1 ~ 961-5 同士の素子間結合や様々な要因により、単純な同位相合成の場合に比べ大幅に利得は低減する。この場合、個々のアンテナ素子 961-1 ~ 961-5 から送受信される信号は、送受信点において独立な波として振幅を単純に加算できる波動と異なり、あたかも多数のアンテナ素子 961-1 ~ 961-5 全体で一つの仮想的なアンテナ素子を構成し、その仮想的なアンテナ素子から一つの信号（波動）を送信するといった振る舞いとなる。この点で、単純な同位相合成が成り立つコヒーレント伝送とは異なる現象と見ることができる。

20

## 【0025】

[マルチユーザMIMO技術について]  
(マルチユーザMIMOの概要)

コヒーレント伝送や、フェーズドアレーアンテナ技術は、基本的に回線利得を改善する技術であり、広域のサービスエリアを一つの基地局装置でカバーする際の回線容量を増大させるためには、別の無線通信技術が必要となる。一方で周波数資源は限りがあるために、ここでは限られた資源を高い周波数利用効率で利用するための技術として、例えば非特許文献4にて検討されているマルチユーザMIMO技術について説明をする。

## 【0026】

図6は、マルチユーザMIMOシステムの構成例を示す概略図である。同図に示すように、マルチユーザMIMOシステムは、基地局装置801と、端末装置802-1、802-2、802-3（端末装置#1~#3）とを具備している。実際に一つの基地局装置801が収容する端末装置802の数は多数であるが、そのうちの数局を選び出し（同図では端末装置802-1~802-3）、通信を行う。各端末装置802は、基地局装置801と比較して送受信アンテナ数が一般に少ない。例えば、基地局装置801から端末装置802への通信（ダウンリンク）を行う場合について説明する。

30

## 【0027】

基地局装置801は、多数のアンテナ素子を用いて複数の指向性ビームを形成する。例えば、各端末装置802-1~802-3に対してそれぞれ3つのMIMOチャネルを割り当て、全体として9系統の信号系列を送信する場合を考える。その際、端末装置802-1に対して送信する信号は、端末装置802-2及び端末装置802-3方向には指向性利得が極端に低くなるように調整し、この結果として端末装置802-2及び端末装置802-3への干渉を抑制する。同様に、端末装置802-2に対して送信する信号は、端末装置802-1及び端末装置802-3方向には指向性利得が極端に低くなるように調整する。同様の処理を端末装置802-3にも施す。このように指向性制御を行う理由は、例えば端末装置802-1においては、端末装置802-2及び端末装置802-3で受信した信号の情報を知らないため、端末装置802間での協調的な受信処理ができない。つまり、3本しかない端末装置802-1のみの受信処理において、9系統の全ての信号系列を信号分離することは非常に厳しい。そこで、各端末装置802-1~802-3には他の端末装置802の信号が受信されないように、送信側で干渉分離を事前に行う

40

50



。

## 【0028】

以上が既存のマルチユーザMIMOシステムの概要である。次に、指向性ビームの形成方法について、以下に説明を加える。ここでは、基地局装置801が9つのアンテナ素子を備え、各端末装置802-1~802-3が3つのアンテナ素子を備える場合について説明する。例えば、図6において、基地局装置801の第j(j=1,...,9)のアンテナ素子と、端末装置802-1の第1のアンテナ素子との間のチャネル情報を $h_{1j}$ と表記する。基地局装置801の各アンテナ素子(j=1,...,9)と、端末装置802-1の第1のアンテナ素子とのチャネル情報を用いて行ベクトル $h_1$ を( $h_{11}, h_{12}, h_{13}, \dots, h_{18}, h_{19}$ )と表記する。同様に、基地局装置801の第jのアンテナ素子と、端末装置802-1の第2のアンテナ素子及び第3のアンテナ素子との間のチャネル情報を $h_{2j}$ 及び $h_{3j}$ と表記し、対応する行ベクトル $h_2$ 及び $h_3$ を( $h_{21}, h_{22}, h_{23}, \dots, h_{28}, h_{29}$ )及び( $h_{31}, h_{32}, h_{33}, \dots, h_{38}, h_{39}$ )と表記する。端末装置802-2及び端末装置802-3のアンテナ素子に対して同様の連番をふり、行ベクトル $h_4 \sim h_9$ を( $h_{41}, h_{42}, h_{43}, \dots, h_{48}, h_{49}$ )~( $h_{91}, h_{92}, h_{93}, \dots, h_{98}, h_{99}$ )と表記する。

10

## 【0029】

加えて、基地局装置801が送信する9系統の信号を $t_1 \sim t_9$ と表記し、これを成分とする列ベクトルを $T \times [a^{11}] = (t_1, t_2, t_3, \dots, t_8, t_9)^T$ と表記する。ここで、右肩のTの文字はベクトル、行列の転置を表す。また同様に、端末装置802-1~80-3の9本のアンテナ素子での受信信号を $r_1 \sim r_9$ と表記し、これを成分とする列ベクトルを $R \times [a^{11}] = (r_1, r_2, r_3, \dots, r_8, r_9)^T$ と表記する。最後に、行ベクトル $h_1 \sim h_9$ を第1から第9行成分とする行列を、全体チャネル情報行列 $H [a^{11}]$ と表記する。また、ノイズを $n$ と表記する。

20

この場合、マルチユーザMIMOシステム全体として、次式(1)の関係が成り立つ。

## 【0030】

## 【数1】

$$R_x^{[all]} = H^{[all]} \cdot T_x^{[all]} + n \quad \dots (1)$$

30

## 【0031】

これに対し送信指向性制御を行うため、9行9列の送信ウエイト行列 $W$ を導入し、式(1)を次式(2)のように書き換える。

## 【0032】

## 【数2】

$$R_x^{[all]} = H^{[all]} \cdot W \cdot T_x^{[all]} + n \quad \dots (2)$$

40

## 【0033】

更に、送信ウエイト行列 $W$ を列ベクトル $w_1 \sim w_9$ に分解し、 $W = (w_1, w_2, w_3, \dots, w_8, w_9)$ と表記すると、式(2)における「 $H [a^{11}] \cdot W$ 」を次式(3)のように表せる。

## 【0034】

【数 3】

$$H^{[all]} \cdot W = \begin{pmatrix} h_1 \\ h_2 \\ h_3 \\ \vdots \\ h_9 \end{pmatrix} (w_1 \quad w_2 \quad w_3 \quad \cdots \quad w_9) \quad \cdots (3)$$

10

【0035】

ここで、例えば6つの行ベクトル $h_4 \sim h_9$ と、3つの列ベクトル $w_1 \sim w_3$ との乗算（各成分の乗算したものの総和、複素ベクトルの場合は内積とは異なる）が全てゼロになるように、 $w_1 \sim w_3$ の値を選ぶことを考える。同時に、行ベクトル $h_1 \sim h_3$ 及び $h_7 \sim h_9$ と列ベクトル $w_4 \sim w_6$ との乗算、行ベクトル $h_1 \sim h_6$ と列ベクトル $w_7 \sim w_9$ との乗算が全てゼロになるように、 $w_4 \sim w_9$ の値を選ぶことにする。

すると、式(3)に示す9行9列の行列 $H^{[all]}$ ・ $W$ は、3行3列の部分行列を用いて、次式(4)のように表すことができる。

20

【0036】

【数 4】

$$H^{[all]} \cdot W = \begin{pmatrix} \mathbf{H}^{[1]} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{H}^{[2]} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \mathbf{H}^{[3]} \end{pmatrix} \quad \cdots (4)$$

30

【0037】

式(4)において、 $H^{[1]}$ 、 $H^{[2]}$ 、及び $H^{[3]}$ は3行3列の行列であり、「0」は成分が全てゼロの3行3列の行列である。このような条件を満たす変換行列を送信ウエイト行列 $W$ に選択することで、式(4)は次式(5-1)～式(5-3)で表される3つの関係式に分解できる。

【0038】

【数 5】

$$Rx^{[1]} = H^{[1]} \cdot W \cdot Tx^{[1]} + n_1 \quad \cdots (5-1)$$

$$Rx^{[2]} = H^{[2]} \cdot W \cdot Tx^{[2]} + n_2 \quad \cdots (5-2)$$

$$Rx^{[3]} = H^{[3]} \cdot W \cdot Tx^{[3]} + n_3 \quad \cdots (5-3)$$

40

【0039】

ここで、 $Tx^{[1]} = (t_1, t_2, t_3)^T$ 、 $Tx^{[2]} = (t_4, t_5, t_6)^T$ 、 $Tx^{[3]} = (t_7, t_8, t_9)^T$ 、 $Rx^{[1]} = (r_1, r_2, r_3)^T$ 、 $Rx^{[2]} = (r_4, r_5, r_6)^T$ 、 $Rx^{[3]} = (r_7, r_8, r_9)^T$ とする。

50

$^2] = (r_4, r_5, r_6)^T$ 、 $R \times [^3] = (r_7, r_8, r_9)^T$ とした。このようにして、一つの基地局装置が1対1でMIMO通信を行う、いわゆるシングルユーザMIMO通信が3系統、同時並行的に通信を行っている状態とみなすことができるようになる。

【0040】

次に、送信ウエイトベクトル  $w_1 \sim w_9$  の決定方法の例を以下に説明する。手順としては、端末装置 802-1 に対する送信ウエイトベクトル  $w_1 \sim w_3$  を決定し、順次、端末装置 802-2 に対する送信ウエイトベクトル  $w_4 \sim w_6$ 、端末装置 802-3 に対する送信ウエイトベクトル  $w_7 \sim w_9$  を決定する。

まず、第1ステップとして、端末装置 802-2、802-3 に対する6つの行ベクトル  $h_4 \sim h_9$  が張る6次元部分空間における6つの基底ベクトル  $e_4 \sim e_9$  を求める。求める方法は、グラムシュミットの直交化法その他、様々な方法があるが、ここでは例としてグラムシュミットの直交化法を例に説明する。

まず、一つの行ベクトル  $h_4$  に着目し、この方向で絶対値が1のベクトルを基底ベクトル  $e_4$  とする。基底ベクトル  $e_4$  は次式(6)として表される。

【0041】

【数6】

$$e_4 = (h_4 h_4^H)^{-1/2} h_4 \quad \dots (6)$$

10

20

【0042】

式(6)における  $(h_4 h_4^H)$  は同一ベクトルの絶対値の2乗を意味するスカラー量であり、この値の平方根での除算は行ベクトル  $h_4$  を規格化することを意味する。また、「 $h_4^H$ 」は、行ベクトル  $h_4$  に対するエルミート共役ベクトルであり、行と列を転置し且つ各成分の複素共役を取ることによって得られるベクトルである。

次に、行ベクトル  $h_5$  に着目し、この行ベクトルの中から基底ベクトル  $e_4$  方向の成分をキャンセルした行ベクトル  $h_5'$  を求めた後、更に規格化する。行ベクトル  $h_5'$  と基底ベクトル  $e_5$  とは、次式(7-1)及び式(7-2)で表される。

【0043】

【数7】

$$h_5' = h_5 - (h_5 e_4^H) e_4 \quad \dots (7-1)$$

$$e_5 = (h_5' h_5'^H)^{-1/2} h_5' \quad \dots (7-2)$$

30

40

【0044】

式(7-1)における  $(h_5 e_4^H)$  は、行ベクトル  $h_5$  の基底ベクトル  $e_4$  方向への射影を意味する。同様の処理を次式(8-1)及び次式(8-2)のように行う。

【0045】

【数 8】

$$h_j' = h_j - \sum_{i=4}^{j-1} (h_j e_i^H) e_i \quad \dots (8-1)$$

$$e_j = (h_j' h_j'^H)^{-1/2} h_j' \quad \dots (8-2)$$

10

【0046】

ここで、式(8-1)における の総和の範囲は、 $4 \leq i < (j-1)$  ( $j$  は 5 ~ 9 の整数) の整数  $i$  に対する総和となっている。つまり、既に確定した規定ベクトル方向の成分をキャンセルすることを意味する。このようにして、6つの基底ベクトル  $e_4 \sim e_9$  を求めることができる。

次に、第2ステップとして、端末装置 802-1 に対する送信ウエイトベクトル  $w_1 \sim w_3$  を求める。まず、行ベクトル  $h_1 \sim h_3$  から、基底ベクトル  $e_4 \sim e_9$  が張る 6次元部分空間の成分をキャンセルする。具体的には、次式(9)で表される。

【0047】

【数 9】

$$h_j' = h_j - \sum_{i=4}^9 (h_j e_i^H) e_i \quad \dots (9)$$

20

【0048】

ここで、式(9)における  $j$  は 1 ~ 3 の整数であり、 の総和の範囲は  $4 \leq i < 9$  の整数  $i$  に対する総和となっている。このようにして求めた行ベクトル  $h_1' \sim h_3'$  の3つのベクトルが張る 3次元空間は上述の行ベクトル  $h_4 \sim h_9$  のいずれとも直交している。この3次元空間内の3つのベクトル(必ずしも直交ベクトルである必然性はない)を選び、そのベクトルの複素共役ベクトルを送信ウエイトベクトル  $w_1 \sim w_3$  として設定すれば、他の端末装置 802-2、802-3 への干渉を抑圧することができる。

30

なお、3つのベクトルの選び方は如何なる方法でも構わないが、例えば特異値分解を行って得られるユニタリ行列を構成する3つの直交ベクトルを用いれば、他の端末装置 802 に干渉を与えない部分空間内に限定された固有モード伝送が可能になり、効率的な伝送が可能になる。

【0049】

最後に、第3ステップとして、これと同様の処理を端末装置 802-2、端末装置 802-3 に対しても行えば、最終的に全体の送信ウエイトベクトル  $w_1 \sim w_9$  を求めることができる。

40

以上が送信ウエイト行列  $W$  の求め方である。

【0050】

図7は、マルチユーザ MIMO システムにおける送信ウエイト行列  $W$  を算出する手順を示すフローチャートである。まず、送信ウエイト行列  $W$  の算出にあたり、全ての端末装置 802 へのチャネル情報行列  $H$  を取得する(ステップ S801)。宛先とする端末装置 802 に対して通し番号を付与し、その通し番号を示す変数を  $k$  とした場合、まず  $k$  を初期化する(ステップ S802)。更に、 $k$  をカウントアップし(ステップ S803)、現在の  $k$  が示す値に対応する端末装置 802 (#1) に対する部分チャネル情報(ここでは便宜上、 $H^{m \times i \times n}$  と表記する。)を抽出し(ステップ S804)、それ以外の宛先の端末

50

装置 802 に対する部分チャネル情報行列（ここでは便宜上、 $H^{sub}$  と表記する。）を抽出する（ステップ S805）。

【0051】

更に、部分チャネル行列  $H^{sub}$  の各行ベクトルが張る部分空間の直交基底ベクトルを算出し、これを基底ベクトル  $\{e_j\}$  と置く（ステップ S806）。次に、式（9）に相当する処理として、着目している端末装置 802（#1）に対する部分チャネル情報行列  $H^{main}$  からステップ S806 において求めた基底ベクトル  $\{e_j\}$  に関する成分をキャンセルし、これを行列  $\sim H^{main}$  とする（ステップ S807）。ここで、ステップ S807 において、「 $\sim$ （チルダ）」が上に付された  $H$  を「 $\sim H$ 」と表記する。以下、数式等においても同様に、「 $\wedge$ （ハット）」などの記号が文字の上に付されている文字を表記する場合、当該記号を文字の前に表記する。

10

【0052】

更に、行列  $\sim H^{main}$  の行ベクトルが張る部分空間の任意の直交基底ベクトルを算出し、これを基底ベクトル  $\{e_i\}$  とする（ステップ S808）。ここで、任意の基底ベクトルとは、例えば行列  $\sim H^{main}$  を特異値分解した際の右特異行列を構成するベクトルなどを選んでよい。その後、基底ベクトル  $\{e_i\}$  の各ベクトルのエルミート共役ベクトル（複素共役ベクトルを転置した列ベクトル）として、端末装置 802（#1）の信号に関する送信ウエイトベクトル  $\{w_j\}$  を決定する（ステップ S809）。

【0053】

ここで、全ての宛先の端末装置 802 の送信ウエイトベクトルを決定済みか否かを判定し（ステップ S810）、残りの端末装置 802 があれば、ステップ S803 からステップ S809 までの処理を繰り返す。全ての端末装置 802 の送信ウエイトベクトルを決定済みであれば、送信ウエイトベクトル  $\{w_j\}$  を各列ベクトルとする行列として送信ウエイト行列  $W$  を決定し（ステップ S811）、処理を終了する。

20

なお、チャネル情報は一般的には周波数成分ごとに異なるため、広帯域の信号、例えば OFDM 変調方式を用いた信号であれば、周波数成分ごと、すなわちサブキャリアごとに同様の送信ウエイトを算出することになる。またここでは、端末装置 802-1 ~ 802-3 がそれぞれアンテナを 3 素子ずつ備えている場合を例に取り説明したため、ステップ S808 にて  $\sim H^{main}$  の各行ベクトルが張る部分空間の直交基底ベクトルを算出する処理を含んでいたが、端末装置が 1 本のアンテナのみを備える場合には、ステップ S808 は単に  $\sim H^{main}$  に相当する行ベクトルを規格化することに対応する。

30

【0054】

（マルチユーザ MIMO の装置構成例）

図 8 は、マルチユーザ MIMO システムにおける基地局装置 80 の構成の一例を示す概略ブロック図である。同図に示すように、基地局装置 80 は、送信部 81、受信部 85、インタフェース回路 87、MAC 層処理回路 88、及び通信制御回路 820 を備えている。MAC 層処理回路 88 はスケジューリング処理回路 881 を有している。

基地局装置 80 は、インタフェース回路 87 を介して、外部機器ないしはネットワークとのデータの入出力を行う。インタフェース回路 87 は、入力されるデータのうち、無線回線上で転送すべきデータを検出し、検出したデータを MAC 層処理回路 88 に出力する。MAC 層処理回路 88 は、基地局装置 80 全体の動作の管理制御を行う通信制御回路 820 の指示に従い、MAC 層に関する処理を行う。ここで、MAC 層に関する処理には、インタフェース回路 87 で入出力されるデータと、無線回線上で送受信されるデータの変換、MAC 層のヘッダ情報の付与などが含まれる。この処理の中で、スケジューリング処理回路 881 は、マルチユーザ MIMO 伝送において同時に空間多重を行う端末装置の組み合わせを含む各種スケジューリング処理を行う。スケジューリング処理回路 881 は、スケジューリング結果を通信制御回路 820 に出力する。

40

マルチユーザ MIMO では、複数の端末装置宛に一度に信号を送信するため、複数系統の信号系列が MAC 層処理回路 88 から送信部 81 に出力される。

【0055】

50

図9は、マルチユーザMIMOシステムにおける基地局装置80における送信部81の構成の一例を示す概略ブロック図である。同図に示すように、送信部81は、送信信号処理回路811-1~811-L(Lは2以上の整数)と、加算合成回路812-1~812-K(Kは2以上の整数)と、IFFT(Inverse Fast Fourier Transform:逆高速フーリエ変換)&GI(Guard Interval:ガードインターバル)付与回路813-1~813-Kと、D/A(デジタル/アナログ)変換器814-1~814-Kと、ローカル発振器815と、ミキサ816-1~816-Kと、フィルタ817-1~817-Kと、ハイパワーアンプ(HPA)818-1~818-Kと、アンテナ素子819-1~819-Kと、送信ウエイト処理部830とを備えている。送信信号処理回路811-1~811-Lと、送信ウエイト処理部830とは、図8において示した通信制御回路820に接続されている。

10

送信ウエイト処理部830は、チャネル情報取得回路831と、チャネル情報記憶回路832と、マルチユーザMIMO(MU-MIMO)送信ウエイト算出回路833とを備えている。

ここで、同図における送信信号処理回路811-1~811-Lの添え字のLは、同時に空間多重を行う多重数を表す。また、加算合成回路812-1~812-Kからアンテナ素子819-1~819-Kまでの回路の添え字のKは、基地局装置80が備えるアンテナ系統数を表す。

#### 【0056】

マルチユーザMIMOでは、複数の端末装置宛に一度に信号を送信するため、複数系統の信号系列がMAC層処理回路88から送信部81に入力され、入力された複数系統の信号系列が送信信号処理回路811-1~811-Lに入力される。送信信号処理回路811-1~811-Lは、宛先の端末装置それぞれに送信すべきデータ(データ入力#1~#L)がMAC層処理回路88から入力されると、無線回線で送信する無線パケットを生成して変調処理を行う。ここで、例えばOFDM変調方式を用いるのであれば、各信号系列の信号は周波数成分ごとに変調処理が行われる。更に、変調処理がなされたベースバンド信号に周波数成分ごとに送信ウエイトを乗算する。各アンテナ素子819-1~819-Kに対応した送信ウエイトが乗算された信号は、必要に応じて残りの信号処理が施され、ベースバンドにおける送信信号のサンプリングデータとして加算合成回路812-1~812-Kに入力される。

20

30

#### 【0057】

加算合成回路812-1~812-Kに入力された信号は、周波数成分ごとに合成される。合成された信号は、IFFT&GI付与回路813-1~813-Kにて周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換され、更にガードインターバルの挿入やOFDMシンボル間(SC-FDEであればブロック伝送のブロック間)の波形整形等の処理が行われ、アンテナ素子819-1~819-Kごとに、D/A変換器814-1~814-Kでデジタル・サンプリングデータからベースバンドのアナログ信号に変換される。更に、各アナログ信号は、ローカル発振器815から入力される局部発振信号と、ミキサ816-1~816-Kで乗算され、無線周波数の信号にアップコンバートされる。ここで、アップコンバートされた信号には、送信すべきチャンネルの帯域外の周波数成分に信号が含まれるため、フィルタ817-1~817-Kで帯域外の周波数成分を除去し、送信すべき電氣的な信号を生成する。生成された信号は、ハイパワーアンプ818-1~818-Kで増幅され、アンテナ素子819-1~819-Kより送信される。

40

#### 【0058】

なお、図9では、各周波数成分の信号の加算合成を加算合成回路812-1~812-Kで実施した後に、IFFT処理、ガードインターバルの挿入、波形整形等の処理を行っているが、送信信号処理回路811-1~811-Lにてこれらの処理を行い、IFFT&GI付与回路813-1~813-Kを省略する構成としてもよい。この場合、送信信号処理回路811-1~811-Lにおける送信ウエイト乗算後の必要に応じた残りの信号処理とは、IFFT処理、ガードインターバルの挿入、波形整形等の処理をさす。

50

なお、送信信号処理回路 8 1 1 - 1 ~ 8 1 1 - L で乗算される送信ウエイトは、信号送信処理時に、送信ウエイト処理部 8 3 0 に備えられているマルチユーザ M I M O 送信ウエイト算出回路 8 3 3 より取得する。送信ウエイト処理部 8 3 0 では、チャネル情報取得回路 8 3 1 で別途チャネル情報を取得しておき、これを逐次更新しながら、チャネル情報記憶回路 8 3 2 に記憶する。信号の送信時にマルチユーザ M I M O 送信ウエイト算出回路 8 3 3 は、宛先局に対応したチャネル情報をチャネル情報記憶回路 8 3 2 から読み出し、読み出したチャネル情報を基に送信ウエイトを算出する。マルチユーザ M I M O 送信ウエイト算出回路 8 3 3 は、算出した送信ウエイトを送信信号処理回路 8 1 1 - 1 ~ 8 1 1 - L に出力する。

また、宛先局の管理や、全体のタイミング制御など、全体の通信に係る制御を通信制御回路 8 2 0 が管理する。上述の送信ウエイトの算出に係る信号処理を行う送信ウエイト処理部 8 3 0 に対し、通信制御回路 8 2 0 は宛先局等を示す情報を出力する。

#### 【 0 0 5 9 】

図 1 0 は、マルチユーザ M I M O システムにおける基地局装置 8 0 における受信部 8 5 の構成の一例を示す概略ブロック図である。同図に示すように、基地局装置 8 0 は、アンテナ素子 8 5 1 - 1 ~ 8 5 1 - K と、ローノイズアンプ ( L N A ) 8 5 2 - 1 ~ 8 5 2 - K と、ローカル発振器 8 5 3 と、ミキサ 8 5 4 - 1 ~ 8 5 4 - K と、フィルタ 8 5 5 - 1 ~ 8 5 5 - K と、A / D (アナログ/デジタル) 変換器 8 5 6 - 1 ~ 8 5 6 - K と、FFT (Fast Fourier Transform: 高速フーリエ変換) 回路 8 5 7 - 1 ~ 8 5 7 - K と、受信信号処理回路 8 5 8 - 1 ~ 8 5 8 - L と、受信ウエイト処理部 8 6 0 とを備えている。

受信信号処理回路 8 5 8 - 1 ~ 8 5 8 - L と、受信ウエイト処理部 8 6 0 とは、図 8 において示した通信制御回路 8 2 0 に接続されている。

#### 【 0 0 6 0 】

アンテナ素子 8 5 1 - 1 ~ 8 5 1 - K で受信した信号をローノイズアンプ 8 5 2 - 1 ~ 8 5 2 - K で増幅する。増幅された信号とローカル発振器 8 5 3 から出力される局部発振信号とがミキサ 8 5 4 - 1 ~ 8 5 4 - K で乗算され、増幅された信号は無線周波数の信号からベースバンドの信号にダウンコンバートされる。ダウンコンバートされた信号には、受信すべき周波数帯域外の周波数成分も含まれるため、フィルタ 8 5 5 - 1 ~ 8 5 5 - K で帯域外成分を除去する。帯域外成分が除去された信号は、A / D 変換器 8 5 6 - 1 ~ 8 5 6 - K でデジタル・ベースバンド信号に変換される。デジタル・ベースバンド信号は全て FFT 回路 8 5 7 - 1 ~ 8 5 7 - K に入力され、所定のシンボルタイミングで時間軸上の信号を周波数軸上の信号に変換 (各周波数成分の信号に分離) する。この各周波数成分に分離された信号は、受信信号処理回路 8 5 8 - 1 ~ 8 5 8 - L に入力されるとともに、チャネル情報推定回路 8 6 1 にも入力される。

#### 【 0 0 6 1 】

チャネル情報推定回路 8 6 1 では、各周波数成分に分離されたチャネル推定用の既知の信号 (無線パケットの先頭に付与されるプリアンプル信号等) を基に各端末装置のアンテナ素子と、基地局装置 8 0 の各アンテナ素子 8 5 1 - 1 ~ 8 5 1 - K との間のチャネル情報を周波数成分ごとに推定し、その推定結果をマルチユーザ M I M O 受信ウエイト算出回路 8 6 2 に出力する。マルチユーザ M I M O 受信ウエイト算出回路 8 6 2 では、入力されたチャネル情報を基に乗算すべき受信ウエイトを周波数成分ごとに算出する。この際、各アンテナ素子 8 5 1 - 1 ~ 8 5 1 - K で受信された信号を合成する受信ウエイトは、信号系列ごとに異なり、抽出すべき信号系列に対応する受信信号処理回路 8 5 8 - 1 ~ 8 5 8 - L それぞれに入力される。

#### 【 0 0 6 2 】

受信信号処理回路 8 5 8 - 1 ~ 8 5 8 - L では、FFT 回路 8 5 7 - 1 ~ 8 4 7 - K から入力された周波数成分ごとの信号に対し、マルチユーザ M I M O 受信ウエイト算出回路 8 6 2 から入力された受信ウエイトを乗算し、各アンテナ素子 8 5 1 - 1 ~ 8 5 1 - K で

10

20

30

40

50

受信された信号を周波数成分ごとに加算合成する。受信信号処理回路 858 - 1 ~ 858 - L は、加算合成した信号に対して復調処理を施し、再生されたデータを M A C 層処理回路 88 に出力する。

ここで、異なる受信信号処理回路 858 - 1 ~ 858 - L では、異なる信号系列の信号処理が行われる。また、M A C 層処理回路 88 は、M A C 層に関する処理（例えば、インタフェース回路 87 に対して入出力するデータと、無線回線上で送受信されるデータとの変換、M A C 層のヘッダ情報の終端など）を行う。この処理の中でスケジューリング処理回路 811 は、マルチユーザ M I M O 伝送において同時に空間多重を行う端末装置の組み合わせを含む各種スケジューリング処理を行い、スケジューリング結果を通信制御回路 820 に出力する。M A C 層処理回路 88 にて処理された受信データは、インタフェース回路 87 を介して外部機器ないしはネットワークに出力される。

また、送信元の端末装置の管理や、全体のタイミング制御など、全体の通信に係る制御を通信制御回路 820 が管理する。また、上述の受信ウエイトの算出に係る信号処理を行う受信ウエイト処理部 860 に対し、通信制御回路 820 から送信元の端末装置等を示す情報が入力される。

#### 【0063】

なお、信号受信に関しても送信の場合と同様に、O F D M 変調方式ないしは S C - F D E 方式を用いた広帯域のシステムでは、上述の受信ウエイトの乗算は周波数成分ごとに行われる。つまり A / D 変換器 856 - 1 ~ 856 - K から出力される信号に対し、F F T 回路 857 - 1 ~ 857 - K で F F T を行い各周波数成分に分離し、分離した周波数成分ごとに、チャンネル情報推定回路 861 での信号処理、及び、受信信号処理回路 858 - 1 ~ 858 - L での受信信号処理が実施されることになる。

#### 【0064】

(マルチユーザ M I M O の送信処理)

図 11 は、マルチユーザ M I M O における基地局装置 80 の送信処理を示すフローチャートである。マルチユーザ M I M O では、データの送信とは別に行うダウンリンクのチャンネル情報のフィードバックが定期的になされている。チャンネル情報取得回路 831 はダウンリンクにおけるチャンネル情報を取得すると（ステップ S 831）、端末装置ごとに各周波数成分のチャンネル情報をチャンネル情報記憶回路 832 に記憶させる（ステップ S 832）。ステップ S 831 及びステップ S 832 の処理は、逐次行われる。

#### 【0065】

基地局装置 80 からの信号送信処理が開始されると（ステップ S 821）、マルチユーザ M I M O 送信ウエイト算出回路 833 は、宛先である端末装置に対応する各周波数成分のチャンネル情報をチャンネル情報記憶回路 832 から読み出す（ステップ S 822）。

マルチユーザ M I M O 送信ウエイト算出回路 833 は、読み出したチャンネル情報を基に、先に示した処理によりマルチユーザ M I M O 用の送信ウエイトを周波数成分ごとに算出する（ステップ S 823）。ステップ S 822 及びステップ S 823 の処理とは別に、送信信号処理回路 811 - 1 ~ 811 - L は、宛先ごとの送信すべきデータに対し、各種変調処理等の送信信号処理により、宛先局ごとに各周波数成分の送信信号を生成する（ステップ S 824）。

#### 【0066】

送信信号処理回路 811 - 1 ~ 811 - L は、生成した送信信号に、ステップ S 823 においてマルチユーザ M I M O 送信ウエイト算出回路 833 が算出した送信ウエイトを乗算する（ステップ S 825）。また、送信信号処理回路 811 - 1 ~ 811 - L は一連の信号処理を施し、加算合成回路 812 - 1 ~ 812 - L はアンテナ素子 819 - 1 ~ 819 - L ごとに各周波数成分の各端末装置宛の送信信号に対する加算合成を行い、更に I F F T & G I 付与回路 813 - 1 ~ 813 - K にて周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換され、更にガードインターバルの挿入や O F D M シンボル間（S C - F D E であればブロック伝送のブロック間）の波形整形等の処理を行い、D / A 変換器 814 - 1 ~ 814 - K に出力する（ステップ S 826 - 1 ~ S 826 - K）。I F F T & G I 付与回路 8

10

20

30

40

50



13 - 1 ~ 813 - K から出力された信号は、D/A変換器814 - 1 ~ 814 - K からハイパワーアンプ818 - 1 ~ 818 - Kにおける信号処理が施され、アンテナ素子819 - 1 ~ 819 - Kそれぞれから送信され（ステップS827 - 1 ~ S827 - K）、処理を終了する（ステップS828 - 1 ~ S828 - K）。

【0067】

なお、ステップS827 - 1 ~ S827 - Kにおける処理は、ベースバンド信号から無線周波数へのアップコンバート処理、フィルタによる帯域が周波数成分の除去、ハイパワーアンプによる信号の増幅などを含む。

【0068】

（マルチユーザMIMOの受信処理）

図12は、マルチユーザMIMOにおける基地局装置80の受信処理を示すフローチャートである。まず、受信処理を開始すると（ステップS840）、第1から第Kのアンテナ素子851 - 1 ~ 851 - Kにて信号を受信する（ステップS841 - 1 ~ S841 - K）。ここでの受信とは、受信した信号ないしそれをダウンコンバートした信号に対し、アナログ/デジタル変換を施す処理までを含む。以降の信号処理は、デジタル化された受信信号に対する処理を意味する。

続いて、各アンテナ素子851 - 1 ~ 851 - Kに対応する受信信号に対し、FFT回路857 - 1 ~ 857 - Kによる各周波数成分への分離等の信号処理を行う（ステップS842 - 1 ~ S842 - K）。更に、チャンネル情報推定回路861は、無線パケットに付与されていた既知のパターンのプリアンブル信号の受信状態より、各周波数成分のチャンネル推定を実施する（ステップS843 - 1 ~ S843 - K）。ここで、伝搬路上での信号の減衰、及び複素位相の回転状態を把握する。このステップS843 - 1 ~ S843 - Kで行うチャンネル推定では、ステップS843 - 1、S843 - 2、・・・、S843 - Kを個別に示した通り、空間多重される信号系列ごとに個別にチャンネル推定を行う必要がある。この個別のチャンネル推定とは、送信元の端末装置それぞれから送信された信号を分離可能な状態で行う必要がある。OFDM変調方式を例に取れば、一般的には空間多重数と同数のシンボル数のチャンネル推定用のプリアンブル信号が必要となる。各端末装置は空間多重数と同数のシンボル数（ないしはそれ以上）で且つそれぞれが異なるパターンのプリアンブル信号を付与して信号送信を行い、基地局装置80はそのパターンの違いを利用して、ステップS843 - 1 ~ S843 - Kにて個別のチャンネル推定を行うことになる。

【0069】

マルチユーザMIMO受信ウエイト算出回路862は、チャンネル情報推定回路861が推定したチャンネル情報を用いて、空間多重された信号系列ごと及び周波数成分ごとに個別の適切な受信ウエイトを算出する（ステップS844）。更に、受信信号処理回路858 - 1 ~ 858 - Lは、信号系列ごと及び周波数成分ごとに算出された受信ウエイトを、周波数成分ごとに分離された各アンテナ素子の受信信号に乗算する（ステップS845 - 1 ~ S845 - K）。

ここで、受信ウエイトは、空間多重された信号系列ごとに用意されているため、ステップS845 - 1 ~ S845 - Lにおける乗算結果は、空間多重された信号系列ごとに別々の結果となる。それぞれの信号系列の信号は、各アンテナ素子851 - 1 ~ 851 - Kの信号が周波数成分ごとに加算合成され（ステップS846 - 1 ~ S846 - L）、合成された信号系列に対して、第1信号系列の信号処理（ステップS847 - 1）から第L信号系列の信号処理（ステップS847 - L）までの処理が行われ、処理を終了する（ステップS848 - 1 ~ S848 - L）。

【0070】

なお、ここでは簡単のために線形の受信ウエイトを用いる場合の例を示したが、一般にはMIMOに関してはMLD（Maximum Likelihood Detection）等の非線形の信号処理を行うようにしてもよい。この場合、ステップS845 - 1 ~ S845 - L、ステップS846 - 1 ~ S846 - L、及びステップS847 - 1 ~ S847 - Lにおける処理は、一体として非線形の信号検出処理が行われることになる。また、線形の受信ウエイトの算出

10

20

30

40

50

に関しては、図7に示した送信ウエイトの算出処理と同様の手法で算出することが可能である。その他にも、擬似逆行列を利用した受信ウエイトや、M M S E ウエイトを利用することも可能である。また、ここでは、受信に用いるアンテナ素子  $851-1 \sim 851-K$  の数  $K$  に対し、空間多重された信号系列数が  $L$  として説明をしたが、一般的には  $K$  と  $L$  とは一致する必要はなく、 $L$  の値が  $K$  の値以下であれば多数の信号系列の信号を空間多重することができる。

#### 【0071】

以上説明を行ったが、マルチユーザ M I M O の典型的な特徴は、アップリンクにおける基地局装置 80 での受信処理において送信側と受信側との間のチャンネル情報を基に、受信の都度、受信ウエイトを算出する点（ステップ S 844）、及び、ダウンリンクにおける送信処理において最新のチャンネル情報を読み出し（ステップ S 822）、読み出したチャンネル情報を基に送信ウエイトを算出する点（ステップ S 823）にある。つまり、送信ウエイト及び受信ウエイトの算出は、送信ないし受信の都度行う点にある。これは、チャンネルの時変動に起因したものであり、良好なチャンネル推定精度を得るためには周期的にチャンネル情報のフィードバック処理をする必要がある。チャンネルのフィードバック周期を短く設定するに従い、チャンネルフィードバックのための制御情報の送受信が必要になりオーバーヘッドは増大する。更に、基地局装置 80 において空間多重された信号を受信する際には複数の端末装置のチャンネル推定をそれぞれ個別に行う必要があり、そのために所望の数の直交したプリアンブルが必要となる。一般的には、プリアンブル信号のパターンそのものが直交していることが好ましいが、そのようなパターンを設定できなければ、空間多重数と同数のシンボル数のオーバーヘッドが必要であり、空間多重数の増大に従ってそのオーバーヘッドも増大する。

#### 【0072】

[ 実際のシステムに求められる要求条件 ]

上述したコヒーレント伝送及び分散アンテナシステムでは、チャンネル情報が送信側で既知である必要がある。そのため、実際のシステムでは、以下の要求条件をクリアする必要がある。

#### 【0073】

( 要求条件 1 )

例えば、100局の無線モジュールを利用して20 [ dB ] の回線利得を稼ぐ場合について考える。通信において、20 [ dB ] の回線利得改善を前提として無線通信装置等の回路を設計するため、一つの無線モジュールと端末装置との間のチャンネル推定を行う際には、通信時に比べて20 [ dB ] 劣化した環境でチャンネル推定を行わなければならない。例えば、実際の通信における所要 S N R が 10 [ dB ] であったとすると、チャンネル推定は S N R が - 10 [ dB ] という雑音が支配的な環境で実施しなければならない。しかし、このような雑音が支配的な環境では、推定した極めて不確かなチャンネル情報から送信ウエイトを求めても同位相合成を実現することはできない。

#### 【0074】

なお、分散アンテナシステムは、図3に示したように、複数のセルがオーバーラップする領域に存在する端末装置を想定している。すなわち、分散アンテナシステムで送受信に  
関与するリモート基地局は地理的に端末装置に比較的近接する数局のみであり、その結果  
低 S N R とはならず、そもそも上述のチャンネル推定精度の問題は発生していなかった。また、  
複数の中継局を利用したコヒーレント伝送が記載されている非特許文献1では、その  
「まとめ」の章においても記載があるように、チャンネル情報の推定法を含む各種制御の達成  
方法についてはこの文献内で「あえて言及しないこと」を明言している。すなわち、著  
者は現時点ではコヒーレント伝送の実現は困難であるとの認識であり、非特許文献1では  
これらの数々の課題を解決できさえすれば有益な効果が得られる可能性があるという主張  
を行っている  
と推察される。このように従来技術では、コヒーレント伝送に必要な超低 S N R 領域でのチャンネル情報のフィードバックを行うための方法が確立されていない。したがって、実際のシステムではこれらの技術が確立されることが求められる。

## 【 0 0 7 5 】

( 要求条件 2 )

都市部のように自動車の往来が常に絶えない環境を想定すると、チャネルの状況は時間とともに変動する。仮にチャネル推定精度が所望のレベルにありチャネルのフィードバックが可能な場合であっても、チャネルのフィードバックに要するオーバーヘッドによる伝送効率の低下を考慮すれば、チャネルをフィードバックする周期は比較的長めに設定する必要があり、この結果、実際の送受信時刻よりも過去のチャネル情報を基にした送受信ウエイトを利用することになる。しかし、チャネルの時変動により最適な送受信ウエイトは変化するため、期待する回線利得は得られないことがあり、通信が不安定化してしまうという問題がある。したがって、実際のシステムでは、このチャネル時変動に対する対策技術の確立が求められている。

10

## 【 0 0 7 6 】

以上説明したように、複数の無線モジュール又は複数のアンテナ素子を介したコヒーレント伝送を行うためには、上記の「受信電力が低い環境ではチャネル情報の精度が低くなることに対する対策」( 要求条件 1 )、「チャネルの時変動に起因して通信が不安定化してしまうことに対する対策」( 要求条件 2 )に関する技術を確立し、受信側としての端末装置において同位相で信号が合成されるように、各無線モジュール又は各アンテナ素子から送信する信号を調整するための新たな技術が求められることになる。また、送信側と同様に、各無線モジュール又は各アンテナ素子で受信した信号に対する受信信号処理においても、全く同様の要求条件が存在する。

20

## 【 0 0 7 7 】

( 要求条件 3 )

上記の要求条件をクリアできる状況であったとしても、20 [ dB ] などの高い回線利得を稼ぐことが可能である場合、非常に広域のエリアを一括してサービスエリアとすることができるようになるため、広域のエリア内に位置する多数の端末装置で周波数資源を共用しなければならない。エリアが広くなり周波数資源を共用する端末装置数が増えると、1台の端末装置あたりのスループットが結果的に低下する。端末装置あたりのスループットを所定の値以上にするには、システム全体におけるスループットを高める必要がある。しかし、周波数資源は限られているため、通信に利用する周波数帯域を広げることはいできない。つまり、周波数利用効率を高めることで、1台の端末装置あたりのスループットを向上させる必要がある。つまり、このような環境での利用におけるシステムの大容量化技術の確立が求められる。

30

## 【 0 0 7 8 】

上述の( 要求条件 3 )に対しては、マルチユーザ MIMO 技術が有効であるが、大幅なスループットの増大のためには空間多重度を膨大にする必要があり、このために様々な要求条件が新たに生じる。

例えば、超多数( 例えば、100本 )のアンテナ素子を用いたマルチユーザ MIMO 伝送では、送信ウエイト及び受信ウエイトの算出において、「総送信アンテナ素子数」×「総受信アンテナ素子数」の行列を扱うことになり、この行列のサイズの増加に合わせてデータの送受信ごとに求められる送信ウエイト及び受信ウエイトの算出に対する影響が大きくなる。一般に、逆行列算出や特異値分解等の演算処理量( 具体的には、回路として構成する際に加算回路に比べて乗算回路は回路規模が大きくなるため、乗算回数ないし除算回数を基準として評価される )は、行列サイズの3乗に比例して増加するといわれている。一般的に想定されるマルチユーザ MIMO に用いられるアンテナ素子数に対して1桁以上多いアンテナ素子の数を用いる場合、要求される演算量は1000倍以上になってしまう。また、チャネルが時変動する環境であれば、データの送受信ごとに送信ウエイト又は受信ウエイトを算出する必要があるため、逐次、演算負荷による影響は著しく大きくなる。すなわち、送信ウエイト及び受信ウエイトの算出に要する時間が長くなり、空間多重化を効率よく行うことが困難になってしまうという問題がある。

40

## 【 0 0 7 9 】

50

更に、マルチユーザMIMO伝送で超多数の信号を空間多重する場合には、少なくともアップリンクにおいて、空間多重した信号を分離した上で、受信側で個別のパスのチャンネル推定が必要となる。このようなチャンネル推定を行うためには、少なくとも空間多重数の直交したプリアンブル信号が必要となる。一般的には、プリアンブル信号のパターンそのものが直交していることが好ましいが、そのようなパターンを設定できなければ、空間多重数と同数のシンボル数のオーバーヘッドが必要となる。これはMACレイヤの効率を低下させることとなり、周波数利用効率を低くしてしまうことになる。つまり、(要求条件3)に対する従来対策技術では、新たな課題を生むことになっている。したがって、実際のシステムでは、現実的な演算負荷で、且つチャンネルフィードバックやチャンネル推定用のプリアンブルなどを含めたオーバーヘッドによるMACレイヤの効率の低下を抑えて、大幅なスループットの増大のための高次の空間多重を効果的に実現することが求められている。

10

**【0080】**

(要求条件4)

以上の説明は、基本的に物理レイヤにおける信号処理を中心に説明を行っていた。しかし実際の無線システムの運用においては、物理レイヤの処理に加えてアクセス制御を管理するMACレイヤの動作も合わせて重要になる。例えば、WiFi(登録商標、以下同様)などでは自律分散型のCSMA/CA(Carrier Sense Multiple Access/Collision Avoidance:搬送波感知多重アクセス/衝突回避方式)が適用されている。このCSMA/CAでは、他の無線機からの信号の送信の有無をキャリアセンスにより把握し、無線パケットの送信が衝突しないように所定のルールで乱数を発生させ、キャリアセンスで信号負検出の時間の累積値がその乱数に応じた時間長に一致した段階で送信を開始する(この制御を「ランダムバックオフ」と呼ぶ)。このような自立分散型の制御により、基地局装置は帯域割り当てのスケジューリング処理を回避し、簡易なアクセス制御を実現することが可能となる。この制御は複数の信号系列を空間多重する場合であっても、基地局装置と1台の端末装置が1対1でMIMO伝送するシングルユーザMIMOであれば、このCSMA/CAによる自律分散型のアクセス制御をそのまま流用できる。しかし、上述のマルチユーザMIMOなどの技術では、同時に空間多重する端末装置の組み合わせを基地局装置が集中管理する必要があり、自律分散型とは異なる基地局装置における集中制御型(以下、基地局集中制御型という。)のアクセス制御が必要となる。

20

30

**【0081】**

アップリンクを例に取れば、基地局装置が同時に空間多重された信号を分離するためには端末装置ごとのチャンネル情報の推定が必要である。このチャンネル推定のためには端末装置ごとに直交したチャンネル推定用のパイロット信号(プリアンブル信号)の受信と、どのパイロット信号がどの端末装置に対応するかの管理が必要となる。このパイロット信号の直交関係とは、一般的には時間軸(OFDMシンボル)及び周波数軸(サブキャリア)の組み合わせで他の端末装置と重複しない組み合わせを設定することで実現したり、複数OFDMシンボルの受信信号の所定の係数を乗じた加算合成などで実現する。しかし、例えば100台以上の端末装置が存在するような状況で、各端末装置に対して異なる直交プリアンブルを用意することは困難(ないしは非効率)であるため、実際には比較的少数の直交したパイロット信号を使いまわすのが一般的である。つまり、利用するパイロット信号の条件を帯域割り当て時に合わせて端末装置に対して指示し、それらのチャンネル推定用のパイロット信号の同期を図って送受信を行う必要がある。このため、少なくともアップリンクに関しては、帯域が割り当てられる端末装置の選択と送信開始タイミング及びパイロット信号の使用条件についての指示とを基地局装置が行う必要があり、結果的に基地局集中制御型の動作にならざるを得ない。

40

**【0082】**

この基地局集中制御では、基地局装置は各端末装置がアップリンクでデータを送信するために必要となる帯域を把握する必要がある。つまり、何らかの制御情報用パケットを用いて基地局装置に通知することになる。このような基地局集中制御は、通常はTDMA(

50

Time Division Multiple Access : 時分割多元接続)方式の適用が想定される。標準規格の中にマルチユーザMIMOが部分的に導入されたシステムとしてはWiMAXが上げられるが、ここでもTDMフレームを用い、端末装置は割り当てられたスロットを用いて帯域要求を行う。端末装置からは必要な帯域(例えば、収容すべき情報のバイト数とその際の伝送モードなど)に関する情報を含む制御情報を基地局装置に送信し、基地局装置はその要求に応じて帯域を割り当てる。基地局装置は端末装置が割り当て不要の場合でも、その帯域要求用の制御情報を送信するためのスロットの割り当てを行わなければならない。そのため、比較的トラフィックの密度の低い超多数の端末装置を基地局装置が収容する場合には、帯域要求などの制御情報を送受信するための帯域がオーバーヘッドとなり、MACレイヤの効率を低下させることになる。自律分散型のCSMA/CA方式は、ランダムバックオフを行う際の時間が送受信のために利用できないため、この分だけMACレイヤの効率を下げることになるが、本当に送信すべきデータを有する端末装置のみがデータ送信を行うため、比較的トラフィック密度の低い超多数の端末装置を収容する場合には、むしろ効率的には優れることになる。例えば、上述した条件不利地域において広域エリアを一台の基地局装置で収容する無線システムを想定するならば、非常に広いサービスエリア内に点在する超多数の端末装置を一括して収容することになる。このため、このような条件で運用する場合であっても、MACレイヤの効率を落とすことなく、効率的に運用可能なアクセス制御方式が求められている。

10

【先行技術文献】

【非特許文献】

20

【0083】

【非特許文献1】原晋介他、「コヒーレント送信による消費電力の削減」、電子情報通信学会ソサイエティ大会BS-3-1、2009年9月

【非特許文献2】松田大輝他、「最大比送信を用いる分散アンテナシステムのチャネル容量に関する一検討」、信学技法RCS2007-196、pp.61-66、2008年2月

【非特許文献3】築地武彦著、「電波・アンテナ工学入門」、総合電子出版社、pp.166-168、2002年3月

【非特許文献4】鷹取泰司他、「次世代高速無線アクセスシステムへの下りリンクマルチユーザMIMO技術の適用」電子情報通信学会論文誌B、通信J93-B(9)、pp1127-1139、2010年09月

30

【非特許文献5】庄納崇編著、「WiMAX教科書」、株式会社インプレスR&D発行、2008年7月21日

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0084】

マルチユーザMIMO伝送技術においては、送受信指向性制御のための送受信ウエイトの演算負荷や、直交性の高いユーザの組み合わせ選択の演算負荷に加えて、MACレイヤに係わる課題も残されている。MACレイヤに係わる課題の中でも、端末装置ごとのトラフィックのばらつきを考慮しながら、効率的に帯域割り当てを行うスケジューリング技術の確立は重要である。

40

【0085】

例えば、異なる2台の端末装置に対する空間多重において、1500バイトのケットと64バイトのケットとを空間多重する場合を考える。64バイトのケットを送信するのに要する時間は圧倒的に1500バイトのケットを送信する時間よりも短いので、単純に並べて空間多重を行うと実効的に空間多重が行われるのは64バイト分の前半部分のみになってしまう。ほとんどの時間は、1500バイトのデータの単独送信(空間多重ではない)が行われることになる。したがって、トラフィックのばらつきを考慮しながらスケジューリングを行わない場合、空間多重による伝送用量の改善効果は極めて限定的となる。

50

## 【 0 0 8 6 】

一般には、各端末装置の送受信データ量は時間的にはばらつきがあるために、M A C レイヤの効率を高く維持するためには工夫が必要である。このような端末装置ごとのデータ量のばらつきに対し柔軟に対応可能な方式として、既存の方式の中ではO F D M A方式の適用が考えられる。先にも触れたが、部分的にマルチユーザM I M Oを標準規格に採用したW i M A Xにおいても、このO F D M A方式が採用されている。W i M A Xに適用されるようなO F D M A方式においては、非特許文献5に示すように、端末装置ごとに割り当てが必要な帯域を把握した上で、その帯域に合わせてサブキャリアの割り当て数を変更する。情報量の多い端末装置に対しては多くのサブキャリアを、少ない端末装置に対しては少ないサブキャリアを割り当てれば良い。

10

## 【 0 0 8 7 】

更に、O F D M A方式では、周波数軸と時間軸の2次元的な配列の中に、パッチワーク状に割り当て領域を設定することになる。例えば先ほどの例では、1500バイトは64バイトの約23.4倍である。仮に64バイトのデータのために2サブキャリアを割り当ててならば、1500バイトのためには47サブキャリアを割り当てれば同等の時間で送信が完了することになる。この例は周波数軸だけで比較したが、周波数軸と時間軸で表される配列の割り当て個数で調整することも可能である。このように、O F D M A方式はスケジューリングの自由度が高まることから、複数端末装置を基地局集中制御型のシステムに収容するための効率的な方法として期待される。

20

## 【 0 0 8 8 】

しかし、O F D M A方式では、そのスケジューリングの柔軟さ故に、膨大な数の割り当ての選択肢の中から最適な割り当てを選択する必要があり、その処理の負荷は思いのほか大きい。例えばN台の端末装置を同時に同一周波数上で空間多重する場合には、スケジューリング処理の負荷は最低でもN倍となる。更に端末装置の組み合わせと空間多重特性の関係も考慮すれば、その演算負荷は更に大きくなる。

また、図9及び図10において示した基地局装置80の送信部81(図9)及び受信部85(図10)において、O F D M A方式を利用する場合には、送信信号処理回路811-1~811-L(図9)及び受信信号処理回路858-1~858-L(図10)に対応付けられる端末装置がサブキャリアごと、及び時間ごとに異なることになるため、各端末装置に対応する処理回路を適宜切り替える制御が非常に複雑になる。また、図8に示した送信部81(図9)及び受信部85(図10)を固定的な回路で実装した場合、M A C層処理回路88が通信制御回路820からの指示を受けて入出力するデータ#1~#Lと、個々の送信信号処理回路811-1~811-L又は受信信号処理回路858-1~858-Lとの対応関係を切り替えることになり、M A C層処理回路88における処理が非常に複雑になる。

30

## 【 0 0 8 9 】

このように、スケジューリング処理と信号処理との双方において、M A C層の処理が複雑化し、応答性能が低下してしまうという問題が生じる。

更に言えば、上述の(要求条件4)にも記載したとおり、条件不利地域などにおいて広域エリアを一台の基地局装置で収容する無線システムを想定する場合、非常に広いサービスエリア内に点在する比較的トラフィック密度の低い超多数の端末装置を一括して収容することになる。この場合、M A Cレイヤの効率を損なうことなく、各端末装置が必要とする帯域を示す帯域情報を取得して効率的な運用を行う基地局集中制御型のアクセス制御方式が必要となる。しかし、このような基地局集中制御型のアクセス制御方式においては、仮に送信すべきデータの存在しない端末装置であっても、帯域要求情報を定期的を送受信しなければならず、これらの制御情報のオーバーヘッドが実際に流れるデータの容量に比べて無視できない量になる可能性がある。この結果、M A Cレイヤにおける伝送効率が低下し、無線システムの大容量化の妨げとなる可能性がある。

40

## 【 0 0 9 0 】

本発明は、このような状況を鑑みてなされたものであり、M A Cレイヤの効率を損なう

50

ことなく複数の端末装置と空間多重伝送を行うことができる基地局装置、無線通信方法、及び無線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】

【0091】

上記問題を解決するために、本発明は、複数のアンテナ素子を備えた基地局装置と、複数の端末装置とを具備し、前記基地局装置と前記端末装置とが同一周波数上で同一時刻に空間多重伝送を行うことが可能な無線通信システムにおける基地局装置であって、前記端末装置から送信されたトレーニング信号に基づいて、複数の前記アンテナ素子で受信した信号を同位相合成するための各周波数成分に対する受信ウエイトを前記端末装置と前記アンテナ素子の組み合わせごとに算出し、算出した受信ウエイトを記憶する送受信ウエイト算出部と、前記アンテナ素子ごとに設けられ該アンテナ素子で受信された受信信号を周波数成分ごとの信号に分離する無線信号処理部と、前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応する周波数成分とアンテナ素子との組み合わせに応じた前記受信ウエイトを前記無線信号処理部それぞれが分離した各周波数成分の信号に乗算し、乗算結果を周波数成分ごとに加算合成する受信ウエイト乗算部と、前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応する前記受信ウエイト乗算部による加算合成結果に基づいて、対応する端末装置からの信号の有無を判定し、該端末装置からの信号がある場合、前記加算合成結果に対して受信処理を行う受信信号処理部とを備えることを特徴とする基地局装置である。

10

【0092】

また、本発明は、上記に記載の発明において、前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に送信する信号を周波数成分ごとの信号に分離する送信信号処理部と、前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応する前記送信信号処理部が分離した周波数成分ごとの信号に該端末装置に対応する周波数成分と前記アンテナ素子との組み合わせに応じた送信ウエイトに乗算し、乗算した送信ウエイトに対応するアンテナ素子に接続された前記無線信号処理部に乗算結果を出力する送信ウエイト乗算部と、を更に備え、前記送受信ウエイト算出部は、前記トレーニング信号、又は前記端末装置からフィードバックされるチャネル情報のいずれかに基づいて、複数の前記アンテナ素子から送信された信号を前記端末装置において同位相合成するための各周波数成分に対する前記送信ウエイトを前記端末装置と前記アンテナ素子との組み合わせごとに算出し、算出した前記送信ウエイトを記憶し、前記無線信号処理部は、前記端末装置それぞれに対応する前記送信ウエイト乗算部から入力された乗算結果を周波数成分ごとに加算合成し、周波数成分ごとの加算合成結果を基に時間軸上の信号に変換して対応する前記アンテナ素子から送信することを特徴とする。

20

30

【0093】

また、本発明は、上記に記載の発明において、前記端末装置との空間多重伝送に周波数分割複信を用いる場合、前記端末装置と通信をしている期間において、前記無線信号処理部は常に前記受信信号を周波数成分ごとの信号に分離し、受信ウエイト乗算部は常に前記受信ウエイトの乗算と加算合成とを行うことを特徴とする。

【0094】

また、本発明は、上記に記載の発明において、前記端末装置との空間多重伝送に時分割複信を用いる場合、前記端末装置の受信に割り当てられている期間において、前記無線信号処理部は常に前記受信信号を周波数成分ごとの信号に分離し、受信ウエイト乗算部は常に前記受信ウエイトの乗算と加算合成とを行うことを特徴とする。

40

【0095】

また、本発明は、複数のアンテナ素子を備えた基地局装置と、複数の端末装置とを具備し、前記基地局装置と前記端末装置とが同一周波数上で同一時刻に空間多重伝送を行うことが可能な無線通信システムにおける基地局装置が行う無線通信方法であって、前記端末装置から送信されたトレーニング信号に基づいて、複数の前記アンテナ素子で受信した信号を同位相合成するための各周波数成分に対する受信ウエイトを前記端末装置と前記アンテナ素子の組み合わせごとに算出し、算出した受信ウエイトを記憶する送受信ウエイト算出ステップと、前記アンテナ素子ごとに、該アンテナ素子で受信された受信信号を周波数

50

成分ごとの信号に分離する無線信号処理ステップと、前記端末装置ごとに、該端末装置に対応する周波数成分とアンテナ素子との組み合わせに応じた前記受信ウエイトを前記無線信号処理ステップにおいて分離した各周波数成分の信号に乗算し、乗算結果を周波数成分ごとに加算合成する受信ウエイト乗算ステップと、前記受信ウエイト乗算ステップにおける前記端末装置それぞれに対応する加算合成結果に基づいて、該端末装置からの信号の有無を判定し、該端末装置からの信号がある場合、前記加算合成結果に対して受信処理を行う受信信号処理ステップとを有することを特徴とする無線通信方法である。

【0096】

また、本発明は、複数のアンテナ素子を備えた基地局装置と、複数の端末装置とを具備し、前記基地局装置と前記端末装置とが同一周波数上で同一時刻に空間多重伝送を行うことが可能な無線通信システムであって、前記基地局装置は、前記端末装置から送信されたトレーニング信号に基づいて、複数の前記アンテナ素子で受信した信号を同位相合成するための各周波数成分に対する受信ウエイトを前記端末装置と前記アンテナ素子の組み合わせごとに算出し、算出した受信ウエイトを記憶する送受信ウエイト算出部と、前記アンテナ素子ごとに設けられ該アンテナ素子で受信された受信信号を周波数成分ごとの信号に分離する無線信号処理部と、前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応する周波数成分とアンテナ素子との組み合わせに応じた前記受信ウエイトを前記無線信号処理部それぞれが分離した各周波数成分の信号に乗算し、乗算結果を周波数成分ごとに加算合成する受信ウエイト乗算部と、前記端末装置ごとに設けられ該端末装置に対応する前記受信ウエイト乗算部による加算合成結果に基づいて、対応する端末装置からの信号の有無を判定し、該

10

20

【発明の効果】

【0097】

この発明によれば、基地局装置は、実際のデータ通信に先行して、所定のトレーニング信号を端末装置から受信することでチャネル情報を取得し、更に時間的に異なるタイミングで複数回に亘り取得されたチャネル情報の相対成分を平均化することでチャネル情報を精度良く推定し、このチャネル情報を用いて実際のデータ通信で複数端末装置を同時に空間多重する際に用いる固定的な受信ウエイトを事前に算出し、この空間多重の受信ウエイトを用いて受信処理を行う。

30

本発明によれば、基地局装置は通信対象の端末装置それぞれに一对一に対応する受信ウエイト乗算部及び受信信号処理部を備える。各受信ウエイト乗算部は自身に対応する端末装置とアンテナ素子及び周波数成分との組み合わせに対応する受信ウエイトを用いた加算合成を行い、各受信信号処理部は自身に対応する端末装置からの信号が受信ウエイトを乗算して加算合成された信号に含まれているか否かを判断し、当該信号が含まれているときに復調を行う。

これにより、基地局装置は、各端末装置に対する帯域の割り当てを把握することなしに、空間多重伝送された信号を復調することができる。すなわち、基地局装置は、各端末装置と1対1の通信を他の端末装置の通信を特に意識することなく並行して行うことができるため、各端末装置に対して全体としての空間多重を意識した帯域割り当てを行う必要がなく、各端末装置が必要とする帯域情報を把握しなくともよい。その結果、基地局装置は、各端末装置の帯域情報を把握するためのM A Cレイヤの効率を損なうことなく、各端末装置と空間多重伝送を行うことができる。

40

【図面の簡単な説明】

【0098】

【図1】本発明に係る実施形態における基地局装置400の構成を示す概略ブロック図である。

【図2】従来技術における無線中継システムの概要を示す図である。

【図3】従来技術における分散アンテナシステムの概要を示す図である。

【図4】従来技術におけるチャネルフィードバックの処理を示すフローチャートである。

50



- 【図 5】フェーズドアレーアンテナの原理を示す図である。
- 【図 6】マルチユーザ MIMO システムの構成例を示す概略図である。
- 【図 7】マルチユーザ MIMO システムにおける送信ウエイト行列  $W$  を算出する手順を示すフローチャートである。
- 【図 8】マルチユーザ MIMO システムにおける基地局装置 80 の構成の一例を示す概略ブロック図である。
- 【図 9】マルチユーザ MIMO システムにおける基地局装置 80 における送信部 81 の構成の一例を示す概略ブロック図である。
- 【図 10】マルチユーザ MIMO システムにおける基地局装置 80 における受信部 85 の構成の一例を示す概略ブロック図である。 10
- 【図 11】マルチユーザ MIMO における基地局装置 80 の送信処理を示すフローチャートである。
- 【図 12】マルチユーザ MIMO における基地局装置 80 の受信処理を示すフローチャートである。
- 【図 13】本実施形態において用いる通信方式の例を示す図である。
- 【図 14】本発明に係る無線通信システムが具備する基地局装置の設置例を示す図である。
- 【図 15】本発明に係る基地局装置が行う信号合成の動作例を示す図である。
- 【図 16】本発明におけるトレーニング信号の例を示す図である。
- 【図 17】アップリンクとダウンリンクとのチャンネル情報の非対称性を示す図である。 20
- 【図 18】キャリブレーションの概要を示す図である。
- 【図 19】関連技術の構成例における基地局装置 10 の構成を示す概略ブロック図である。
- 【図 20】同構成例における基地局装置 10 が備える受信部 100 の構成の一例を示す図である。
- 【図 21】同構成例における送受信ウエイト算出部 120 の構成例を示す概略ブロック図である。
- 【図 22】同構成例における基地局装置 10 における送信部 140 の構成の一例を示す図である。
- 【図 23】同構成例におけるアップリンクのチャンネル情報を取得する短時間平均化処理を示すフローチャートである。 30
- 【図 24】同構成例におけるアップリンクのチャンネル情報の相対成分を取得する相対成分取得処理を示すフローチャートである。
- 【図 25】同構成例におけるアップリンクのチャンネル情報の長時間平均化処理を示すフローチャートである。
- 【図 26】同構成例におけるダウンリンクのチャンネル情報を取得する処理を示すフローチャートである。
- 【図 27】同構成例の基地局装置 10 における送信ウエイト及び受信ウエイトを算出する処理を示すフローチャートである。
- 【図 28】同構成例における基地局装置 10 の送信処理を示すフローチャートである。 40
- 【図 29】同構成例における基地局装置 10 の受信処理を示すフローチャートである。
- 【図 30】各構成例においてアップリンクのチャンネル情報の相対成分を取得する他の相対成分取得処理を示すフローチャートである。
- 【図 31】本実施形態における無線信号処理回路 410 の構成例 (TDD の場合) を示す概略ブロック図である。
- 【図 32】本実施形態における無線信号処理回路 410 a の構成例 (FDD の場合) を示す概略ブロック図である。
- 【図 33】本実施形態における基地局装置 400 の受信処理を示すフローチャートである。
- 【図 34】本実施形態における基地局装置 400 の送信処理を示すフローチャートである。 50

。

【発明を実施するための形態】

【0099】

[本発明の動作原理について]

本発明の本質の一つは、基地局装置が、基地局装置に備えられている多数の無線モジュールと、端末装置との間のチャネルの特性を示すチャネル情報の推定値を長時間に亘って測定し、チャネル情報の推定値の平均値に基づいて算出した送信ウエイト及び受信ウエイトを用いることにより、複数の無線モジュールを用いてチャネル時変動の影響を低減させながら、同位相合成を用いたコヒーレント伝送に伴う回線利得の獲得と、ピンポイントで同位相合成となる地域以外での低い回線利得を利用した高次の空間多重を実現することにある。

10

【0100】

また、本発明は、上述のチャネル情報を平均して得られた推定値に基づいて算出した固定的な送信ウエイト及び受信ウエイトを用いて、各端末装置に対する送信処理及び受信処理を定常的に実施する。この際の受信ウエイトは、基地局装置の複数のアンテナにて受信されたある端末装置が送信した信号を、同位相で合成するための受信ウエイトである。同様に送信ウエイトは、基地局装置の複数のアンテナから送信される信号を端末装置にて同位相で合成されて受信できるようにするための送信ウエイトである。つまり、同時に空間多重する端末装置の組み合わせに依存せず、各端末装置で独立に設定可能な送受信ウエイトである。これらの受信ウエイト及び送信ウエイトを用い基地局装置は、ある端末装置に対して送信すべき送信信号の有無に拘わらずに送信ウエイトを用いた送信処理を行い、また、ある端末装置から受信すべき受信信号の有無に拘わらずに受信ウエイトを用いた受信処理を行う。

20

【0101】

具体的には、基地局装置は、複数のアンテナで受信した受信信号それぞれを周波数軸上の信号に変換し、変換により得られた各周波数成分に対し、想定する端末装置、アンテナ及び周波数成分ごとに対応する受信ウエイトを乗算し、各周波数成分において各アンテナに対応する受信ウエイトの乗算結果を全アンテナに亘り加算合成する。このとき、各周波数成分に乗算される受信ウエイトは、アンテナ、周波数成分、及び端末装置の組み合わせに対応し、予め算出されたものである。

30

【0102】

ここで、ある端末装置のみが基地局装置に信号を送信する場合について考える。基地局装置において、信号を送信した端末装置に対応する受信ウエイトを受信信号に乗算した場合、多数のアンテナで受信した受信信号それぞれが同位相合成されて有意な受信レベルの信号となり信号を検出することができる。一方、他の端末装置に対応する受信ウエイトを受信信号に乗算した場合、各アンテナの信号がランダムな位相で加算合成されることになり、その結果得られる信号の受信レベルは非常に低い信号となり信号を検出することができない。すなわち、各端末装置に対応する受信ウエイトを用いて全周波数成分（ないしは一部の周波数成分でも良い）の信号を合成すると、信号を送信した端末装置に対応する受信ウエイトを用いて得られた合成結果において有意な受信レベルの信号を検出することができ、当該端末装置から信号が送信されたことを把握することができる。一方、端末装置が信号を送信していない場合には、上述の受信ウエイトを用いて得られた合成結果においても有意な受信レベルの信号が検出されず、当該端末装置から信号が送信されていないことを把握することができる。

40

【0103】

基地局装置は、上述の受信ウエイトを用いた受信処理を行うことにより、各端末装置が信号を送信したか否かを把握することができるので、各端末装置の信号送信の有無を事前に把握せずとも各端末装置からの信号を受信することができる。すなわち、基地局装置は、収容した全ての端末装置それぞれに対応する受信処理を行う受信信号処理回路を備えることにより、各端末装置からの送信される信号の有無を事前に把握せずとも各端末装置か

50

ら信号を受信することができるようになり、この結果、各端末装置に対する無線リソースの割り当て管理を省略することが可能になる。

【0104】

同様に、基地局装置から端末装置へ信号を送信する際にも、上述の送信ウエイトを用いた送信処理を行うことにより、複数のアンテナから送信された信号が所望の端末装置で同位相合成され、当該端末装置宛の信号が有意な受信レベルの信号として当該端末装置において検出されるようにすることができる。このとき、他の端末装置においては同位相合成ではなくランダムな位相合成となるため、有意な受信レベルの信号として検出されない。換言すると、チャンネル情報を平均して得られた推定値に基づいて算出した送信ウエイトを用いることにより、他の端末装置宛の信号の有無に拘わらずに、所望の端末装置宛の信号を送信することができる。

10

【0105】

このように、本発明における基地局装置では、チャンネル情報を平均化して得られた推定値に基づいて算出した送信ウエイト及び受信ウエイトを用いて定常的に送受信処理を行うことにより、基地局集中制御による各端末装置に対する無線リソースの割り当て管理を行わずとも、各端末装置との間で空間多重された伝送を行うことができる。更に、通信の対象となる端末装置ごとに、受信処理と送信処理とを行う処理部を基地局装置が個別に備えることで、各端末装置との通信を独立且つ並行に行うことができる。これにより、各端末装置が必要とする帯域を帯域要求用の制御情報などを用いて把握する必要がなくなり、余計な制御信号を送受信することによるオーバーヘッドを回避し、MACレイヤの効率を損なうことなく複数の端末装置と空間多重伝送を行うことができる。

20

【0106】

[本発明のベースとなる関連技術の概要]

以上に記した本発明の動作概要を実現するために、そのベースとなる関連技術について以下に説明を行う。以降の説明における関連技術とは、先に説明したコヒーレント伝送における無線中継システム、分散アンテナシステム、フェーズドアレイアンテナ技術、及びマルチユーザMIMO技術などの従来技術をさすものではなく、本発明を実現する際に組み合わせるそのベースとなる技術を意味している。つまり本発明は、物理レイヤにおける処理及び動作原理的には、以下に示す関連技術の構成例に示す動作をベースとしている。そして、その特徴を利用しながらも、装置構成及び処理内容の一部を修正することで、MACレイヤの処理を簡易化することを可能にしている。なお、以下に示す本発明のベースとなる関連技術の構成例に示す処理においては、空間多重に用いる送受信ウエイトは空間多重する端末装置の組み合わせに依存せず、且つ時間とともに変動しない固定的な送受信ウエイトであるために、制御が大幅に簡易化されている。

30

以下、前提条件、システムの設置例などから順番に説明を行う。

【0107】

(前提条件)

まず本発明の前提条件としては、基地局装置において送信する信号と受信する信号とが混信しない通信を前提としている。図13は、本実施形態において用いる通信方式の例を示す図である。この混信を回避するため、本無線通信システムは、WiMAX等で用いられている通信方式であって図13(A)に示されている送信と受信とが行われる時間が異なる時分割複信(Time Division Duplex: TDD)方式、ないしは図13(B)に示されている送信と受信とで利用する周波数帯域が異なる周波数分割複信(Frequency Division Duplex: FDD)方式のいずれかを用いる。このように、本発明では、送信と受信とが時間的ないしは周波数的に分離されている無線通信システムを想定している。

40

【0108】

さらには、OFDMシンボルタイミングは、基地局装置と端末装置との間においてタイミング同期を図られているものとする。このタイミング同期を図る方法としては、例えばGPSなどのシステムを利用した同期であっても良いし、他の如何なる方法であっても構わない。シンボルタイミング同期の精度としては、そのタイミング同期の誤差が、OFD

50

Mシンボルに含まれているガードインターバル長よりも十分に小さければよい。例えばW i M A Xなどでは1 O F D Mシンボル長が約1 0 0 μ秒、ガードインターバル長も約2 0 μ秒であるので、G P Sよりも同期精度の低い電波時計や他の様々な方法を活用することも可能である。

【0109】

また本発明では、各無線モジュールと端末装置との見通しが必ずしも確保できている必要はないが、無線モジュールと端末装置とは比較的高所に固定されていることが推奨される。この場合、各無線モジュールと端末装置との間の伝送路(チャンネル)は、「直接的な見通し波」と、固定的な巨大な建築物等による「安定した反射波」と、地上(低所)付近の車や人などの「移動を伴う物体からの多重反射波」とが混在したものとみなすことができる。この場合、「直接的な見通し波」と「安定した反射波」とは、「移動を伴う物体からの多重反射波」に比べ、受信レベルが相対的に高く、更に時変動が小さい。一方、「移動を伴う物体からの多重反射波」は、「直接的な見通し波」と「安定した反射波」とに比べ、受信レベルが低く、時変動が大きく激しい。

10

【0110】

何らかのチャンネル推定用の信号(以降、「トレーニング信号」と呼ぶ)を連続的、又は間欠的に長時間に亘り送信し、受信側では受信した信号を長時間に亘り平均化すると、その結果、「移動を伴う物体からの多重反射波」の信号は、そのランダム性故に複素位相及び振幅の変動の平均値はゼロに近づく。一方で、「直接的な見通し波」及び「安定的な反射波」に関する成分は非ゼロの一定値に収束する。結果的に、時変動成分が相対的に小さな安定したパスに相当するチャンネル推定結果が抽出されることになる。

20

【0111】

なお、従来技術におけるコヒーレント伝送の説明においては「無線モジュール」とは「中継局」又は分散アンテナシステムにおける「リモート基地局」であった。これらは、当然ながら従来技術における制御局ないしは基地局から物理的に離れた場所に位置していた。分散アンテナシステムを例にとれば、複数のセルの中心にリモート基地局が位置する形態であるし、無線を用いた中継局であれば、無線を用いる必要があるほどには離れていることになる。しかし、本発明で意図する個別の無線モジュールからの信号の(送信及び受信の両方に対しての)同位相合成においては、必ずしも無線モジュールをリモート基地局や中継局のように遠くまで離す必要はない。

30

また、各無線モジュールのアンテナ素子とアンテナ素子の間隔が、通信の搬送波周波数の波長よりも小さくなると、アンテナ素子間の相互結合により想定している信号の同位相合成が乱される可能性があるが、概ね1波長以上の間隔がアンテナ素子相互に確保されていれば、この問題は回避できる。

【0112】

つまり、本発明においては1波長以上の間隔が相互に確保された多数のアンテナ素子が、一つの基地局装置に接続された構成が基本となる。当然ながら、各アンテナ素子から送受信される信号は送受信ウエイトの係数が異なるため、アンテナ素子ごとに、ハイパワーアンプ、ローノイズアンプ、フィルタ等の無線周波数帯におけるR F (Radio Frequency : 無線周波数)回路が個別に設けられるとともに、接続されており、これらが一つの無線モジュールを構成する。

40

これまでの説明においては、各無線モジュールが物理的に制御局などと異なる場所に離散的に配置されていたために、アンテナ素子とほぼ一体型の無線モジュールを意図して「無線モジュール」という用語で様々な説明を行っていたが、本発明においては制御局と多数の無線モジュールが1箇所に集約され、一般的には一つの基地局装置という形態が自然であるため、その実現の構成によっては「無線モジュール」という表現が適切でない場合がありうる。

【0113】

例えば、機能的にはベースバンド信号処理等の制御局に相当する機能と複数のハイパワーアンプ、ローノイズアンプ、フィルタ等の無線周波数帯でのR F回路の機能が一つの筐

50

体内に実装され、その筐体と多数のアンテナ素子間を同軸ケーブルで接続する構成を想定するならば、送受信時のアンプ、フィルタ系での振幅/複素位相の変動に対する補正を行うことを考慮した上で、「端末装置と無線モジュール間のチャンネル情報」という表現は実質的には「端末装置のアンテナ素子と無線モジュールのアンテナ素子間のチャンネル情報」と表現されることが多い。したがって、以降、チャンネルの説明においては無線モジュールという用語の代わりにアンテナ素子という用語を用いて説明することにする。

#### 【0114】

(無線通信システムの設置例と関連技術の基本原理)

図14は、本発明に係る無線通信システムが具備する基地局装置の設置例を示す図である。同図において、符号11は基地局装置が設置されている建築物を示し、符号12-1 ~ 12-2は端末装置を示し、符号13-1 ~ 13-4は基地局装置が備えているアンテナ素子を示し、符号14-1 ~ 14-3は地上の移動体を示し、符号15-1 ~ 15-2は大型の建築物(当然、静止状態)を示している。

10

#### 【0115】

ここで、基地局装置が備えるアンテナ素子13-1 ~ 13-4は、建築物11の屋上など非常に高所に設置されている。端末装置12-1 ~ 12-2は、電信柱などの上や、一般のビルの屋上など、基地局装置のアンテナ素子13-1 ~ 13-4よりは相対的に低所であるかも知れないが、比較的高所に設置されている。一方、基地局装置のアンテナ素子13-1 ~ 13-4や、端末装置12-1 ~ 12-2よりも比較的低所に位置する場所には、地上の移動体14-1 ~ 14-3である車に加え、人や風に揺れる樹木など、ランダムに変動する反射波の起点(反射点)が多数存在する。

20

#### 【0116】

例えば、端末装置12-1と、基地局装置のアンテナ素子13-1 ~ 13-4とは、見通し環境(図中、太い実線の矢印で直接波を表示)にある。一方、端末装置12-2と、基地局装置のアンテナ素子13-1 ~ 13-4とは、大型の建築物15-2の遮蔽により見通し環境にはないが、大型の建築物15-1などの反射体があり、安定した反射波(図中、太い実線の矢印で表示)が到達している。

#### 【0117】

また、見通し環境の端末装置12-1にとって、見通し波以外に大型の建築物による安定的な反射波が存在し、常にそれらが合成されて信号が到達する状況であるかもしれない。このような太い実線の矢印で表した信号を安定的な入射波とみなす。一方、地上の移動体14-1 ~ 14-3等からの反射波は、多数回のランダムな多重反射として到達する信号が多く、相対的に受信される信号のレベルは低く、更に複素位相成分及び振幅は時間とともにランダムに変動する。

30

多数の微弱かつランダムな波を合成すると、その結果得られる信号は、安定的な入射波に対して相対的に信号強度が小さい。したがって、「安定的な入射波」に「ランダムな多重反射波」を合成して得られる「時変動する入射波」は、「安定的な入射波」の周りに微小な誤差が加わった信号と見ることができる。

#### 【0118】

次に、このような状況において、基地局装置が行う信号の合成について説明する。

40

図15は、本発明に係る基地局装置が行う信号合成の動作例を示す図である。ここでは、一例として、図14における端末装置12-1から送信された信号を、基地局装置のアンテナ素子13-1 ~ 13-4にて受信した際に、適切な受信ウエイトを用いて合成する場合を示している。

基地局装置のアンテナ素子13-1 ~ 13-4では、「時変動する入射波」を受信している。これらを合成する際に用いる受信ウエイトは、「安定的な入射波」を基準にして、各アンテナ素子での信号が同位相合成されるように定められている。図15において点線で示した信号は、「安定的な入射波」に対して受信ウエイトを乗算し、各アンテナ素子13-1 ~ 13-4で位相が同位相に揃えられた信号である。

#### 【0119】

50

実際の「時変動する入射波」に受信ウエイトを乗算した信号、即ち図15における細い実線で示した「時変動する入射波」は、点線で示した「安定的な入射波」から微小にずれているため厳密には各アンテナ素子で同位相合成とはなっていないが、「時変動する入射波」は「安定的な入射波」に近い振る舞いを示すため、多数のアンテナ素子の信号を「安定的な入射波」を基準にして設定した受信ウエイトを用いて合成すると、太い実線で示した大きな振幅の合成された信号となる。つまり、基地局装置で用いるアンテナ素子の数を膨大な数に増やせば、統計的な効果として各アンテナ素子の「安定的な入射波」成分は同位相合成され、「ランダムな多重反射波」は相互に打ち消しあうために、「安定的な入射波」に対して時変動成分は相対的に非常に小さなレベルに抑えられる。

ここで、図14及び図15の説明においては、あくまでも簡単のために基地局装置に4本のアンテナ素子を備える場合について説明を行ったが、以下に示すように、本発明では非常に多数のアンテナ素子を備えることで統計的な効果を得ることが可能になる。

#### 【0120】

なお、この「安定的な入射波」に基づく統計的な信号の同位相合成は、送信時に用いる送信ウエイトと受信時に用いる受信ウエイトの双方において同様に利用することができる。基地局装置で用いる送受信ウエイトはチャンネル推定結果に基づき算出されるものであるが、そのチャンネル推定は基地局装置が送信するトレーニング信号を端末装置で受信して行っても、端末装置が送信する信号を基地局装置で受信してチャンネル推定しても構わない。一般的に、ダウンリンクとアップリンクのチャンネル情報は送信/受信に用いるアンプ/フィルタ等が異なるために非対称であるが、アップリンクのチャンネル推定結果とダウンリンクのチャンネル推定結果には所定の換算式が成り立ち、後述するキャリブレーション処理を用いれば、端末装置が送信したトレーニング信号を基地局装置の全てのアンテナ素子で同時に受信し、その結果を用いたチャンネル推定によりアップリンクのチャンネル情報を取得し、これに所定の換算式を適用することでダウンリンク方向のチャンネル情報を取得することが可能である。

#### 【0121】

以上に説明したように、基地局装置の各アンテナ素子と、各端末装置のアンテナ素子との間のチャンネル情報に対する長時間に亘る平均化処理により、ランダムな時変動成分を抑制し、時間変動のない見通し波ないしは安定的な構造物等からの安定的な入射波を抽出することが可能になる。この抽出された長時間平均のチャンネル情報を基に、ターゲットとする端末装置に対して同位相合成を行うことで、高い回線利得を獲得することが可能となる。一般に、ある1本のアンテナ素子から送信された信号が別の場所の1本のアンテナ素子で受信される際の振幅を1としたときに、N本のアンテナ素子から送信された信号を同位相合成すると、受信信号の振幅の期待値はN倍になる。受信電力は振幅の2乗に比例するので、受信電力は $N^2$ 倍となる。つまり $10 \log_{10}(N^2)$  [dB]の利得を得ることが可能になり、Nが仮に100であれば同位相合成によるコヒーレント伝送に伴う回線利得は40 [dB]に相当する。

#### 【0122】

次に、与・被干渉の低減を利用した高次の空間多重に関して説明する。上述の同位相合成は、特定の端末装置をターゲットにして行うものであり、当該端末装置に対してのみピンポイントで高い回線利得を得ることができる。例えば、図14の端末装置12-1に対して同位相合成を行えば、端末装置12-2のように同位相合成とならない他の地点では、ランダムな位相合成となる。図14では基地局装置のアンテナ素子13-1~13-4が4素子の場合を示したが、アンテナ素子がN本の場合、ランダムな位相合成の結果、期待値として受信電力はN倍になる。このような状況で、2つの信号系列を同時に空間多重した場合、同位相合成がなされている希望信号に関しては回線利得が送信アンテナ素子1本あたり $N^2$ 倍であるのに対して、干渉となる非希望信号に関しては回線利得が送信アンテナ素子1本あたりN倍となる。そのため、相対的なSIR値は $10 \log_{10}(N)$  [dB]となる。

#### 【0123】

10

20

30

40

50

このように、送信アンテナ素子の数 (N) が仮に 100 であれば、空間多重を行いながらも期待値として 20 [dB] の SIR を稼ぐことができる。つまり、図 14 における太い実線で示した二つのパスを利用し、端末装置 12-1 及び端末装置 12-2 の両方と基地局装置との通信を同時に一周波数帯で実施することが可能となる。

通常、アンテナの本数が膨大な場合に、一般的なマルチユーザ MIMO 技術で空間多重を行う際、アンテナの本数の 3 乗に比例する信号処理の演算量が見込まれるため、回路規模的に現実的な数のアンテナ素子による運用が強いられてきた。特に、重要なのはある端末装置への信号が他の端末装置に対して干渉とならないようにするためのヌル制御であるが、本発明においてはこのヌル制御を実現するための送受信ウエイトの算出をリアルタイムで行う必要がなく、事前に算出したウエイトを読み出す形で通信における信号処理を実現できる。このため、多数のアンテナ素子を利用しながらも、運用中の演算量及び回路規模を抑えた高次の空間多重が実現可能である。さらには、本発明では上述のヌル制御を行わずとも、もともとある程度高い SIR を確保することができ、このためチャネル時変動により多少ヌル制御が破れても SIR 値は比較的高いままで、安定的に空間多重を行うことができるという特徴も併せ持つ。

#### 【0124】

なお、先ほどの例を基に説明を行えば、送信アンテナの数 (N) が 100 である場合、10 系統の信号を空間多重すると干渉電力は相対的に約 10 倍となるために、SIR の期待値は約 10 [dB] となる。もちろん、平均 SIR 値が 10 [dB] でもある程度の分布の広がりがあるため、所要 SIR 値が 10 [dB] の場合でも 10 多重ないしはそれ以上の空間多重を行うためには、SIR 特性が良好な端末装置の組み合わせを行うスケジューリング機能や、干渉抑圧を行うための指向性制御機能を組み合わせることが好ましい。ただし、ここで行うスケジューリング機能及び指向性制御機能は、時間とともに変動するチャネル情報を反映したリアルタイムの制御を前提とする必要はなく、先に説明した長時間平均により時変動成分を平均化した固定的なチャネル情報を用いて行うことができる。そのため、通信を行うたびに逐次複雑な信号処理を行うことを避け、通信の開始の前に行う事前処理において、その負荷の大きい処理を完了させ、処理の結果を用いた運用を行うことにより、運用中の負荷を低減させることができる。本発明は、上述のようにヌル制御なしでも SIR 特性に優れる安定的な条件を構築するとともに、更に干渉抑圧を行うための指向性制御機能を組み合わせることで、より高次の空間多重を安定的に実現可能とする。

#### 【0125】

このように本発明では、リアルタイムのチャネル情報を用いて厳密な同位相合成を目指す代わりに、厳密な送受信ウエイトからは若干の誤差を伴う送受信ウエイトであったとしてもある程度の誤差以内に抑えられる送受信ウエイトを用い、多数のアンテナ素子を用いて合成することで統計的な効果により安定的かつ高い回線利得を引き出す準最適な同位相合成を目指す点が第 1 の重要なポイントである。

更に本発明では、送受信ウエイトはチャネルの時変動を意識することなく固定的な値となるため、例えば通信サービスの運用開始前に事前に取得しておけば、データの送受信を行うサービス運用時には、個々に演算をすることなく単純にメモリに記憶された送受信ウエイトを読み出すだけで良いため、通信に用いるアンテナ素子数を膨大な数に増やしたとしても信号処理の負荷を低く抑えることが可能であり、この点が第 2 の重要なポイントである。

更に本発明では、通信の都度、送受信ウエイトの算出のために個別のアンテナ素子間のチャネル推定を行わないので、空間多重数と同数のチャネル推定用のプリアンブル信号を付与する必要がない。このため、OFDM 変調方式を用いる場合を例に取れば、従来であれば 10 多重の空間多重のためには異なる 10 シンボルのチャネル推定用のプリアンブル信号が必要であったが、本発明では空間多重数に依存せずに 1 シンボルのチャネル推定用のプリアンブル信号で足りることになる。この結果、MAC レイヤの効率の低下を抑えて高次の空間多重を実施することが可能となり、この点が第 3 の重要なポイントである。

以上の動作原理に対し、詳細な実施形態の説明の前に、これらを実現するための補足事項を以下に簡単に整理しておく。

【0126】

(チャネル推定の平均化処理について)

本発明に係る基地局装置は、「安定的な入射波」に基づく統計的な信号の同位相合成を行うための送受信ウエイトを用いることが特徴であるが、この「安定的な入射波」に対応したチャネル推定の概要について、ここで説明しておく。

先ほども説明した通り、基地局装置は、移動体において反射しランダムに変動する多重反射波の影響を取り除くことで「安定的な入射波」に関する成分を抽出する。基地局装置は、多数のアンテナ素子による統計的な効果を得る前段として、各アンテナ素子においても「安定的な入射波」に関する成分を抽出するために、基地局装置の各アンテナ素子と端末装置のアンテナ素子との間の個々のチャネルのチャネル推定を長時間に亘り実施し、その結果を平均化することで「安定的な入射波」に対応したチャネル情報を取得する。

10

【0127】

その具体的な取得方法を説明する前に、まず、図14における車等の移動体14-1~14-3において反射する反射の影響について考える。これらの移動体からの反射波の状況は、移動体の位置があまり変位しない短時間ではそれ程大きくは変動しないが、これらの移動体が物理的に異なる位置に移動すれば反射波の影響は全く異なるものになることが予想される。つまり、移動体において反射しランダムな多重反射の状況がそれ程大きく変動しない短時間の間でチャネル情報の平均化処理を行ったとしても、ランダムな反射波の基になる移動体が大きく移動した際には、また別のチャネル状態になっていることが予想される。

20

【0128】

次に、この長時間平均のチャネル情報の求め方について、注意すべき点を中心に説明する。一般に、基地局装置のクロック信号と、端末装置のクロック信号とは完全に同期が取れておらず、ある程度の周波数誤差が存在する。例えば、OFDM変調方式やSC-FDE伝送技術のようなブロック伝送を行う場合には、1シンボルのシンボル周期(ないしはブロック周期)は少しずつシンボルタイミングが基地局装置と端末装置との間でずれることになり、このシンボルタイミングのずれは全周波数で共通の複素位相の回転として表れる。なお、基地局装置のクロック信号、及び端末装置のクロック信号は、A/D変換や、D/A変換を行う際のサンプリング周期を定めるクロック信号のことである。

30

【0129】

同様の複素位相の回転という課題は、ベースバンド信号と無線周波数信号との間のアップコンバート、ダウンコンバートで用いるローカル発振器が出力する局部発振信号の基地局装置と端末装置との間の非同期性や周波数誤差によっても問題となる。

送信と受信との間が非同期で周波数誤差が伴う場合、仮に空間上のチャネル情報に時変動がない場合でも、異なる時刻に測定するチャネル情報は、その時間差と周波数誤差とに依存する形で複素位相成分が変動する。

【0130】

これは、例えば、受信側のダウンコンバート処理でミキサにおいて乗算するローカル発振器から入力される局部発振信号の初期複素位相を通信の都度、毎回一致させることができないことに起因する。通信における信号検出処理では、トレーニング信号でチャネル推定を行う際に、その初期複素位相の影響まで含めた結果としてのチャネル情報を取得するため、トレーニング信号に後続する信号の信号検出処理において問題となることはない。しかし、離散時間で平均化する際には、仮にチャネル情報に時変動がなくてもこの初期複素位相の不確定性により時変動があったように見えてしまうために問題となる。

40

【0131】

しかし、受信時の同位相合成を実現するための送信ウエイト及び受信ウエイトの算出に必要なチャネル情報は、伝送路の特性を示すチャネル情報の複素位相を含む絶対的な値そのものではなく、アンテナ素子ごとのチャネル情報における複素位相の相対的な関係

50



さえ分かれば十分なのである。したがって、離散的な時刻に測定したチャンネル推定結果を平均化するには、基地局装置の複数のアンテナ素子から基準となるアンテナ素子を1つ設定し、そのアンテナ素子で推定されたチャンネル情報の複素位相成分だけ、各アンテナ素子におけるチャンネル情報の複素位相成分にマイナスのオフセットを付加すれば良い。

#### 【0132】

具体的には、基地局装置がK個のアンテナ素子を備えている場合、アンテナ素子#  $i$  ( $i = 1, \dots, K$ )で観測された第k周波数成分のチャンネル情報が  $A_i \cdot \exp(j \theta_i^{(k)})$  であるとする。ここで  $j$  は虚数単位を表し、 $A_i$  はアンテナ素子#  $i$  のチャンネル情報の振幅成分を表し、 $\theta_i^{(k)}$  はアンテナ素子#  $i$  の第k周波数成分のチャンネル情報の複素位相を表す。

このとき、アンテナ素子# 1の複素位相  $\theta_1^{(k)}$  を用いて、全てのアンテナ素子に複素位相  $-\theta_1^{(k)}$  のオフセットを加えると、オフセットによる補正後のアンテナ素子# kのチャンネル情報として  $A_i \cdot \exp\{j(\theta_i^{(k)} - \theta_1^{(k)})\}$  が得られる。空間上のチャンネル情報が不変であるならば、この補正後のチャンネル情報は基地局装置と端末装置とのクロック信号及び局部発振信号の周波数誤差の影響(すなわち複素位相の初期位相の不確定性の影響)を受けない。以降の説明では、この初期位相の不確定性除去のための補正後のチャンネル情報を「(チャンネル情報の)相対成分」と呼ぶことにする。なお、この補正は周波数成分ごとに個別に行うものとする。

#### 【0133】

したがって、チャンネル情報の平均化を行う際には、このような補正を行い、複素位相成分の不確定性を排除した上で平均化を実施する必要がある。その他、この平均化を行う上で、本発明における課題の(課題1)で示した回線利得が大幅に不足する領域では、チャンネル推定により取得したチャンネル情報の平均化を行う以前に、その基になる情報の取得が困難な場合があることに注意しなければならない。このような状況では、何らかのチャンネル推定用のトレーニング信号を受信したとしても、一般にはその信号の受信を検知することができない。OFDM変調方式の場合を例にとれば、OFDMシンボルタイミングの検出ができないことを意味し、当然ながらガードインターバルの除去もできなければFFTを実施することもできない。以下に、このような低SNR環境におけるチャンネル推定の平均化処理の方法と具体的なトレーニング信号の例を示す。

#### 【0134】

(本発明におけるトレーニング信号の例)

図16は、本発明におけるトレーニング信号の例を示す図である。同図において符号1-1~1-3は一般的なOFDMシンボルを示し、符号2-1~2-3はガードインターバルを含まない有効な信号領域を示し、符号3-1~3-3は本発明におけるトレーニング信号を示し、符号4-1~4-3は信号の末尾領域を示し、符号5-1~5-3はガードインターバルを示し、符号6-1~6-3は実際のチャンネル推定に用いる信号周期を示している。なお、OFDM信号は、複数のサブキャリア成分を含むが、本図ではあるサブキャリア一つを抜き出して正弦波として図示している。

#### 【0135】

従来のOFDM信号であれば、OFDMシンボル(1-1~1-3)周期の信号は、実際のデータとして有効な信号領域(2-1~2-3)を生成し、この信号の末尾領域(4-1~4-3)を信号の先頭領域にガードインターバル(5-1~5-3)としてコピーして貼り付け、全体のOFDMシンボル(1-1~1-3)を生成していた。通常の通信においては、ガードインターバルを取り除いた有効な信号領域(2-1~2-3)の先頭部分のタイミングをタイミング検出により抽出し、そのタイミングを起点とした場合の振幅及び複素位相に関する情報をチャンネル推定では取得する。

#### 【0136】

しかし、本発明の送受信ウエイトの算出においては各アンテナ素子の相対的な位相関係を取得できれば十分であるために、正確な初期複素位相の把握までは不要であり、OFDMシンボルの先頭のような適切なタイミングを起点とする必要はない。したがって、ガ

10

20

30

40

50

ドインターバルを設定したOFDM信号である必要はなく、OFDMシンボルの有効な信号領域(2-1~2-3)を取り出して連続させた信号であるトレーニング信号(3-1~3-3)を多数回繰り返し送信すれば良い。ここで各区間は連続的につながっているために、この複数の周期に亘るトレーニング信号においては実質的にはシンボルタイミングというものは意味を成さない。受信側では、受信したトレーニング信号(3-1~3-3)に対して任意の開始タイミング、例えば実際のチャネル推定に用いる信号周期(6-1~6-3)で信号を切り取り、区間6-1、区間6-2、区間6-3の信号に対して加算処理を行えばよい。

#### 【0137】

(基地局装置と端末装置とのローカル発振器周波数誤差の補償)

10

なお、このトレーニング信号を用いたチャネル平均化においては、複数の連続する区間6-1、区間6-2、区間6-3の比較的短時間平均を行うことになるが、この「比較的短時間」の定量的な意味は、基地局装置と端末装置との間のクロック信号及び局部発振信号の周波数誤差に依存する影響(厳密には、下記に示す周波数誤差補償処理後に残る、残留周波数誤差の影響)を無視できる範囲での平均化を意味する。

例えば、中心周波数が2.4 [GHz]の局部発振信号において、ローカル発振器の周波数誤差が1 p.p.m.である場合、局部発振信号の周波数誤差の最大値は2.4 [kHz]である。つまり、416 μ秒で位相が2回転してしまう誤差である。このとき、平均化を行う時間長の中で周波数誤差に伴う複素位相の回転が1周期(2π)の1/10以内に抑えたいと考えるならば、平均化に使える時間長は約40 μ秒となる。

20

しかし、広域をサービスエリアにするWiMAXの例を見れば、長遅延波の影響を排除するための1シンボル周期は約100 μ秒に設定されており、平均化処理を行う時間としては十分ではない。これらの問題を解決するために、ここでは周波数誤差を補償するための以下の補正処理を行う。

#### 【0138】

一般的には周波数誤差補正はAFC(Automatic Frequency Control)と呼ばれる信号処理で対処可能である。今回のトレーニング信号のように同一の信号が繰り返し受信される状況であれば、一般には1周期分だけシフトした信号を乗算することで周波数誤差成分を抽出することが可能である。このAFC処理を適用して周波数誤差を抽出し、その周波数誤差をキャンセルする補正を行うことが可能である。しかし、受信信号が低SNRである場合、AFC処理を適用して隣接するシンボルから周波数誤差を抽出しようとしても、ノイズに埋もれて誤った周波数誤差を抽出してしまう可能性がある。したがって、AFC処理も、もともとの信号のSNRを改善可能な時間長に亘り実施する必要がある。

30

#### 【0139】

例えば、時刻tにおける複素数で表されるサンプリングデータをS(t)と表し、周波数誤差をfと表すと、時刻tにおける複素位相の回転量は2πf・tとなる。そこで、サンプリングデータS(t)に対して理想的に周波数補償すると、周波数補償されたサンプリングデータは、S(t)・Exp(-2πj f・t)となる。

また、サンプリング周期をTと表し、1シンボルの周期をTとすると、1周期のデータ数はN=T/Tで与えられる。このとき、時刻t=m'・Tとし、更に、mとMとをm=mod(m', N)、M=Int(m'/N)とすれば、サンプリングデータS(t)を離散的な時刻により定められる数列{S\_m^(M)}と表記できる。ここで、関数「mod(x, y)」は、xをyで除算した際の余りを求める関数である。また、関数「Int(x)」は、xの整数部を求める関数(小数点以下を切り捨てる関数)である。

40

更に、サンプリングデータS(t)を理想的に周波数補償した数列を{S\_m^(M)・Exp(-2πj f・t・[M×N+m])}と表記できる。ここで、全体としてM\_0シンボル周期のサンプリングを行うものとする。

#### 【0140】

周波数補償した数列{S\_m^(M)・Exp(-2πj f・t・[M×N+m])}を、mごとに多数のMでの加算したサンプリングデータ~S\_mは次式(10)で表される。

50

ここで、式(10)において、「~(チルダ)」が上に付されたSを「~S」と表記する。

【0141】

【数10】

$$\tilde{S}_m = \frac{1}{M_0} e^{-2\pi j \Delta f \cdot \Delta t \cdot m} \sum_{M=0}^{M_0-1} S_m^{(M)} \cdot e^{-2\pi j \Delta f \cdot T \cdot M} \quad \dots (10)$$

10

【0142】

AFC処理によりSNRを改善するには、式(10)で表される~S<sub>m</sub>の振幅を最大にするfを求めればよい。そこで、次式(11)で表される評価関数G(f)を定める。

【0143】

【数11】

$$\begin{aligned} G(\Delta f) &= \sum_{m=0}^{N-1} \tilde{S}_m \cdot \tilde{S}_m^* \\ &= \frac{1}{M_0^2} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{M=0}^{M_0-1} \sum_{M'=0}^{M_0-1} S_m^{(M)} \cdot S_m^{(M')*} \cdot e^{2\pi j \Delta f \cdot T \cdot (M'-M)} \\ &= \frac{1}{M_0^2} \sum_{M=0}^{M_0-1} \sum_{M'=0}^{M_0-1} \hat{S}(M, M') \cdot e^{2\pi j \Delta f \cdot T \cdot (M'-M)} \end{aligned} \quad \dots (11)$$

20

30

【0144】

式(11)における $\hat{S}(M, M')$ は、次式(12)で表される。

【0145】

【数12】

$$\hat{S}(M, M') = \sum_{m=0}^{N-1} S_m^{(M)} \cdot S_m^{(M')*} \quad \dots (12)$$

40

【0146】

評価関数G(f)を最大にするfを求めれば良いので、次式(13)で表される条件式が求まる。

【0147】

【数 13】

$$\frac{\partial}{\partial \Delta f} G(\Delta f) = \frac{2\pi j T}{M_0^2} \sum_{M=0}^{M_0-1} \sum_{M'=0}^{M_0-1} \hat{S}(M, M') \cdot e^{2\pi j \Delta f \cdot T \cdot (M'-M)} \cdot (M'-M)$$

$$= 0$$

… (13)

【0148】

10

条件式(13)を満たす実数  $f$  を数値的に求めれば、基地局装置と端末装置との間の周波数誤差が算出され、この  $f$  を用いて式(10)で与えられる1周期分の加算・平均化されたサンプリングデータを用い、チャンネル推定を行えばよい。OFDM変調方式であれば、この1周期のサンプリングデータを基にFFT処理により、各サブキャリア成分のチャンネル情報を算出する。

【0149】

なお、必ずしも式(13)を用いなくても、 $f$  のとりうる範囲が限定されているならば、その範囲内の適当な刻み幅で  $f$  を設定し、それらの  $f$  に対して式(11)を算出して最大値を与える  $f$  を検索しても良い。この場合、先ほど例示したのと同様に使用する中心周波数が仮に2.4GHzで周波数誤差が1p.p.m.であるならば、 $f$  の範囲は-2.4kHzから+2.4kHz以内となる。この刻み幅の最適値は求められる精度に応じて変わるが、例えば、10Hz刻みで  $f$  を設定し、式(11)を算出するならば、式(11)を最大にする真の  $f$  に対して $\pm 5$ Hz以内の残留周波数誤差の範囲で  $f$  を検索することが可能である。つまり、周波数誤差は5Hz以内に抑えられ、 $M_0$  周期の平均化を行う際の時間長( $M_0 \times T$ )を5ms程度と想定しても、平均化を行う期間内の位相の誤差は2の1/40(角度は9度)以内に収まる。平均化の期間中に位相は定常的に回転することを考慮すれば、運用上、支障のない程度の精度でチャンネル情報を算出することが可能である。これは逆にいえば、平均化を行う期間内の位相の誤差を所定の値に抑えられる範囲で、 $M_0$  周期の平均化を行う際の時間長(つまり  $M_0$  の値)が制限されることになる。

20

30

【0150】

このように、平均化処理を行う際には、連続する比較的短い時間スケールでの平均化と離散時間のチャンネル推定結果での平均化を2段階で行う。なお、比較的短い時間スケールでの平均化を行う際の時間長は上述の制限を受けることに注意を要する。また、離散時間のチャンネル推定結果においては、上述のようにアンテナ素子#1の複素位相  $\hat{h}_1^{(k)}$  を用いて、全てのアンテナ素子に複素位相  $-\hat{h}_1^{(k)}$  のオフセットを加えることで、初期複素位相の不確定性の問題は回避できる。

【0151】

(アンプの個体差による影響(キャリブレーション)について)

実際の無線通信装置では、送信側の信号処理において、送信の直前にハイパワーアンプにて信号増幅を行うことが多い。この場合、ハイパワーアンプの個体差により増幅率に誤差があるとともに、ハイパワーアンプ内で複素位相がハイパワーアンプごとに異なる値で回転する場合がある。同様に、受信側の信号処理において、受信の直後にローノイズアンプにて信号増幅を行うことが多い。この場合、ローノイズアンプの個体差により増幅率に誤差があるとともに、ローノイズアンプ内で複素位相がローノイズアンプごとに異なる値で回転する場合がある。

40

【0152】

特に、ハイパワーアンプ及びローノイズアンプの増幅率及び位相回転量には、周波数依存性がある。周波数依存性を伴う増幅率及び複素位相の回転量の個体差が無視できないほどに大きい場合には、アップリンクのチャンネル情報からダウンリンクのチャンネル情報を推

50

定する際に、キャリブレーション処理を施す必要がある。この増幅率及び位相回転量の誤差は時間的にはほぼ安定しているため、増幅率及び位相回転量の誤差を事前に測定しておき、誤差の影響をキャンセルするための係数を用いてアップリンクのチャンネル情報からダウンリンクのチャンネル情報に換算する。

#### 【0153】

以下の実施形態における基地局装置では、アップリンクのチャンネル推定結果に長時間平均を行ったチャンネル情報を用いて、送信ウエイト及び受信ウエイトを算出する。先の説明においても、実際にはハイパワーアンプやローノイズアンプ（厳密にはその他のフィルタ等の回路を含めた送信系及び受信系の回路等）により、振幅や複素位相が変化する場合がある。この場合、振幅や複素位相の変化に応じた補正をするためのキャリブレーション係数を事前に取得しておき、これを補正に用いると説明した。キャリブレーション処理は、公知の技術を用いても構わないが、以下にキャリブレーション処理の一例を説明する。

#### 【0154】

図17は、アップリンクとダウンリンクとのチャンネル情報の非対称性を示す図である。同図において、符号25-1~25-3は無線モジュールを示し、符号21-1~21-3はハイパワーアンプ（HPA）を示し、符号22-1~22-3はローノイズアンプ（LNA）を示し、符号23-1~23-3は時分割スイッチ（TDD-SW）を示し、符号24-1~24-3はアンテナ素子を示している。

ここでは、基地局装置においてチャンネル情報に影響を与える機能のみを抽出したため、図示した以外の構成は省略したが、無線モジュール25-1~25-3にはその他の機能も含まれる。また、信号がハイパワーアンプ21-1~21-3それぞれを通過する際に、振幅及び複素位相が $Z_{HPA\#1}(f_k)$ 、 $Z_{HPA\#2}(f_k)$ 、 $Z_{HPA\#3}(f_k)$ に応じて変化するものとする。また、信号がローノイズアンプ22-1~22-3それぞれを通過する際に、振幅及び複素位相が $Z_{LNA\#1}(f_k)$ 、 $Z_{LNA\#2}(f_k)$ 、 $Z_{LNA\#3}(f_k)$ に応じて変化するものとする。ここでは一般的な条件として周波数依存性があるものとし、第k周波数成分に対する周波数「 $(f_k)$ 」の表記を行っている。

#### 【0155】

ここで、例えば、無線モジュール25-1及び無線モジュール25-2から試験用の無線モジュール25-3に信号を送信する場合のチャンネル情報について説明する。ここでは、無線モジュール25-1のアンテナ素子24-1と、無線モジュール25-3のアンテナ素子24-3との間の空間上のチャンネル情報が $h_1(f_k)$ で表され、無線モジュール25-2のアンテナ素子24-2と無線モジュール25-3のアンテナ素子24-3との間の空間上のチャンネル情報が $h_2(f_k)$ で表されている。

#### 【0156】

このとき、実際に無線モジュール25-1から無線モジュール25-3に信号を送信する際のチャンネル情報は、空間上の $h_1(f_k)$ にハイパワーアンプ21-1の通過に伴う変化を示す係数 $Z_{HPA\#1}(f_k)$ 、及びローノイズアンプ22-3の通過に伴う変化を示す係数 $Z_{LNA\#3}(f_k)$ が乗算された値として観測される。

同様に、無線モジュール25-2から無線モジュール25-3に信号を送信する際のチャンネル情報は、空間上の $h_2(f_k)$ にハイパワーアンプ21-2の通過に伴う変化を示す係数 $Z_{HPA\#2}(f_k)$ 、及びローノイズアンプ22-3の通過に伴う変化を示す係数 $Z_{LNA\#3}(f_k)$ が乗算された値として観測される。

#### 【0157】

したがって、無線モジュール25-1から無線モジュール25-3へのチャンネルは、 $Z_{HPA\#1}(f_k) \cdot h_1(f_k) \cdot Z_{LNA\#3}(f_k)$ で表される。また、無線モジュール25-2から無線モジュール25-3へのチャンネルは、 $Z_{HPA\#2}(f_k) \cdot h_2(f_k) \cdot Z_{LNA\#3}(f_k)$ で表される。このため、無線モジュール25-1と無線モジュール25-2の間では、チャンネル情報 $h_1(f_k)$ と $h_2(f_k)$ の差に加えて、相対的に $Z_{HPA\#2}(f_k) / Z_{HPA\#1}(f_k)$ の差が発生する。

10

20

30

40

50

## 【 0 1 5 8 】

この状況は受信側においても同様であり、無線モジュール 25 - 3 から送信された信号を無線モジュール 25 - 1 にて受信する場合、チャンネル情報は空間上の  $h_1(f_k)$  にハイパワーアンプ 21 - 3 の通過に伴う変化を示す係数  $Z_{HPA\#3}(f_k)$  と、ローノイズアンプ 22 - 1 の通過にともなる変化を示す係数  $Z_{LNA\#1}(f_k)$  とが乗算された値として観測される。

同様に、無線モジュール 25 - 3 から送信された信号を無線モジュール 25 - 2 にて受信する場合、チャンネル情報は空間上の  $h_2(f_k)$  にハイパワーアンプ 21 - 3 の通過に伴う変化を示す係数  $Z_{HPA\#3}(f_k)$  と、ローノイズアンプ 22 - 2 の通過に伴う変化を示す係数  $Z_{LNA\#2}(f_k)$  とが乗算された値として観測される。

10

## 【 0 1 5 9 】

したがって、無線モジュール 25 - 3 から無線モジュール 25 - 1 へのチャンネルは、 $Z_{HPA\#3}(f_k) \cdot h_1(f_k) \cdot Z_{LNA\#1}(f_k)$  で表される。また、無線モジュール 25 - 3 から無線モジュール 25 - 2 へのチャンネルは、 $Z_{HPA\#3}(f_k) \cdot h_2(f_k) \cdot Z_{LNA\#2}(f_k)$  で表される。このため、無線モジュール 25 - 1 と無線モジュール 25 - 2 との間では、チャンネル情報  $h_1(f_k)$  と  $h_2(f_k)$  の差に加えて、相対的に  $Z_{LNA\#2}(f_k) / Z_{LNA\#1}(f_k)$  の差が発生する。

## 【 0 1 6 0 】

上述したように、実施形態における基地局装置は、受信したトレーニング信号に対して長時間平均をとることにより、各アンテナ素子に接続されているローノイズアンプ 22 - 1 ~ 22 - 3 による変化を含むチャンネル情報をアップリンクにて取得可能である。

20

しかし、基地局装置はダウンリンクにおけるチャンネル情報を直接求めることができない。そこで、アップリンクのチャンネル情報から換算することで、ダウンリンクのチャンネル情報を取得する。この換算のためには、各アンテナ素子 24 - 1 ~ 24 - 3 に接続されているローノイズアンプ 22 - 1 ~ 22 - 3 及びハイパワーアンプ 21 - 1 ~ 21 - 3 の個体差の影響をキャンセルする必要がある。

## 【 0 1 6 1 】

そこで、基地局装置の製造段階において、リファレンスとなる試験用の無線モジュール 25 - 3 を用意し、試験用の無線モジュール 25 - 3 のアンテナ端子と、無線モジュール 25 - 1、25 - 2 のアンテナ端子とを直接ケーブルで接続し、伝搬路上のチャンネル情報が共通の値となる環境で、ハイパワーアンプ 21 - 1 ~ 21 - 3 及びローノイズアンプ 22 - 1 ~ 22 - 3 による変化を含むチャンネル情報を測定し、測定したチャンネル情報を用いて補正を行う。

30

## 【 0 1 6 2 】

図 18 は、キャリブレーションの概要を示す図である。同図において、符号 26 - 1 ~ 26 - 3 はアンテナ端子を示し、符号 27 は同軸ケーブルを示している。なお、図 17 に示した機能部と同じ機能部には同じ符号を付している。

図 18 (A) は、無線モジュール 25 - 3 と無線モジュール 25 - 1 とを同軸ケーブルで接続した構成を示している。図 18 (B) は、無線モジュール 25 - 3 と無線モジュール 25 - 2 とを同軸ケーブルで接続した構成を示している。図 17 が実際の空間上を信号が伝搬した状態を示しているのに対して、図 18 がアンテナ素子を介さずに同軸ケーブル上を信号が伝搬した状態を示している。

40

## 【 0 1 6 3 】

無線モジュール 25 - 1、25 - 2 と、無線モジュール 25 - 3 とを接続する伝搬路としての同軸ケーブル 27 のチャンネル情報は、 $h_0(f_k)$  である。

このとき、無線モジュール 25 - 1 から無線モジュール 25 - 3 へのチャンネル情報は、 $Z_{HPA\#1}(f_k) \cdot h_0(f_k) \cdot Z_{LNA\#3}(f_k)$  で表される。無線モジュール 25 - 2 から無線モジュール 25 - 3 へのチャンネル情報は、 $Z_{HPA\#2}(f_k) \cdot h_0(f_k) \cdot Z_{LNA\#3}(f_k)$  で表される。

また、無線モジュール 25 - 3 から無線モジュール 25 - 1 へのチャンネル情報は、 $Z_H$

50

$Z_{HPA\#3}(f_k) \cdot h_0(f_k) \cdot Z_{LNA\#1}(f_k)$  で表され、無線モジュール 25-3 から無線モジュール 25-2 へのチャネル情報は、 $Z_{HPA\#3}(f_k) \cdot h_0(f_k) \cdot Z_{LNA\#2}(f_k)$  で表される。

【0164】

そこで、これらのチャネル情報を測定した後に、次式(14)及び式(15)で表されるキャリブレーション係数  $C_1(f_k)$ 、 $C_2(f_k)$  を算出しておく。

【0165】

【数14】

$$C_1(f_k) = \{Z_{HPA\#1}(f_k) \cdot h_0(f_k) \cdot Z_{LNA\#3}(f_k)\} \times \{Z_{HPA\#3}(f_k) \cdot h_0(f_k) \cdot Z_{LNA\#1}(f_k)\}^{-1} \quad 10$$

$$= \left\{ \frac{Z_{HPA\#1}(f_k)}{Z_{LNA\#1}(f_k)} \right\} \times \left\{ \frac{Z_{LNA\#3}(f_k)}{Z_{HPA\#3}(f_k)} \right\}$$

… (14)

【0166】

【数15】

$$C_2(f_k) = \{Z_{HPA\#2}(f_k) \cdot h_0(f_k) \cdot Z_{LNA\#3}(f_k)\} \times \{Z_{HPA\#3}(f_k) \cdot h_0(f_k) \cdot Z_{LNA\#2}(f_k)\}^{-1} \quad 20$$

$$= \left\{ \frac{Z_{HPA\#2}(f_k)}{Z_{LNA\#2}(f_k)} \right\} \times \left\{ \frac{Z_{LNA\#3}(f_k)}{Z_{HPA\#3}(f_k)} \right\}$$

… (15)

【0167】

先ほど、無線モジュール 25-3 から無線モジュール 25-1 へのチャネル情報は  $Z_{HPA\#3}(f_k) \cdot h_1(f_k) \cdot Z_{LNA\#1}(f_k)$  で表され、無線モジュール 25-3 から無線モジュール 25-2 へのチャネル情報は  $Z_{HPA\#3}(f_k) \cdot h_2(f_k) \cdot Z_{LNA\#2}(f_k)$  で表されると説明した。これらに式(14)及び式(15)のキャリブレーション係数  $C_1(f_k)$ 、 $C_2(f_k)$  を乗算すると次式(16)及び式(17)が得られる。

【0168】

【数16】

$$\{Z_{HPA\#3}(f_k) \cdot h_1(f_k) \cdot Z_{LNA\#1}(f_k)\} \times C_1(f_k) = Z_{HPA\#1}(f_k) \cdot h_1(f_k) \cdot Z_{LNA\#3}(f_k)$$

… (16)

40

【0169】

【数17】

$$\{Z_{HPA\#3}(f_k) \cdot h_2(f_k) \cdot Z_{LNA\#2}(f_k)\} \times C_2(f_k) = Z_{HPA\#2}(f_k) \cdot h_2(f_k) \cdot Z_{LNA\#3}(f_k)$$

… (17)

【0170】

式(16)及び式(17)の右辺は、先ほど説明した、無線モジュール 25-1 から無

50

線モジュール 25 - 3 へのチャンネル情報、及び、無線モジュール 25 - 2 から無線モジュール 25 - 3 へのチャンネル情報に一致している。

このように、式 (14) 及び式 (15) に相当するキャリブレーション係数を基地局装置の製造段階において取得しておき、これらを基地局装置内に記憶しておくことにより、これらのキャリブレーション係数を用いてアップリンクのチャンネル情報からダウンリンクのチャンネル情報を算出することができる。

#### 【0171】

なお、以下の実施形態では、これらのキャリブレーション係数を予め取得し、その値をデジタル信号処理上で利用する場合の説明を中心に行うが、当然ながらアナログ回路上において、これらのキャリブレーション係数が全てほぼ一定の値（複素位相が一定値であれば、絶対値そのものには差があっても構わない）となるように基地局装置内で調整を行っていけば、全てのキャリブレーション係数が 1 であるとみなした処理に読み替えることも可能である。同様に、アップリンクとダウンリンクの複素位相が一定値となるように調整されている場合にも、結果的に式 (14) 及び式 (15) で示されるキャリブレーション係数の複素位相が全てのアンテナ素子でほぼ一定値になるため、同様の効果を得ることができる。

#### 【0172】

以上説明したように、見通し波及び安定的な反射波を抽出する形で、基地局装置のアンテナ素子と各端末装置のアンテナ素子と間のアップリンク及びダウンリンクのチャンネル情報を取得することが可能になる。このチャンネル情報を用いることで通信において固定的に用いる送信ウエイト及び受信ウエイトを求めることが可能になる。この送信ウエイトは、基地局装置の複数のアンテナ素子から端末装置のアンテナ素子に送信された複数の信号が、端末装置のアンテナ素子において同位相合成されるように設定される。受信ウエイトは、端末装置のアンテナ素子から送信された信号を基地局装置の複数のアンテナ素子で受信した複数の信号を同位相合成できるように設定される。つまり、送信ウエイト及び受信ウエイトは、同時に空間多重する端末装置の組み合わせに依存せず、各端末装置に対して独立に設定可能である。これらの送信ウエイト及び受信ウエイトを用いて行う本発明関連技術について、装置構成及び処理フローの詳細を以下に示す。

#### 【0173】

##### [本発明のベースとなる関連技術の構成例]

本発明のベースとなる関連技術の構成例では、複数のアンテナ素子を備える基地局装置と、基地局装置と通信をする複数の端末装置を具備する無線通信システムを例にして説明を行う。まず本発明の具体的な実施形態を説明する前に、その実施形態のベースとなる関連技術の構成例を先に説明する。

#### 【0174】

##### (本発明関連技術における基地局装置の構成例)

図 19 は、本発明関連技術の構成例における基地局装置 10 の構成を示す概略ブロック図である。同図に示すように、基地局装置 10 は、受信部 100、送信部 140、送受信ウエイト算出部 120、インタフェース回路 170、MAC 層処理回路 180、通信制御回路 110 及び記憶回路 115 を備えている。MAC 層処理回路 180 はスケジューリング処理回路 181 を有している。

基地局装置 10 は、インタフェース回路 170 を介して、外部機器ないしはネットワークとのデータの入出力を行う。インタフェース回路 170 は、入力されるデータのうち、無線回線上で転送すべきデータを検出し、検出したデータを MAC 層処理回路 180 に出力する。MAC 層処理回路 180 は、基地局装置 10 全体の動作の管理制御を行う通信制御回路 110 の指示に従い、MAC 層に関する処理を行う。ここで、MAC 層に関する処理には、インタフェース回路 170 で入出力されるデータと、無線回線上で送受信されるデータの変換、MAC 層のヘッダ情報の付与などが含まれる。この処理の中で、スケジューリング処理回路 181 は、同時に空間多重を行う端末装置の組み合わせを含む各種スケジューリング処理を行う。スケジューリング処理回路 181 は、スケジューリング結果を

10

20

30

40

50



通信制御回路 110 に出力する。

【0175】

空間多重伝送では、送信時には複数の端末装置宛に一度に信号を送信するため、複数系統の信号系列がMAC層処理回路180から送信部140に出力される。また、受信時には複数の端末装置から送信された複数系統の信号系列が受信部100からMAC層処理回路180に出力される。送受信ウエイト算出部120は、受信部100と送信部140とが空間多重してデータを送受信する際に用いる受信ウエイト及び送信ウエイトを管理する。

記憶回路115は、無線通信システムにおいて各端末装置の様々な情報など（例えば、SNR情報、時変動の程度の情報や最適伝送モードなどに関する情報など）を予め記憶している。記憶回路115が記憶している端末装置のSNR情報や最適伝送モードなどの情報は、スケジューリング実施時において用いられる。なお、この記憶回路115は本発明の実施形態及びその関連技術の双方において、必ずしも必要ではなく、場合によっては省略する構成とすることも可能である。

以下、基地局装置10における受信（アップリンク）に係る構成（受信部100）と、送信（ダウンリンク）に係る構成（送信部140）とに分けて説明する。

【0176】

図20は、本発明関連技術の構成例における基地局装置10が備える受信部100の構成の一例を示す概略ブロック図である。同図に示すように、受信部100は、アンテナ素子101-1~101-K、TDDスイッチ102-1~102-K、ローノイズアンプ（LNA）103-1~103-K、ローカル発振器104、ミキサ105-1~105-K、フィルタ106-1~106-K、A/D変換器107-1~107-K、FFT回路108-1~108-K、及び受信信号処理回路109-1~109-Lを備えている。受信信号処理回路109-1~109-Lと、TDDスイッチ102-1~102-Kとは、図19に示した通信制御回路110に接続されている。また、FFT回路108-1~108-Kと、受信信号処理回路109-1~109-Lは、図19に示した送受信ウエイト算出部120と接続されている。なお、アンテナ素子101-1~101-Kは、図14におけるアンテナ素子13-1~13-4に対応する。また、本構成例ではTDD方式を前提として説明を行なうが、後述する実施形態にも示すとおり、原理的にはFDD方式にも拡張可能である。

【0177】

本構成例の基地局装置10には、K個のアンテナ素子101-1~101-Kそれぞれに対応する、TDDスイッチ102-1~102-KからA/D変換器107-1~107-Kまでの回路が並列に設けられ、A/D変換器107-1~107-Kの出力にFFT回路108-1~108-Kが接続されている。また、アップリンクのチャンネル情報からダウンリンクのチャンネル情報を推定するために、送受信で同一のアンテナ素子101-1~101-Kを用いている。TDDスイッチ102-1~102-Kが送信信号と受信信号との流れを切り替えている。

【0178】

TDDスイッチ102-1~102-Kは、アンテナ素子101-1~102-Kを介して受信した信号をローノイズアンプ103-1~103-Kに出力する。ローノイズアンプ103-1~103-Kは、TDDスイッチ102-1~102-Kから出力される信号を増幅して、ミキサ105-1~105-Kに出力する。ローカル発振器104は、予め定められた周波数を有する局部発振信号を生成し、生成した局部発振信号を各ミキサ105-1~105-Kに出力する。ここで、各ミキサ105-1~105-Kに入力される局部発振信号は同一の信号であり、周波数及び位相がそろった局部発振信号が各ミキサ105-1~105-Kに入力される。

【0179】

ミキサ105-1~105-Kは、ローノイズアンプ103-1~103-Kから入力された信号に対し、ローカル発振器104から入力される局部発振信号を乗算してダウン

10

20

30

40

50

コンバートしてフィルタ106-1~106-Kに出力する。フィルタ106-1~106-Kは、ミキサ105-1~105-Kがダウンコンバートした信号に含まれる受信すべきチャンネルの帯域外の信号を除去し、A/D変換器107-1~107-Kに出力する。

#### 【0180】

A/D変換器107-1~107-Kは、フィルタ106-1~106-Kから入力されるベースバンド信号をデジタル化する。FFT回路108-1~108-Kは、A/D変換器107-1~107-Kから入力されるデジタル・ベースバンド信号が通常データ通信信号を含む信号であれば、当該デジタル・ベースバンド信号を周波数成分ごとの信号に分離する。この際、FFT回路108-1~108-Kは、各周波数成分の信号に対して、OFDMシンボル(ないしはブロック伝送のブロック)ごとにガードインターバルを除去し、残りのサンプリングデータに対してFFT処理を施し、時間軸上の信号を周波数軸上の信号に変換し、当該信号を受信信号処理回路109-1~109-Lに出力する。更に、FFT回路108-1~108-Kは、通信制御回路110の制御に応じて、入力されるデジタル・ベースバンド信号が通常データ通信信号と異なるチャンネル推定用のトレーニング信号であれば、当該信号を送受信ウエイト算出部120に出力する。FFT回路108-1~108-Kに入力されるデジタル・ベースバンド信号がデータ通信信号を含む信号であるか、それとは異なるトレーニング信号であるかの判定は、通信制御回路110が行う。

10

#### 【0181】

ここで、「通常データ通信信号と異なるチャンネル推定用のトレーニング信号」とは、本構成例において送受信ウエイトの算出に用いるチャンネル情報の推定処理において使用される図16に示すトレーニング信号3-1~3-3信号であって、無線通信におけるユーザ・データないしは各種制御情報を収容した無線パケットとは全く異なる信号である。本関連技術では一部の構成例を除き、通常データ通信とは異なる信号処理(以下の図23に示すチャンネル情報の短時間平均化処理等)を行う必要があり、この信号は図16にて説明した通り、従来のOFDM信号等とは異なるため、信号処理の内容も微妙に異なる。このため、FFT回路108-1~108-Kでは、この通常データ通信信号と異なるチャンネル推定用のトレーニング信号に対しては、FFTに伴う一連の処理を施さず、デジタル・ベースバンド信号のまま送受信ウエイト算出部120に出力し、送受信ウエイト算出部120においてFFTを含む処理を実施する機能が実装されているものとしている。ただ、詳細は後述するが、ここに記載された機能を実現するために、他の機能ブロックに同等の処理を実施することで代替することは当然可能であり、それも本関連技術の実現方法の一部であるとみなす。

20

30

#### 【0182】

受信信号処理回路109-1~109-Lは、それぞれが、空間多重を用いてデータを送信する端末装置ないしは空間多重された信号系列に対応付けられ、受信信号から対応する端末装置のデータを検出する信号検出処理を行う。具体的には、受信信号処理回路109-1~109-Lは、各周波数成分に分離した信号に対して、それぞれに割り当てられた送信元の端末装置に対応する受信ウエイトを送受信ウエイト算出部120から入力し、周波数成分ごとに受信ウエイトを乗算する。受信信号処理回路109-1~109-Lは、周波数成分ごとに、アンテナ素子101-1~101-Kそれぞれに対し、受信ウエイトを乗算した信号を加算合成し、加算合成した信号に対して信号検出処理を行い、得られたデータ出力#1~#LをMAC層処理回路180に出力する。

40

#### 【0183】

具体的には、受信信号処理回路109-1~109-Lは、OFDM(A)変調方式が用いられている場合、加算合成された信号に対してサブキャリアごとの復調処理を行い、SC-FDEが用いられている場合、加算合成された各周波数成分の信号に対し周波数軸上での信号等化処理を施し、その信号をIFFT処理で合成した信号に対する復調処理を行う。ここでの復調処理には、加算合成等の信号処理が施された後の信号に対するチャネ

50

ル推定を含み、ここで推定されたチャネル情報を基に信号検出処理が行われる。更に、必要に応じて誤り訂正の復号処理を施し、データを出力する。M A C層処理回路180におけるM A C層上での信号処理などは、公知の技術を用いた処理と同じであり、ここでは説明を省略する。

#### 【0184】

受信信号処理回路109-1~109-Lが信号処理を行う際、送信元の端末装置ごとに異なる受信ウエイトを用いる必要がある。通信制御回路110は、一連の通信に係る制御全般を管理するが、特に、どのタイミングでどの端末装置からの信号を受信するか、どの受信ウエイトを用いるのかを管理する。そのため、本構成例における基地局装置10と端末装置との間のアクセス制御は、基地局装置10の集中制御により管理している。

10

#### 【0185】

なお、補足であるが、通信制御回路110は、自装置(基地局装置10)と端末装置との間のタイミングの同期に関して、GPS等を用いた絶対的な時刻・タイミングの同期を用いるようにしてもよい。

また、絶対的な時刻の同期の他にも、基地局装置10と端末装置との間の大まかな距離が分かっているならば、その距離に相当する伝搬遅延を端末装置に事前に設定しておき、端末装置は、基地局装置10のタイミングの基準となる信号の受信時刻に対し、所定のオフセットとして伝搬遅延を減算した時間にアップリンクの信号を送信開始するようにしてもよい。

20

#### 【0186】

具体的には、時分割多元接続(Time Division Multiple Access: TDMA)を用いたアクセス制御の例を用いれば、端末装置は、TDMAフレーム先頭のプリアンブル等のタイミング検出により得られるフレームタイミングを基準とし、フレーム内のスロット割り当ての内容を把握して通信の動作を行う。通常であれば、アップリンクのタイムスロットのタイミングで信号を送信するが、いわゆるタイム・アライメントと呼ばれる制御では、伝搬遅延を見込んでその遅延分だけ端末が自らの認識しているタイミングに対して先行した時間のタイミングで信号の送信を開始し、結果的に基地局装置10にその信号が到着する時刻を、基地局が認識しているタイミング通りになるように調整する。

#### 【0187】

この際に必要となる調整量は、実際の信号は基地局装置10から端末装置、更に基地局装置10へと往復することになるため、端末装置は伝搬遅延の2倍の時間だけ前倒しで送信を開始することになる。なお、このタイミングの調整は必ずしも端末装置で行わなくてもよく、基地局装置10が自装置と端末装置との距離ないしはその距離に相当する伝搬遅延を把握することができれば、基地局装置10において信号が受信される時刻をその時間分(伝搬遅延の2倍)だけ後ろ倒しに調整することで、タイミング調整を行うことも可能である。ないしは、直接的に基地局装置から端末装置に対し、その時間分だけ前倒した時間を送信タイミングであると指示を行ってもよい。

30

このように、GPSを用いた絶対時刻の同期ないしはタイム・アライメント制御等のいずれかの手段で把握したタイミングで基地局装置10は受信処理を開始し、シンボルタイミングも既知として処理を行うことが可能である。これらのタイミング制御、アクセス制御、TDDスイッチ102-1~102-Kの切り替え、受信ウエイトを読み出すときにおける送信元である端末装置情報の提供など、これらを合わせて全て通信制御回路110が制御・管理を行う。

40

#### 【0188】

次に、送受信ウエイト算出部120の構成について説明する。

図21は、本発明関連技術の構成例における送受信ウエイト算出部120の構成例を示す概略ブロック図である。同図に示すように、送受信ウエイト算出部120は、チャネル情報短時間平均回路121、相対成分取得回路122、チャネル情報長時間平均回路123、受信ウエイト算出回路124、受信ウエイト記憶回路125、キャリアレーション回路126、送信ウエイト算出回路127、送信ウエイト記憶回路128、及びキャリアレ

50

ーション係数記憶回路129を有している。なお、以下に示す説明におけるチャンネル情報、送受信ウエイト、キャリブレーション係数等は、全て周波数成分ごとに異なるものであり、それらは周波数成分ごとに個別に算出、処理、記録、管理されるものである。

【0189】

チャンネル情報短時間平均回路121は、通信制御回路110の指示に従い、FFT回路108-1~108-Kから入力される信号に対してトレーニング信号の短時間平均化処理(必要に応じ周波数誤差補償を行い、更に時間軸上の信号をFFT処理により周波数成分ごとに分離する)を行い、端末装置ごとに、端末装置とアンテナ素子101-1~101-Kそれぞれとの間のアップリンクのチャンネル情報を周波数成分ごとに取得する。相対成分取得回路122は、例えばアンテナ素子101-1の複素位相を基準とし、各アンテナ素子101-1~101-Kそれぞれのチャンネル情報のアンテナ素子101-1との相対成分を取得する。チャンネル情報長時間平均回路123は、端末装置ごとに、相対成分取得回路122が取得した離散的な時刻に取得された複数回分のアンテナ素子101-1~101-Kそれぞれに対する相対成分から、アンテナ素子101-1~101-Kそれぞれに対する相対成分の平均値を算出する長時間平均化処理を行い、算出した平均値をチャンネル情報として出力する。

10

【0190】

受信ウエイト算出回路124は、チャンネル情報長時間平均回路123が出力したチャンネル情報に基づいて、端末装置ごとにアンテナ素子と周波数成分の各組み合わせに対応する受信ウエイトを算出し、算出した受信ウエイトを受信ウエイト記憶回路125に出力する。受信ウエイト記憶回路125は、受信ウエイト算出回路124が出力した受信ウエイトと、端末装置、アンテナ素子及び周波数の組み合わせとを対応付けて記憶する。

20

【0191】

キャリブレーション回路126は、チャンネル情報長時間平均回路123が出力したチャンネル情報に予め定められたキャリブレーション係数を乗算してダウンリンクのチャンネル情報を取得する。送信ウエイト算出回路127は、キャリブレーション回路126が取得したダウンリンクのチャンネル情報に基づいて、端末装置ごとにアンテナ素子と周波数成分の各組み合わせに対応する送信ウエイトを算出し、算出した送信ウエイトを送信ウエイト記憶回路128に出力する。送信ウエイト記憶回路128は、送信ウエイト算出回路127が出力した送信ウエイトと、端末装置、アンテナ素子及び周波数の組み合わせとを対応付けて記憶する。

30

キャリブレーション係数記憶回路129には、アンテナ素子101-1~101-Kごとに、アップリンクのチャンネル情報から、ダウンリンクのチャンネル情報を算出する際に用いる各周波数及び各アンテナ素子におけるキャリブレーション係数を予め記憶している。なお、送信ウエイト記憶回路128は、基地局装置10が備えるアップリンクに係る構成の一部にもなっている。

【0192】

なお、送受信ウエイト算出部120にて行うチャンネル情報の推定に係わる一連の処理、及びそれに後続する送受信ウエイトの算出とその記憶等の一連の処理は、全て周波数成分ごとに行われる。つまり、式(11)又は式(13)を用いて行う周波数誤差を推定した後は、周波数誤差を補正した式(10)で与えられる短時間平均化後の各mに対するサンプリングデータ $S_m$ に対してFFT処理を行い、各周波数成分に分離することでアップリンクの短時間平均化されたチャンネル情報を取得した後、それを基に各周波数成分に対して一連の処理を行う。

40

【0193】

図22は、本発明背景技術の構成例における基地局装置10における送信部140の構成の一例を示す図である。同図に示すように、送信部140は、送信信号処理回路141-1~141-L、加算合成回路142-1~142-K、IFFT&GI付与回路143-1~143-K、D/A変換器144-1~144-K、ローカル発振器145、ミキサ146-1~146-K、フィルタ147-1~147-K、及びハイパワーアンプ

50

(HPA) 148-1~148-Kを更に備えている。送信信号処理回路141-1~141-Lと、TDDスイッチ102-1~102-Kとは、図19に示した通信制御回路110に接続されている。また、送信信号処理回路141-1~141-Lは、図19に示した送受信ウエイト算出部120に接続されている。ここで、アンテナ素子101-1~101-K、及びTDDスイッチ102-1~102-Kは、アップリンクに係る構成(受信側)とで共通に用いられる。実際には、基地局装置10において、アップリンクに係る構成と、ダウンリンクに係る構成とが一体となって動作するものであるが、説明の都合上、分けて説明をしている。

#### 【0194】

送信信号処理回路141-1~141-Lは、それぞれが、空間多重を用いてデータを送信する宛先の端末装置に対応付けられ、対応付けられた端末装置に送信するデータに対して信号処理を行う。具体的には、送信信号処理回路141-1~141-Lは、送信すべきデータ入力#1~#LがMAC層処理回路180から入力されると、OFDM(A)変調方式又はSC-FDEにおける所定の送信処理を実行する。データ入力#1~#Lは、宛先の端末装置ないしは空間多重する信号系列それぞれに対応するデータであり、宛先の端末装置に対応付けられた送信信号処理回路141-1~141-Lに入力される。送信信号処理回路141-1~141-Lは、基地局装置10においてOFDM(A)変調方式が用いられる場合、誤り訂正符号化の後にサブキャリアごとの信号の変調処理を行う。送信信号処理回路141-1~141-Lは、送信ウエイト記憶回路128に記憶されている送信ウエイトのうち、それぞれに割り当てられた宛先の端末装置に対応する各アンテナ素子101-1~101-Kそれぞれの送信ウエイトを送信ウエイト記憶回路128から読み出し、変調処理を行ったサブキャリアごとの信号に対し、読み出した送信ウエイトをサブキャリアごとに乗算する。

#### 【0195】

また、送信信号処理回路141-1~141-Lは、基地局装置10においてSC-FDEが用いられる場合、誤り訂正符号化の後にシングルキャリアの変調処理が施された信号を、送信信号のブロック単位でFFTにより各周波数成分に分離する。送信信号処理回路141-1~141-Lは、送信ウエイト記憶回路128に記憶されている送信ウエイトのうち、宛先の端末装置に対応した送信ウエイトを読み出し、周波数成分に分離した信号に対し、読み出した送信ウエイトを周波数成分ごとに乗算する。

その後、送信信号処理回路141-1~141-Lは、OFDM(A)変調方式及びSC-FDEのいずれが用いられる場合においても、送信ウエイトを乗算したアンテナ素子ごとの各周波数成分の信号を加算合成回路142-1~142-Kに出力する。加算合成回路142-1~142-Kは、送信信号処理回路141-1~141-Lが生成した信号を周波数成分ごとに合成し、IFFT&GI付与回路143-1~143-Kに出力する。IFFT&GI付与回路143-1~143-Kは、加算合成回路142-1~142-Kにおいて合成された信号に対しIFFT処理を施し、周波数軸上から時間軸上の信号に変換し、更にガードインターバルを付与し、必要に応じて波形整形を行い送信すべきデジタル・ベースバンド信号を生成し、D/A変換器144-1~144-Kに出力する。なお、デジタル・ベースバンド信号は、アンテナ素子101-1~101-Kそれぞれに対応し、個別に信号処理される。

#### 【0196】

D/A変換器144-1~144-Kは、IFFT&GI付与回路143-1~143-Kから入力された信号をアナログ信号に変換しミキサ146-1~146-Kに出力する。

ローカル発振器145は、アップコンバートに用いられる局部発振信号であって所定の周波数を有する局部発振信号をミキサ146-1~146-Kに出力する。

ミキサ146-1~146-Kは、D/A変換器144-1~144-Kから入力されるアナログ信号に対し、ローカル発振器145から入力される局部発振信号を乗算して無線周波数にアップコンバートした信号をフィルタ147-1~147-Kに出力する。な

10

20

30

40

50

お、ミキサ146-1~146-Kに入力される局部発振信号は同一の信号であり、周波数及び位相がそろった局部発振信号が各ミキサ146-1~146-Kに入力される。

【0197】

フィルタ147-1~147-Kは、ミキサ146-1~146-Kから入力される信号に含まれ送信すべきチャンネルの帯域外の信号を除去し、ハイパワーアンプ148-1~148-Kに出力する。

ハイパワーアンプ148-1~148-Kは、フィルタ147-1~147-Kから入力される信号を増幅し、TDDスイッチ102-1~102-Kを介してアンテナ素子101-1~101-Kより送信する。

通信制御回路110は、更に、送信タイミングや、宛先の端末装置の管理、TDDスイッチ102-1~102-Kの切り替えの制御を行う。

10

【0198】

なお、以上の説明では、IFFT&GI付与回路143-1~143-Kにおいて行う信号処理が加算合成回路142-1~142-Kの後段において処理される場合について説明を行ったが、IFFT&GI付与回路143-1~143-Kにおいて行う信号処理を送信信号処理回路141-1~141-Lにて実施し、時間軸上のデジタル・サンプリングデータとした上で、各サンプリング時刻のサンプリングデータを加算合成回路142-1~142-Kにて全宛先の端末局に亘り加算合成するという処理に置き換えても、同等の信号処理が可能であり、どちらの構成を選択しても構わない。ただし、この場合、IFFTを行う回数が上記説明よりも多くなるため、全体的な回路規模抑制の観点からは図22の構成が好ましいと思われる。

20

【0199】

(チャンネル推定から送受信ウエイトの算出処理)

以下、図23から図27を用いて、本構成例の基地局装置10におけるチャンネル推定から送信ウエイト及び受信ウエイトの算出までの処理を説明する。これらの一連処理は、端末装置と通信を開始する前に行うことが基本であるが、一旦、これらの処理を行った上で、逐次学習を行いながらチャンネル情報の精度の向上、すなわち送信ウエイト及び受信ウエイトの精度の向上を図ることも可能である。

また、基地局装置10は、ブロードバンドサービスの中で利用されることを想定し、ある程度の帯域幅で通信を行う場合を対象とした。このため、OFDM(A)変調方式や、SC-FDE等の通信方式が用いられることを想定し、ブロック単位で各周波数成分を分離して信号処理をする説明を行っている。

30

【0200】

アップリンクのチャンネル推定においては、例えば、図16に示したようなトレーニング信号を端末装置から連続的に送信し、それを基地局装置10が受信し、比較的短い時間での平均化処理(図23)を行う。更に、基地局装置10において、各アンテナ素子101-1~101-Kそれぞれの相対的なチャンネル情報の差を示す相対成分を取得し(図24)、長時間での平均化処理(図25)を行う3段階の信号処理を行う。

このようにして求めたアップリンクのチャンネル情報に対し、キャリブレーション係数を乗算してダウンリンクのチャンネル情報を取得し(図26)、アップリンク及びダウンリンクのチャンネル情報に基づいて送信ウエイト及び受信ウエイトを算出する(図27)。

40

以下、各処理を説明する。

【0201】

図23は、本発明背景技術の構成例におけるアップリンクのチャンネル情報を取得する短時間平均化処理を示すフローチャートである。

基地局装置10において、チャンネル情報短時間平均回路121は、端末装置から短時間平均化用のチャンネル推定のトレーニング信号の受信が開始されると(ステップS101)、サンプリングのカウンタとしてのm及びMをゼロにリセットする(ステップS102)。ここで、カウンタとは、式(10)におけるm、Mのことであり、第Mシンボルの第mサンプルの意味である。チャンネル情報短時間平均回路121は、FFT回路108-1~

50

108 - Kから入力されるトレーニング信号に対してサンプリングを行い、サンプリングした信号を $S_m^{(M)}$ とする(ステップS103)。

【0202】

チャンネル情報短時間平均回路121は、サンプリング周期 $t$ が経過するたびに、カウンタ $m$ に「1」を加算し(ステップS104)、カウンタ $m$ がデータ数 $N$ と一致した( $m = N$ )か否かを判定し(ステップS105)、カウンタ $m$ がデータ数 $N$ と一致していない( $m < N$ )場合(ステップS105:NO)、ステップS103に処理を戻し、ステップS103~S105を繰り返す。ここで、データ数 $N$ は、1シンボル当たりのサンプル数であり、予め定められた値である。

一方、カウンタ $m$ がデータ数 $N$ と一致した場合(ステップS105:YES)、チャンネル情報短時間平均回路121は、1シンボル分のサンプリングが完了したとみなし、次のシンボルをサンプリングするために、カウンタ $m$ に0を代入し、カウンタ $M$ に「1」を加算する(ステップS106)。

【0203】

チャンネル情報短時間平均回路121は、カウンタ $M$ が所定の値(式(10)の $M_0$ )に達したか否かに応じてサンプリング終了か否かを判定し(ステップS107)、一続きのサンプリングが完了していない場合(ステップS107:NO)、ステップS103に処理を戻し、ステップS103~S106の処理を繰り返して行う。ここで、一続きのサンプリングとは、予め定められたシンボル数 $M_0$ のサンプリングのことである。

一方、一続きのサンプリングが完了した場合(ステップS107:YES)、チャンネル情報短時間平均回路121は、式(12)を用いて $\hat{S}(M, M')$ を算出し(ステップS108)、式(13)の解ないしは式(11)を最大にする周波数誤差 $f$ を算出する(ステップS109)。

【0204】

チャンネル情報短時間平均回路121は、算出した周波数誤差 $f$ を用い、式(10)から複数周期に亘り加算平均化されたサンプリングデータ $\sim S_m$ を算出する(ステップS110)。

チャンネル情報短時間平均回路121は、短時間平均されたサンプリングデータ $\sim S_m$ に対してFFTを行い、各周波数成分の情報を算出し(ステップS111)、短時間平均化の処理を終了する(ステップS112)。

なお、周波数誤差 $f$ が無視可能なほどに小さいことが事前に分かっている場合(設計上、このような設定となっている場合)、ないしは短時間平均化を行う時間( $T \times M_0$ )が十分に短く設定されている場合には、周波数誤差 $f$ の補正に相当するステップS108及びS109を省略し、 $f = 0$ としてステップS110を直接実施することも可能である。

チャンネル情報短時間平均回路121は、アンテナ素子101-1~101-Kごとに、複数の周期に亘るトレーニング信号を周期ごとに分離し、分離した各トレーニング信号を合成して短時間の平均化処理を行う。更に、各アンテナ素子101-1~101-Kで受信した信号に含まれる異なる周期を有する各周波数成分の信号をFFTにて周波数成分ごとに分離し、分離した周波数成分ごとの信号から各アンテナ素子101-1~101-Kと端末装置との間のアップリンクにおける各周波数成分のチャンネル情報を取得する。

【0205】

図24は、本発明関連技術の構成例におけるアップリンクのチャンネル情報の相対成分を取得する相対成分取得処理を示すフローチャートである。相対成分取得回路122は、チャンネル情報短時間平均回路121が第1のアンテナ素子101-1から第Kのアンテナ素子101-Kそれぞれに対応する信号に対して短時間平均化処理を終了すると(ステップS121-1~S121-K)、短時間平均化処理が終了した各アンテナ素子101-1~101-Kに対応するチャンネル情報における第 $k$ 周波数成分 $\hat{h}_1^{(k)}, \dots, \hat{h}_K^{(k)}$ がチャンネル情報短時間平均回路121から入力される(ステップS122-1~S122-K)。

10

20

30

40

50

## 【0206】

相対成分取得回路122は、第1のアンテナ素子101-1におけるチャンネル情報( $\hat{h}_1^{(k)}$ )と、その複素共役( $\hat{h}_1^{(k)*}$ )とから、オフセット値 $e^{-j\theta_1^{(k)}}$ ( $=\hat{h}_1^{(k)*}/\hat{h}_1^{(k)}$ )を算出する(ステップS123)。ここで「 $x$ 」は、 $x$ の絶対値を表す。なお、このオフセット値は周波数成分ごとに個別に求める。

相対成分取得回路122は、算出した第 $k$ 周波数成分に対するオフセット値 $e^{-j\theta_1^{(k)}}$ を各アンテナ素子101-1~101-Kに対応する第 $k$ 周波数成分 $\hat{h}_1^{(k)}$ 、...、 $\hat{h}_K^{(k)}$ に乘算し(ステップS124-1~S124-K)、相対的な複素位相関係を示すチャンネル情報 $\sim h_1^{(k)}$ 、...、 $\sim h_K^{(k)}$ を求め、処理を終了する(ステップS125-1~S125-K)。

10

上述のように、相対成分取得回路122は、第1のアンテナ素子101-1のチャンネル情報を基準として、各アンテナ素子101-1~101-Kの相対的なチャンネル情報 $\sim h_1^{(k)}$ 、...、 $\sim h_K^{(k)}$ を算出する。なお、相対成分取得回路122は、端末装置ごとに、全ての周波数成分について上記のステップS121-1~ステップS125-Kまでの処理を行い、各端末装置に対する全ての周波数成分における短時間平均のチャンネル情報の相対成分 $\sim h_1^{(k)}$ 、...、 $\sim h_K^{(k)}$ を算出する。

## 【0207】

図25は、本発明関連技術の構成例におけるアップリンクのチャンネル情報の長時間平均化処理を示すフローチャートである。上述の図23及び図24の各処理は、連続又は離散的な時間で複数回実施され、各処理において算出された短時間平均のチャンネル情報を基に、長時間平均化処理において長時間平均化されたチャンネル情報を算出する。

20

チャンネル情報長時間平均回路123は、1回目から $Q$ 回目の短時間平均化処理(相対成分取得を含む)が完了すると(ステップS131-1~S131- $Q$ )、相対成分取得回路122から短時間平均のチャンネル情報の相対成分 $\sim h_1^{(k)}[q]$ 、...、 $\sim h_K^{(k)}[q]$ ( $q=1, \dots, Q$ )が入力される(ステップS132-1~S132- $Q$ )。ここで、短時間平均のチャンネル情報の相対成分 $\sim h_1^{(k)}[q]$ は、 $q$ 回目に算出された第1のアンテナ素子101-1の第 $k$ 周波数成分に対するチャンネル情報の相対成分である。したがって、ステップS132-1~S132- $Q$ は時間的に異なるタイミングで行われる処理に相当する。なお、長時間平均化処理の対象になる回数 $Q$ は、無線通信システムを運用する環境などに基づいて予め定められる。

30

また、チャンネル情報長時間平均回路123は、次式(18)を用いて、長時間平均のチャンネル情報 $h_i^{(k)}$ ( $i=1, \dots, K$ )を算出する(ステップS133)。なお、ステップS132-1~S132- $Q$ は時間的に異なるタイミングで処理が完了するため、長時間平均化処理であるステップS133の実施までの間、このチャンネル情報の相対成分を一時的にメモリに記憶しておき、一度にステップS133を実施しても構わない。ないしは、ステップS133のによる総和の個々の加算処理を、ステップS132-1~S132- $Q$ の個々の処理が完了ごとに実施し、次の処理までの間メモリに記憶しておいて、加算の都度、それらを読み出してステップS133を実施しても構わない。

## 【0208】

40

## 【数18】

$$h_i^{(k)} = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \tilde{h}_i^{(k)}[q] \quad \dots (18)$$

## 【0209】

チャンネル情報長時間平均回路123は、各アンテナ素子101-1~101-Kごとに、各周波数成分のチャンネル情報それぞれを平均化した長時間平均のチャンネル情報 $h_i^{(k)}$

50



を算出すると、長時間平均化処理を終了する(ステップS134)。なお、後述の図27を用いて説明する受信ウエイトの算出は、ここで取得したアップリンクのチャンネル情報を用いて行われることになるが、これらの処理を行うにあたり、一時的にメモリに記憶しておいても構わない。

以上の処理により、アップリンクのチャンネル情報が直接的に取得できる。また、本構成例では、相対成分取得処理(図24)を行っているので、1回目からQ回目までの各短時間平均処理における位相のずれの影響を受けることなく長時間平均のチャンネル情報を算出することができる。なお、上述のチャンネル情報 $h_i^{(k)}$ 等の右肩の添え字 $k$ は周波数成分を識別する番号を表している。

【0210】

図26は、本発明関連技術の構成例におけるダウンリンクのチャンネル情報を取得する処理を示すフローチャートである。基地局装置10は、基地局装置10から端末装置へのダウンリンクに関しては、アップリンクのように直接的にチャンネル情報を取得することが困難なので、アップリンクのチャンネル情報を基にダウンリンクのチャンネル情報を推定する。

【0211】

基地局装置10において、キャリアレーション回路126は、チャンネル情報長時間平均回路123からアップリンクのチャンネル情報 $h_i^{(k)}$ が入力され(ステップS142)、入力されたチャンネル情報 $h_i^{(k)}$ に対する第 $i$ のアンテナ素子101- $i$ における第 $k$ 周波数成分に対応するキャリアレーション係数 $C_i^{(k)}$ をキャリアレーション係数記憶回路129から読み出す(ステップS143)。

キャリアレーション回路126は、入力されたチャンネル情報 $h_i^{(k)}$ と、読み出したキャリアレーション係数 $C_i^{(k)}$ とを乗算し(ステップS144)、乗算結果をダウンリンクのチャンネル情報として、処理を終了する(ステップS145)。この場合も、後述の図27を用いて説明する送信ウエイトの算出は、ここで取得したダウンリンクのチャンネル情報を用いて行われることになるが、これらの処理を行うにあたり一時的にメモリに記憶しておいても構わない。

キャリアレーション回路126は、各アンテナ素子101-1~101-Kそれぞれに対して、周波数成分ごとに上述のステップS142からステップS144の処理を行う。

【0212】

図27は、本発明関連技術の構成例の基地局装置10における送信ウエイト及び受信ウエイトを算出する処理を示すフローチャートである。アップリンクにおけるチャンネル情報に対する受信ウエイトの算出処理と、ダウンリンクにおけるチャンネル情報に対する送信ウエイトの算出処理とは同等であるので、ここでは、ダウンリンクにおける送信ウエイトを算出する処理について説明し、アップリンクにおける受信ウエイトを算出する処理の具体的な説明を省略する。

【0213】

送信ウエイト算出回路127は、処理を開始すると(ステップS451)、第 $i$ のアンテナ素子101- $i$ における着目するある端末装置に関する第 $k$ 周波数成分のダウンリンクにおけるチャンネル情報 $h_i^{(k)}$ がキャリアレーション回路126から入力される(ステップS452)。

送信ウエイト算出回路127は、キャリアレーション回路126から入力されたチャンネル情報 $h_i^{(k)}$ の複素共役( $h_i^{(k)}$ )\*を算出し、算出した複素共役( $h_i^{(k)}$ )\*をチャンネル情報 $h_i^{(k)}$ の絶対値で除算した値を送信ウエイト $w_i^{(k)}$ にする(ステップS453)。すなわち、送信ウエイト算出回路127は、次式(19)を用いて、送信ウエイト $w_i^{(k)}$ を算出する(ステップS453)。

【0214】

10

20

30

40

【数 19】

$$w_i^{(k)} = \frac{(h_i^{(k)})^*}{\|h_i^{(k)}\|} \quad \dots (19)$$

【0215】

送信ウエイト算出回路127は、算出した送信ウエイト  $w_i^{(k)}$  を送信ウエイト記憶回路128に記憶させ（ステップS454）、処理を終了する（ステップS455）。 10

送信ウエイト算出回路127は、各アンテナ素子101-1～101-Kそれぞれに対して、周波数成分ごとに全ての端末装置に対して上述のステップS452からステップS453の処理を行う。

なお、受信ウエイト算出回路124は、送信ウエイト算出回路127と同様の演算により、チャンネル情報長時間平均回路123から入力されるチャンネル情報  $h_i^{(k)}$  から受信ウエイトを算出し、算出した受信ウエイトを受信ウエイト記憶回路125に記憶させる。

なお、一般に複数のアンテナで受信した場合の信号合成のためのウエイトとしては、フェージング等の影響によりアンテナごとの信号の受信レベルに大きな差が見られる場合があり、その場合には受信レベルの低いアンテナ素子の受信信号の雑音の影響を抑制するために、以下に示す最大比合成のウエイトを用いることが多い。したがって、本構成例では式(19)の代わりに、以下に示す式(20)を用いることも可能である。 20

【0216】

【数 20】

$$w_i^{(k)} = (h_i^{(k)})^* \quad \dots (20)$$

30

【0217】

式(19)と式(20)との二つのウエイトの違いは、第  $i$  アンテナ素子の係数の大きさ（絶対値）がアンテナ素子ごとに微妙に異なるか同一であるかの差であり、式(20)では相対的に雑音のレベルが高い（すなわち受信レベルの低い）信号の重みを軽くする効果を取り込んでいる。しかし、長時間平均化されたチャンネル情報との乗算後にはともに複素位相がゼロないし一定値となるように調整されている点では両者は共通している。広義の意味では式(20)も同位相合成のウエイトの一種といえる。本構成例では、このように長時間平均化されたチャンネル情報との乗算後に複素位相がゼロないし一定値となるウエイトであればその他のウエイトを用いても同様の効果を得ることができる。

【0218】

40

一般には、送信ウエイトとしては式(19)のウエイトを、受信ウエイトとしては式(20)のウエイトを用いるのが好ましい。なお、本構成例では基地局装置と端末装置の間の見通しが確保できるように設置されることが推奨されるので、非常に多くの多重反射波が存在するマルチパス環境とは異なり見通し波が支配的な環境であるため、アンテナ素子ごとの受信レベルの差は比較的つきにくい。この結果、式(20)で求めたウエイトは、実効的には式(19)と等価なウエイトとなる。

なお、送受信ウエイトは、アンテナ素子ごとのウエイトの値を各要素の成分として構成されるベクトル（ウエイトベクトル）の示す方向が実効的な意味をもつ。このため、あるウエイトベクトルに所定の係数を乗算したベクトルは方向的には同一であるため、アンテナ素子ごとに一定の係数が乗算されたウエイトベクトルは乗算される係数に依存せず全 50

て等価である。つまり、式(19)や式(20)で与えられる各ベクトルの成分全体に共通の係数が乗算されたウエイトは、全て本発明関連技術におけるウエイトと等価なものである。

図27に関する以上の説明は送信ウエイトの算出に関するものであったが、受信ウエイトに対しても対応する回路(例えば、キャリアレーション回路126に対してチャンネル情報長時間平均回路123、送信ウエイト算出回路127に対して受信ウエイト算出回路124、送信ウエイト記憶回路128に対して受信ウエイト記憶回路125)に置き換えて、同様の処理を行うことで受信ウエイトの算出処理を実施することができる。

#### 【0219】

図23から図27に示した上述の処理を事前に実施し、そこで得られた送信ウエイト及び受信ウエイトを送信ウエイト記憶回路128及び受信ウエイト記憶回路125に記憶させておく。なお、図23及び図27に示した処理は、通信開始後も適当な周期で通信を一時的に休止させて実行することが可能である。そこで得られた短時間平均のチャンネル情報を用いて図25から図27に示した処理を行い、逐次、送信ウエイト及び受信ウエイトを更新するようにしてもよい。

#### 【0220】

(送信処理)

次に、基地局装置10における信号の送信処理について図を参照して説明する。

図28は、本発明関連技術の構成例における基地局装置10の送信処理を示すフローチャートである。先にも触れたが、ここではOFDM(A)変調方式ないしはSC-FDEを用いている場合について説明する。

基地局装置10において、送信処理が開始されると(ステップS161)、通信制御回路110又はスケジューリング処理回路181が公知の技術を用いて空間多重の対象となる端末装置を選択する(ステップS162)。なお、ここでは同時に空間多重する端末装置の選択方法、すなわちスケジューリング方法の詳細についての説明を省略する。送信信号処理回路141-1~141-Lは、入力されるデータ入力#1~#Lから各周波数成分の送信信号の生成を行う(ステップS163)。

#### 【0221】

ステップS163における送信信号処理回路141-1~141-Lが行う処理は、例えば、OFDM(A)変調方式を用いている場合、MACレイヤの信号処理を施した無線パケットを構成するビット列に対し必要に応じて誤り訂正のための符号化処理、タイミング検出信号やチャンネル推定用信号等からなるオーバーヘッド情報(プリアンブル信号)の付与等を施し、サブキャリアごとにビットを分けて所定の変調方式(例えばBPSK、QPSK、16QAM等)での信号点のマッピング処理等を行う。また、SC-FDEを用いている場合、送信信号処理回路141-1~141-Lは、OFDM(A)変調方式と同様にMACレイヤの信号処理を施した無線パケットを構成するビット列に対し必要に応じて誤り訂正のための符号化処理、タイミング検出信号やチャンネル推定用信号等からなるオーバーヘッド情報(プリアンブル信号)の付与等を施し、所定の変調方式(例えばBPSK、QPSK、16QAM等)での信号点のマッピング処理等のシングルキャリアの送信信号処理を行い、周波数軸上での送信ウエイト乗算処理を行うためにブロック単位でFFTを実施し、送信信号の各周波数成分を生成する。

#### 【0222】

また、送信信号処理回路141-1~141-Lは、通信制御回路110が選択した端末装置に対応する送信ウエイトのうち、自回路に割り当てられた端末装置に対応し各アンテナ素子101-1~101-Kそれぞれの各周波数成分の送信ウエイトを送信ウエイト記憶回路128から読み出す(ステップS164)。

送信信号処理回路141-1~141-Lは、それぞれが各アンテナ素子101-1~101-Kで送信する送信信号ごとに、ステップS163において生成した各周波数成分に分離した送信信号と、ステップS164において読み出した各周波数成分の送信ウエイトとを乗算し、加算合成回路142-1~142-Kに出力する(ステップS165)。

## 【0223】

加算合成回路142-1~142-Kは、それぞれが各送信信号処理回路141-1~141-Lから入力された信号を加算合成し、この信号に対しIFFT&GI付与回路143-1~143-Kにて周波数軸上の信号から時間軸上の信号に変換するとともにガードインターバルが付与され、必要に応じて波形整形等の一連の処理を行う(ステップS166-1~S166-K)。この信号それぞれに対して、D/A変換器144-1~144-KによるサンプリングデータのD/A変換や、ミキサ146-1~146-Kによる無線周波数へのアップコンバート、フィルタ147-1~147-Kによる帯域外信号の除去、ハイパワーアンプ148-1~148-Kによる増幅が行われ、各アンテナ素子101-1~101-Kから送信され(ステップS167-1~S167-K)、送信処理が終了する(ステップS168-1~S168-K)。

10

これらの一連の処理(ステップS163からステップS167-1~S167-K)は、無線パケットが複数シンボル又は複数ブロックに亘る場合には、OFDMシンボルやSC-FDEのブロック単位での処理がシンボル数ないしブロック数分だけ引き続き実施されることで無線パケット全体の送信信号処理が実施される。

## 【0224】

本構成例における基地局装置10の送信処理の特徴としては、ステップS164において送信ウエイト記憶回路128に記憶されている、端末装置に対応する送信ウエイトを読み出して利用する点であり、時々刻々と微妙に変化するチャンネル情報を意識せず、端末装置ごとに事前に算出された固定的な送信ウエイトを利用することである。これにより、送信する都度、送信ウエイトを算出することなく、送信処理を行うことができる。

20

また、このようにして送信された信号は、各端末装置のアンテナ素子において、基地局装置10のアンテナ素子101-1~101-Kから送信された信号が、周波数成分ごとに概ね同位相で受信されることになる。各端末装置において受信された信号は、特に基地局装置10が行う各種信号処理を意識することなく受信できる通常の信号として処理することが可能である。

また、送信信号処理回路141-1~141-LがステップS163において行うチャンネル推定用信号等のオーバーヘッド情報(プリアンブル信号)の付与においては、複数の端末装置に対して共通のパターンの信号を利用することが可能である。これはステップS165において行う送信ウエイトの乗算により、各端末装置において他の端末装置宛の信号が十分に抑圧された状態で受信可能となるために、各端末装置に個別のプリアンブル信号を割り当てる必要がないからである。この結果、高次の空間多重を行いながらも、空間多重数に依存したシンボル数のプリアンブル信号を付与する必要がなくなり、MACレイヤの効率の低下を抑えることが可能となる。

30

## 【0225】

(受信処理)

図29は、本発明関連技術の構成例における基地局装置10の受信処理を示すフローチャートである。端末装置が送信する信号は、本構成例における基地局装置10が実施する各種信号処理を意識することなく、通常の信号として送信される。ここでは、同時に空間多重する端末装置の選択方法、即ちスケジューリング方法の詳細は省略するが、MAC層処理回路180は公知の技術を用いて、空間多重してデータを伝送する端末装置を選択する。

40

## 【0226】

基地局装置10において、受信処理が開始されると(ステップS171)、通信制御回路110は、空間多重してデータを伝送する端末装置の組み合わせを選択し(ステップS172)、アップリンクに関するスケジューリング内容を選択された端末装置に対して通知する(ステップS173)。ここでの通知方法は、例えばTDMAフレームを用いた基地局集中制御を採用するWiMAXのようなシステムであれば、フレーム先頭部分におけるUL-MAP(アップリンクの割り当てマップ)にて、割り当てのあるサブキャリア番号やタイムスロット(OFDMシンボル位置)、さらには継続する時間(OFDMシンボ

50

ル数)などを通知する。もちろん、他の方法で割り当てを端末装置に通知してもよいし、アクセス制御の方法次第では端末装置に通知するステップS173を省略することも可能である。

#### 【0227】

ステップS173の処理に合わせて、送信元の端末装置に対応する受信ウエイトのうち、自回路に割り当てられた端末装置に対応し各アンテナ素子101-1~101-Kそれぞれの各周波数成分の受信ウエイトを受信ウエイト記憶回路125から読み出しを行う(ステップS176)。

これと並行して、割り当て指示(端末装置への送信指示)を行った所定のタイミングから各アンテナ素子101-1~101-Kを介して信号を受信する(ステップS174-1~S174-K)。ここでの受信とは、受信した信号ないしそれをダウンコンバートした信号に対し、アナログ/デジタル変換を施す処理までを含む。その後、FFT回路108-1~108-Kにてシンボル単位で信号を抽出し、ガードインターバルを除去してFFT処理を実施し、時間軸上の信号を周波数軸上の信号に変換するなどの各種の受信信号処理を実施する(ステップS175-1~S175-K)。

10

#### 【0228】

更に、受信信号処理回路109-1~109-Lは、受信ウエイト記憶回路125から読み出した受信ウエイトと、周波数成分ごとに分離した受信信号とを乗算する(ステップS177-1~S177-K)。受信信号処理回路109-1~109-Lは乗算結果を送信元の端末装置ごとに加算合成する(ステップS178-1~S178-L)。ステップS177-1~S177-K及びステップS178-1~S178-Lにおける処理は、それ全体で受信信号ベクトルに受信ウエイト行列を乗算する演算に相当する。

20

#### 【0229】

受信信号処理回路109-1~109-Lは、このようにして信号分離された各信号系列(データ出力#1~#L)に対して、所定の受信信号処理を行い(ステップS179-1~S179-L)、一連の処理を終了する(ステップS180-1~S180-L)。

ここで、所定の受信信号処理とは、空間多重された信号を信号分離した後の処理である。したがって、通常のSISO通信と同様の信号処理である。また、受信信号処理には、OFDM(A)変調方式が用いられている場合、サブキャリアごとの復調処理を含み、SC-FDEが用いられている場合、各周波数成分の受信信号に対し周波数軸上での信号等化処理を施し、その信号をIFFT処理で合成した信号に対するシングルキャリアの復調処理を含む。さらには、必要に応じて誤り訂正の復号処理などを実施してもよい。当然ながら、以上の処理の後段でMACレイヤ等の信号処理も行われるが、公知の技術による処理と変わらないためここでは省略する。

30

#### 【0230】

なお、シンボルタイミングに関しては、各アンテナ素子101-1~101-Kでの受信信号の受信レベルが非常に微弱な場合には、受信信号からタイミング検出を行うのは困難な場合がある。この場合には、例えばGPSを用いた絶対的な時間同期の他に、周期的なフレーム構成を用いて、直前のフレームタイミング検出用の信号などで得られたタイミングを基準にして、後続するフレームの受信タイミングを推定するなど、如何なる同期手段を用いて受信信号の受信タイミング及びシンボルタイミングを決定するようにしてもよい。このとき、端末装置は送信タイミングを決定する際に、同期された受信タイミングを基準として基地局からの指示等に従い所定のタイミングで信号を送信すればよい。

40

#### 【0231】

(本発明関連技術の効果)

上述のように、本構成例の無線通信システムでは、基地局装置10及び端末装置が双方ともに比較的高所に設置され、この結果として見通し波ないしは固定的な巨大な建築物等からの安定的な反射波が基地局装置及び端末装置間で期待される環境で、見通し波及び安定した反射波の合成により与えられる安定した入射波成分に対応するチャネル情報を取得する。基地局装置10は、取得したチャネル情報に基づいて、送信ウエイト及び受信ウエ

50

イトを生成し、この受信ウエイトを用いることで基地局装置及び端末装置における信号の同位相合成を実現する。また、基地局装置10が生成した送信ウエイトを用いて複数のアンテナ素子101-1~101-Kから信号を送信することで、端末装置は伝搬路上において合成された信号を高い精度で位相が揃えられた信号として受信することができる。

#### 【0232】

また、基地局装置10におけるチャンネル情報の取得では、短時間平均を行うことでチャンネル推定の推定精度を向上している。更に、アンテナ素子101-1~101-Kを介して受信する離散した時刻の複数の受信信号を合成することにより、各アンテナ素子101-1~101-Kを介して受信する受信信号におけるランダムな時変動成分の安定的な成分に対する相対的な比率を統計的に抑圧することができ、時変動の影響を低減させることができる。

10

これにより、端末装置とアンテナ素子101-1~101-Kとの間のチャンネル情報の取得が困難なほどに、各アンテナ素子101-1~101-Kによる回線利得が不足する環境であっても、各アンテナ素子101-1~101-Kから送信された信号が端末装置において同位相合成される送信ウエイトを算出することができる。

#### 【0233】

また、送信ウエイト及び受信ウエイトの算出に係わるチャンネル情報のフィードバックにおいて、リアルタイムのチャンネル情報のフィードバックを頻繁に行う場合には問題となるチャンネル推定のためのオーバーヘッドによる伝送効率の低下を回避することができる。実際、サービス開始前に長時間平均化チャンネル情報を取得しておけば、データ通信を行うサービス中にはチャンネル情報フィードバックを一切行わなくても運用可能である。さらには従来であれば逐次行われていた送信ウエイト及び受信ウエイトの算出に伴う演算の負荷も、無線通信システムの運用開始時に1回だけ算出すれば良くなるため、通常運用時の負荷の低減を図ることも可能である。これらの送信ウエイト及び受信ウエイトの算出は、リアルタイム処理が前提の従来技術では短時間での演算処理完了が求められる場合が多く、このために高速演算が可能なハードウェア処理が前提となることが多かった。しかし、従来技術では膨大な演算量ゆえにハードウェア規模が増大する問題があったが、基地局装置10によれば無線通信システムの運用開始時に時間をかけて演算処理を行うことが許されるようになるために、演算処理時間の遅いソフトウェア処理であっても対処可能になり、全体的なハードウェア規模を低減するといった副次的な効果も得ることができるようになる。

20

30

#### 【0234】

このように、上述の送信ウエイト及び受信ウエイトを利用してK個のアンテナ素子(無線モジュール)を用いて送受信を行うことで、総送信電力が一定の条件下において最大で $10 \log_{10} K$  [dB]の回線利得を得ることが可能となる。この結果、総送信電力を抑える省エネ効果や、高出力の高価な線形性の高い高利得アンプの代わりに安価なアンプが利用可能になる経済効果などを得ることができる。これと同時に、L系統の信号系列を同時に同一周波数上で空間多重することで、伝送容量の増大、すなわち周波数利用効率の向上をもたらすことができる。

#### 【0235】

また、図10に示した基地局装置80の受信部85は、信号を受信する都度、チャンネル推定に用いるプリアンプ信号等をA/D変換器856-1~856-Kからチャンネル情報推定回路861に出力し、チャンネル情報推定回路861が受信信号のチャンネル推定を行う。チャンネル推定の結果は、マルチユーザMIMO受信ウエイト算出回路862に入力され、ここでMIMOのチャンネル行列に対する所定の演算処理から受信ウエイトを算出し、これを受信信号処理回路858-1~858-Lに出力し、これを基に受信信号検出処理を行う。最も典型的な処理例では、MIMOチャンネル行列の逆行列ないしは擬似逆行列を受信ウエイトとして算出するが、当然ながら、宛先の端末装置の組み合わせが異なる場合、仮に着目する端末装置のチャンネル情報(チャンネルベクトル)として同一のベクトルを選択したとしても、他のチャンネルベクトルが異なるときには逆行列演算により求められる受

40

50

信ウエイト行列を構成する該当端末装置に対応した行ベクトルは異なるものとなり、受信ウエイトは異なる。

これに対して、本構成例における基地局装置 10 は、信号を受信する都度、空間多重された信号系列を分離するための受信ウエイトを生成するための情報取得を目的としてチャネル推定をし、推定結果から受信ウエイトを算出することは不要である。この点が図 10 に示した基地局装置 80 の受信部 85 とは本質的に異なる。特に、基地局装置 10 では、長時間平均を行った多数のアンテナ素子  $101-1 \sim 101-K$  に対応するチャネル情報を基に、事前に算出した受信ウエイトを用いる。

#### 【0236】

従来のマルチユーザ MIMO 技術において信号を受信する都度受信ウエイトを算出するのは、空間多重されている各信号系列（データ入力 #1 ~ #L）からの干渉信号の強度が無視できないレベルであり、これを抑圧するためにヌル制御として他の端末装置の信号を合成時にキャンセルする係数を算出する必要があるからである。この信号抑圧のための信号処理が先に示した（擬似）逆行列などの算出であるが、行列サイズの 3 乗に比例して演算負荷が増大し、リアルタイム処理が不可能になる傾向にある。

本構成例における基地局装置 10 は、受信する端末装置が定まると、当該端末装置に対応した受信ウエイトを読み出して受信信号処理を行うのみでよいので、受信ウエイト算出演算に関してリアルタイム処理を必要としない（すなわち受信ウエイトはメモリからの単純な読み出しだけでよい）ため、膨大なアンテナ素子数を想定しても現実的なハードウェア構成で実現可能である。

#### 【0237】

また、基地局装置 80 は、マルチユーザ MIMO 技術において信号を受信する都度、同時に空間多重される端末装置ごとにそれぞれ個別にチャネル推定を行う必要があり、その結果を用いて受信ウエイトを算出していた。この個別のチャネル推定のためには、空間多重数と同数の直交プリアンプルないしは空間多重数と同数のシンボル数のチャネル推定用信号のプリアンプル信号が必要であった。この場合、空間多重数と同数のシンボル数だけのオーバーヘッドが発生することから、MAC レイヤの効率の低下につながっていた。しかし本発明関連技術では、空間多重されている端末装置ごとにチャネル推定を行うことなくステップ  $S177-1 \sim S177-K$  にて受信ウエイトを受信信号に対して乗算し、その結果として送信元の端末装置ごとに信号分離がなされる。これにより、ステップ  $S179-1 \sim S179-L$  において行う信号系列ごとの受信信号処理においては、あたかも空間多重数が 1 であるかのように単一のチャネル推定用のプリアンプル信号（例えば 1 シンボル）があれば信号検出処理を実施することが可能である。この結果、高次の空間多重を行いながらも、空間多重数に依存したシンボル数のプリアンプル信号を付与する必要がなくなり、MAC レイヤの効率の低下を抑えることが可能となる。

#### 【0238】

また、基地局装置 10 に具備されているアンテナ素子  $101-1 \sim 101-K$  の数を非常に大きな数とした場合、個々の送信アンテナ素子対受信アンテナ素子のチャネルの時間変動があっても、多数のアンテナ素子間にてランダムに変化すれば、全体として統計的に平均化された状態とみなすことができ、時間変動の影響を低減することが可能である。

また、送信ウエイト記憶回路 128 に端末装置ごとに算出した送信ウエイトを予め記憶させておくことにより、空間多重してデータを送信する際に、端末装置に対応する送信ウエイトを読み出し、送信信号処理を行うため、送信の都度、送信ウエイトを算出することなく、空間多重してデータを送信することができ、簡易な処理で膨大なアンテナ素子数を用いた高次の空間多重を実現し、その結果としてダウンリンクの周波数利用効率を向上させることができる。

#### 【0239】

（構成例に関する補足）

以上が、本発明関連技術の構成例の説明である。以下に、これらの構成例に共通な補足事項を示しておく。

10

20

30

40

50

本発明関連技術の構成例における基地局装置 10 では、アップリンクにおけるチャネル情報を取得する際に図 23 に示した短時間平均処理を実施する構成を説明した。しかし、これは（要求条件 1）への対応を前提とするものであった。例えば、回線設計的にはチャネル推定は実施可能なレベルであるが、より高い伝送レートでの通信のために、回線利得を更に得るための手段として基地局装置 10 を用いる場合には、必ずしも短時間平均を行う必要はない。この場合、アップリンクのチャネル情報を取得する短時間平均化処理（図 23）は、単に、チャネル推定処理に置き換えることができる。

#### 【0240】

また同様に本発明関連技術の構成例における基地局装置 10 では、アップリンクのチャネル情報からダウンリンクのチャネル情報を算出する際に、式（14）及び式（15）に示したキャリブレーション係数を用いる構成を説明した。しかし、先にも説明したが、ローノイズアンプ 103 - 1 ~ 103 - K、フィルタ 106 - 1 ~ 106 - K、ハイパワーアンプ 148 - 1 ~ 148 - K、フィルタ 147 - 1 ~ 147 - K などにおける周波数成分ごとの複素位相の回転量のアップリンクとダウンリンクとの間の相対値（複素位相の角度差）が全てのアンテナ素子に対応する回路で一定値になるようにアナログ的な信号処理で調整を行ってある場合（例えば、アップリンクとダウンリンクの複素位相が一定値となるように調整していても良い）、キャリブレーション係数を用いた処理を行う必要はない。この場合、ダウンリンクのチャネル情報を取得する処理（図 26）は、省略することができ、上りリンクのチャネル情報とダウンリンクのチャネル情報とが等価になるので、送信ウエイトと受信ウエイトとは共通の値になる。この場合、ダウンリンクにおける送信ウエイト算出に係わる回路と、アップリンクにおける受信ウエイトの算出に係わる回路は共用化を図ることが可能である。

10

20

#### 【0241】

またこの場合、本発明関連技術の構成例における基地局装置では、受信ウエイト算出回路 124 及び受信ウエイト記憶回路 125 が、送信ウエイトと受信ウエイトとの算出及び記憶を兼ねて行う構成となる。この結果、キャリブレーション回路 126、送信ウエイト算出回路 127、送信ウエイト記憶回路 128、及びキャリブレーション係数記憶回路 129 が省略される。しかし、これに限ることなく、本発明関連技術の構成例における基地局装置 10 と同じ構成のままで、キャリブレーション係数をアンテナ素子及び周波数成分の全ての組み合わせにおいて「1」とみなして送信ウエイトを算出するようにしてもよい。

30

更にこの場合、各周波数成分の必ずしも全てのアンテナ素子において複素位相の回転量が同一（ないしは、キャリブレーション係数が 1）である必要はなく、この条件が一部の少数のアンテナ素子において例外的に満たされない状況であっても、少なくとも半数以上のアンテナ素子でこの条件を満たしていれば、全体として本発明の意図する動作を実現することは可能である。

#### 【0242】

また、OFDM 変調方式では全てのサブキャリアが同一の端末装置との通信に利用されているので、その際の送受信ウエイトは全サブキャリアで共通の組み合わせの端末装置に対する送受信ウエイトを用いていた。しかし、OFDMA では、時間軸及び周波数軸上にパッチワーク状に異なる組み合わせの端末装置への割り当てを寄せ集めているため、時間（OFDM シンボル）及び周波数（サブキャリア）ごとに、割り当てられている端末装置に対する送受信ウエイトを用いる必要がある。この場合には、複数面で構成される受信信号処理回路 109 - 1 ~ 109 - L 及び送信信号処理回路 141 - 1 ~ 141 - L は、周波数及び時刻に関係なく通信相手となる端末装置に対応しているというのではなく、ある各周波数成分ないしは各時刻（OFDM シンボル）に着目した場合に通信相手となる端末装置に対応していると理解すべきである。しかし、その差を除けば OFDM と OFDMA とは全く同様に処理することが可能であり、本明細書中では OFDM を中心に説明を行ったが、OFDMA においても全く同様に本発明関連技術を適用することができる。

40

また、SC-FDE に関しても様々な運用上のバリエーションが存在するが、送信側で

50



送信ウエイトを乗算し、各アンテナ素子から送信された信号が空間上で合成された後の受信信号処理、及び受信側で受信ウエイトを乗算し、各アンテナ素子の信号が加算合成された後の受信信号処理のいずれにおいても、上述の各構成例では従来のSC-FDEで行われる処理をそのまま適用する構成としているために、全てのパリエーションのSC-FDEに適用可能である。

【0243】

更に、受信ウエイトを乗算した信号を複数のアンテナ素子に亘り加算合成する際に、必ずしも全てのアンテナ素子に亘り加算合成する必要はなく、全体の中の一部の複数のアンテナ素子に亘り加算合成を行ったとしても、全体として本発明関連技術の意図する動作を実現することは可能であり、結果として同様の効果を得ることができる。同様に、送信ウエイトを乗算した複数の端末装置宛の信号をアンテナ素子ごとに加算合成する際においても、加算合成を全てのアンテナ素子に亘り実施せず、一部の複数のアンテナ素子において加算合成を行ったとしても、全体として本発明関連技術の意図する動作を実現することは可能である。

10

また同様に、本発明関連技術においてはデータ通信の際に用いるチャネル推定用のプリアンブル信号は全ての端末装置において共通のプリアンブル信号とすることは可能であるが、一部の端末装置で他のプリアンブル信号を用いる構成とすることも当然ながら可能であり、少なくとも複数の端末装置に対して同時に空間多重して信号を送受信する際に共通のプリアンブルを用いたとすれば、それは本発明関連技術の意図する動作に相当する。

【0244】

更に、本発明関連技術における図23から図25で示したチャネル情報の取得処理において、それらの処理を開始するための指示等の各種制御情報の基地局装置と端末装置との交換処理は如何なる方法で実現しても構わない。これらの処理は基本的にはサービス運用開始前に行うものであり、その場合には適切な送受信ウエイトが当初は未知であるために、基地局装置と端末装置の間で十分な回線利得が確保できない状況で各種制御が行われることが想定される。しかし、サービス運用開始前であれば、例えば作業員が端末装置の設置作業において手動で処理開始の指示を行うことも可能であるし、一時的に他の無線規格を利用して制御を行っても構わない。したがって、チャネル情報の取得処理を開始するための指示等の各種制御処理方法に係わりなく、本発明関連技術を実施することは可能である。

20

30

【0245】

また更に、相対成分を取得する際に用いる複素位相のオフセット値  $(k)$  は、図24に示した処理以外の方法で取得することも可能である。

図30は、上述の本発明関連技術の各構成例においてアップリンクのチャネル情報の相対成分を取得する他の相対成分取得処理を示すフローチャートである。同図に示す処理と図24に示した処理との差分は、相対成分の取得の際に用いる複素位相のオフセット値  $(k)$  を、特定のアンテナ素子101-1の複素位相を基準とする代わりに、ステップS193において全てのアンテナ素子101-1~101-Kの複素位相(すなわち0~2で表される角度)の平均値を用いる点である。ステップS122-1~S122-Kにてアンテナ素子101-1~101-Kに対応するチャネル情報における第k周波数成分  $\hat{h}_1(k), \dots, \hat{h}_K(k)$  を基に、次式(21)を用いて第k周波数成分に対する全アンテナの複素位相の平均値  $(k)$  を求め、これをステップS124-1~S124-Kにて用いることで相対成分の取得を実現する。なお、このオフセット値は周波数成分ごとに個別に求める。

40

個々のアンテナ素子101-1~101-Kの複素位相成分は誤差を含む場合においても、式(21)では誤差の平均化を行うことになるので、結果的に精度の高い相対成分を求めることができる。

【0246】

【数 2 1】

$$\phi = j \sum_{i=1}^K \text{Log}_e [(\hat{h}_i^{(k)})^* / \|\hat{h}_i^{(k)}\|] \quad \dots (21)$$

【0247】

また、ダウンリンクのチャネル情報の取得方法としては、本明細書で示したアップリンクのチャネル情報を利用する方法の他に、従来技術の図4(A)の直接的な方法で示したように、ダウンリンクで直接トレーニング信号を送信し、そのトレーニング信号を受信した端末装置が取得したチャネル情報をフィードバックする形で基地局装置に設定する方法も考えられる。この場合、図16で示したトレーニング信号を、基地局装置が備えるアンテナ素子から1本ずつ順番に送信し、図23から図25で示した処理と同様の処理を端末装置で実施し、その結果得られた平均化されたアンテナ素子ごと及び周波数成分ごとのチャネル情報を何らかの方法で基地局にフィードバックして設定し、基地局装置ではこれを利用して送信ウエイトを算出する構成としても同様の効果を得ることは可能である。ただし、この場合であってもアップリンクのチャネル情報の取得においては各端末装置からのトレーニング信号の送信は必須であり、この点に関しては上述の本発明関連技術と全く同様である。

10

20

【0248】

また、例えば式(21)ではチャネル情報 $\hat{h}_i^{(k)}$ の複素位相を抽出する処理を行っているが、チャネル情報 $\hat{h}_i^{(k)}$ の実数部と虚数部の比率から複素位相の角度情報を取得し、その角度情報を基に式(21)と等価な値を算出することも可能である。これは数式的には異なる処理に見えるが、数学的には全く等価な処理であり、全ての演算処理に対しこのような数学的に等価な代替の手段で処理を代用することも当然ながら可能である。

また同様に本発明関連技術の構成例における基地局装置10では、図24に示すアップリンクのチャネル情報の相対成分の取得後の処理として、図25に示す長時間平均化処理を行った後、図27に示す送受信ウエイト算出処理を行っていた。しかし、式(19)ないし式(20)で示すウエイトは単純な複素位相成分の抽出に相当するため、図24に示す相対成分の取得後に図27に示すウエイト算出処理を実施し、図25のステップS131-1~S131-Qを個々の受信ウエイトの取得に読み替えて、ステップS133に示す長時間平均化の対象をこの受信ウエイトに置き換えることでも近似的に同等の長時間平均の受信ウエイトを取得することは可能である。つまり、先の本発明関連技術の構成例では長時間平均化の対象となる物理量はチャネル情報の相対成分であったが、チャネル情報の相対成分から算出した受信ウエイトを長時間平均化の対象となる物理量に置き換えることも可能である。

30

【0249】

更に、図14に示した本発明に係る無線通信システムが具備する基地局装置の設置例では、端末装置12-1~12-2は1本のアンテナを備えるものとして図示したが、端末装置が複数のアンテナを備えていたとしても同様の処理を行うことは可能である。原理的には、端末装置12-1~12-2が複数本のアンテナを備えていれば、一つの端末局に複数の信号系列を空間多重することも可能である。この場合、端末装置12-1~12-2の各アンテナを個々の端末局のアンテナ素子とみなすことで、本発明関連技術を同様に実施することが可能である。ただし、本発明では端末装置12-1~12-2と基地局装置のアンテナ素子13-1~13-4は相互に見通し環境であることを想定しているため、一般的には基地局と一つの端末局の間でMIMO伝送を行うことは困難(第2固有値以降がゼロに近づく)であることが多い。

40

【0250】

50

そこで端末局が複数本のアンテナを備えている場合には、実際には単一信号系列の送受信を複数アンテナのダイバーシチ構成として運用するのが現実的である。この場合には、複数のアンテナを適当なウエイトで合成することで、仮想的な1本のアンテナとみなすことが可能であり、この仮想的な1本のアンテナとの間で同様の処理を実現すれば、全く同様に本発明関連技術を適用することが可能である。

また更に、以上の動作原理及び本発明関連技術の構成例の説明の中では、各アンテナ素子に対応したチャンネル情報や送受信ウエイトについて述べてきたが、各アンテナ素子のチャンネル情報ないしは送受信ウエイトを成分として構成されるベクトルは、そのベクトルの示す方向が実効的な意味をもつ。このため、あるベクトルに所定の係数を乗算したベクトルは方向的には同一であるため、アンテナ素子ごとに一定の係数が乗算されたベクトルは乗算される係数に依存せず全て等価な意味合いをもつことになる。

10

#### 【0251】

一方で、本発明の前提条件で説明した通り、基地局装置と端末装置のアンテナはそれぞれ見通し環境ないしは見通し環境に近い環境を想定しているため、各アンテナ素子で受信される信号の強度及び振幅は概ね一定の値となっていることが期待される。このため、例えば各アンテナ素子のチャンネル情報のベクトルは、実効的にはベクトルの各成分の絶対値はそれほど大きな意味をもたず、チャンネル情報の値を規格化した値（チャンネル情報をその絶対値で除算して得られる複素数）が有意な情報となる。このため、以上の動作原理及びの説明の中で用いられた「チャンネル情報」を、近似的に「チャンネル情報の値を規格化した値」とみなした処理は本発明及び本発明の関連技術と全く等価なものであり、その意味で上述の「チャンネル情報」とは広義の意味で「チャンネル情報の値を規格化した値」までを含むものとする。

20

#### 【0252】

また更に、本発明の明細書においては説明の都合上、「行ベクトル」と「列ベクトル」をあまり区別することなく扱っている。例えば、式(3)におけるチャンネル情報ベクトル  $h_i$  は行ベクトルであり、送信ウエイトベクトル  $w_j$  は列ベクトルであり、ベクトルの並びの方向を統一する厳密な数学上の表記であれば「転置」などの記号などを使って表記すべきである。しかし、本発明の実施において必要な情報はベクトルの各成分の値であり、そのベクトルが行ベクトルか列ベクトルであるかはあまり意味をもたないため、理解の容易さを優先して「行ベクトル」と「列ベクトル」を区別しない説明としている。

30

#### 【0253】

また更に、以上の関連技術の主たる特徴は、実際の通信に先行した事前処理として、アップリンク及び又はダウンリンクのチャンネル情報を事前に取得し、その情報を基に事前に受信ウエイト及び又は送信ウエイトを算出しておき、実際の通信に際しては事前に取得しておいた受信ウエイト又は送信ウエイトを参照して送受信の信号処理を実施する点である。この結果、アンテナ素子数が膨大な数になっても送受信ウエイトの取得処理において非常に重い演算の負荷を伴わず、回路規模も抑えながら、リアルタイムでの処理を実施することが可能という効果を得ることが可能となる。したがって、必ずしもチャンネル情報のアンテナ素子ごとの相対成分の取得や、その平均化処理などを行わず、事前処理として1回のチャンネル情報の取得結果を用いて送受信ウエイトを取得したとしても、信号分離のための送受信ウエイトによる信号分離の精度は幾分落ちるかもしれないが、本関連技術の目的とする効果を得ることも可能である。本発明においては、この関連技術の利用を主として想定しているが、本発明の効果を得るための必須条件としては、チャンネル情報の相対成分の取得と平均化処理は必要ではない。

40

#### 【0254】

また更に、図28のステップS162、及び図29のステップS172に示すスケジューリング処理に関しては、例えば時変動などの影響で劣化する各端末装置のSINR (Signal to Interference and Noise Power Ratio: 信号対干渉雑音電力比) 値の予想値が所定の条件を満たせるか否かの判断により行うようにしても構わない。例えば、i番目の端末装置である第i端末のSNR値が  $x_i$  [dB]、時変動指標の階級値に対応したSIR

50

値が  $y_i$  [dB]、適用する伝送モードの所要 SINR 値が  $z_i$  [dB] であったとする。この場合、所望の通信品質を満たすためには次式 (22) を満たす必要がある。

【0255】

【数22】

$$10^{\frac{x_i}{10}} + \sum_{j \neq i} 10^{\frac{y_j}{10}} < 10^{\frac{z_i}{10}} \quad \dots (22)$$

10

【0256】

ここで、式 (22) の左辺第 2 項の の総和をとる範囲は、空間多重伝送の対象として想定する端末番号  $j$  に対し、式 (22) の品質評価対象とする第  $i$  端末のみを除外した範囲 ( $j \neq i$ ) である。例えば、スケジューリングのある段階で空間多重を想定する端末装置の全てを空間多重対象とした場合、ある番号  $j$  の端末装置に対し式 (22) が満たされなかった場合には、その第  $i$  端末を空間多重伝送の対象から除外するとともに、以降の式 (22) の成立可否判断における の総和をとる範囲から、その端末番号を除外すれば良い。このような条件を満たせる範囲で、スケジューリング処理回路 181 は空間多重する端末装置の絞り込みを行う。なお、ここで、式 (22) の右辺に表れる適用する伝送モードの所要 SINR 値 ( $z_i$  [dB]) は、適用する伝送モードを変えることで条件が変るので、そのような伝送モードの適応的な変更により対処しても構わない。このように、スケジューリングに際しては様々な条件判断や端末装置の組み合わせの検索処理などが必要となるが、そのスケジューリング処理に依存せず本発明の関連技術は適用可能であり、得に制限条件が必要となるものではない。

20

【0257】

[ 関連技術に基づく具体的な本発明の実施形態 ]

以上の動作原理のもと、具体的な本発明の実施形態について以下に説明を行う。本発明の実施形態は、本発明のベースとなる関連技術との組み合わせで実施されるものである。以下、基地局装置が空間多重伝送の対象とする端末装置の数を  $N$ 、基地局装置が備えるアンテナ素子の数を  $K$  (FDD 方式の場合には送信アンテナ素子と受信アンテナ素子とのペアの数を  $K$  組) として説明する。

30

【0258】

( 基地局装置の構成例 )

図 1 は、本発明に係る実施形態における基地局装置 400 の構成を示す概略ブロック図である。基地局装置 400 は、複数の端末装置と同一周波数上で同一時刻に空間多重伝送を行う。また、基地局装置 400 は、同図に示すように、 $K$  本のアンテナ素子 401-1 ~ 401- $K$  と、 $K$  個の無線信号処理回路 410-1 ~ 410- $K$  と、 $N$  個の送受信信号処理部 430-1 ~ 430- $N$  と、送受信ウエイト算出部 402 と、通信制御回路 403 と、インタフェース回路 404 とを備えている。以下、アンテナ素子 401-1 ~ 401- $K$  の全体又はいずれか一つを示す場合にアンテナ素子 401 という。同様に、無線信号処理回路 410-1 ~ 410- $K$  の全体又はいずれか一つを示す場合に無線信号処理回路 410、送受信信号処理部 430-1 ~ 430- $N$  の全体又はいずれか一つを示す場合に送受信信号処理部 430 という。

40

【0259】

アンテナ素子 401-1 ~ 401- $K$  は、それぞれが無線信号処理回路 410-1 ~ 410- $K$  と一対一に対応付けられ、対応する無線信号処理回路 410-1 ~ 410- $K$  に接続されている。

無線信号処理回路 410-1 ~ 410- $K$  は、接続されているアンテナ素子 401-1 ~ 401- $K$  を介して受信した受信信号に対し信号増幅の後に、ベースバンド帯域への周波数変換、フィルタによる帯域外成分の除去、サンプリング処理 (A/D 変換処理)、ガ

50

ードインターバルの除去、FFT処理を実施し各周波数成分のデジタル信号に変換し、変換により得られたデジタル信号を送受信信号処理部430-1~430-Nに出力する。

【0260】

また、無線信号処理回路410-1~410-Kは、送受信信号処理部430-1~430-Nそれぞれから入力される各周波数成分のデジタル信号を加算合成し、加算合成により得られた各周波数成分の信号をIFFT処理及びガードインターバルの付与によりベースバンド帯のデジタル信号に変換し、これをD/A変換し更に無線周波数帯域のアナログ信号に周波数変換(帯域外成分の除去含む)して、信号増幅の後に接続されているアンテナ素子401-1~401-Kを介して送信する。以下、無線信号処理回路410-1~410-Kの具体的な構成例を説明する。

10

【0261】

図31は、本実施形態における無線信号処理回路410の構成例(TDD方式の場合)を示す概略ブロック図である。同図に示すように、無線信号処理回路410は、TDDスイッチ411、ローノイズアンプ(LNA)412、ローカル発振器413、ミキサ414、フィルタ415、A/D変換器416、FFT回路417、加算合成回路421、IFFT&GI付与回路422、D/A変換器423、ローカル発振器424、ミキサ425、フィルタ426、及び、ハイパワーアンプ(HPA)427を有している。

【0262】

TDDスイッチ411、ローノイズアンプ412、ローカル発振器413、ミキサ414、フィルタ415、A/D変換器416、及びFFT回路417は、図20に示した受信部100におけるTDDスイッチ102-1、ローノイズアンプ103-1、ローカル発振器104、ミキサ105-1、フィルタ106-1、A/D変換器107-1、及びFFT回路108-1に対応し、同様の処理を行う。

20

FFT回路417により分離して得られる信号であって受信信号に含まれる各周波数成分の信号は、図1に示す各送受信信号処理部430-1~430-Nに出力される。

【0263】

また、加算合成回路421、IFFT&GI付与回路422、D/A変換器423、ローカル発振器424、ミキサ425、フィルタ426、及びハイパワーアンプ(HPA)427は、図22に示した送信部140における加算合成回路142-1、IFFT&GI付与回路143-1、D/A変換器144-1、ローカル発振器145、ミキサ146-1、フィルタ147-1、及びハイパワーアンプ148-1に対応し、同様の処理を行う。なお、加算合成回路421には、図1に示す各送受信信号処理部430-1~430-Nにおいて生成された送信信号それぞれの各周波数成分が入力される。

30

【0264】

なお、各無線信号処理回路410-1~410-Kにおける各ローカル発振器413は同期した局部発振信号(F1)を生成する。この際、通常は各無線信号処理回路410-1~410-Kにおいて同期した局部発振信号をミキサ414が利用するために、各無線信号処理回路410-1~410-Kが共通の受信用のローカル発振器413の出力を分岐した局部発振信号を利用する構成をとる。すなわちローカル発振器413は、各無線信号処理回路410-1~410-Kのいずれか一つの内部に配置されるか、又は各無線信号処理回路410-1~410-Kの外部に一つ配置される。そして、ローカル発振器413が出力する局部発振信号(F1)を分岐させて各無線信号処理回路410-1~410-Kに入力する構成であっても良い。

40

【0265】

また、各無線信号処理回路410-1~410-Kにおける各ローカル発振器424は同期した局部発振信号(F1)を生成する。この際、通常は各無線信号処理回路410-1~410-Kにおいて同期した局部発振信号をミキサ425が利用するために、各無線信号処理回路410-1~410-Kが共通の送信用のローカル発振器424の出力を分岐した信号を利用する構成をとる。すなわちローカル発振器424は、各無線信号処理回路410-1~410-Kのいずれか一つの内部に配置されるか、又は各無線信号処理回

50

路 410-1 ~ 410-K の外部に一つ配置される。そして、ローカル発振器 424 が出力する局部発振信号 (F1) を分岐させて各無線信号処理回路 410-1 ~ 410-K に入力する構成であっても良い。

【0266】

更に、図 31 に示した TDD 方式を採用する場合には、アップコンバート / ダウンコンバートの周波数変換に用いる周波数は共通なので、ローカル発振器 413 とローカル発振器 424 とを共通化することも可能である。この場合、各無線信号処理回路 410-1 ~ 410-K において用いる局部発振信号を一つのローカル発振器で生成することになる。なお、一つのローカル発振器で生成した局部発振信号を分岐させることにより信号強度が低下する場合には、適宜、増幅器を用いて信号増幅しても構わない。

10

また、ここでは TDD 方式を適用した場合における無線信号処理回路 410 の構成を示したが、先にも説明した通り FDD 方式の適用も可能である。

【0267】

図 32 は、本実施形態における無線信号処理回路 410a の構成例 (FDD の場合) を示す概略ブロック図である。図 31 では TDD 方式が基地局装置 400 に適用される場合の無線信号処理回路 410 を示したが、図 32 では FDD 方式が基地局装置 400 に適用される場合の無線信号処理回路 410a を示す。FDD 方式が適用される無線信号処理回路 410a は、受信系統 (ローノイズアンプ 412、ローカル発振器 413、ミキサ 414、フィルタ 415、A/D 変換器 416、及び FFT 回路 417) と、送信系統 (加算合成回路 421、IFFT & GI 付与回路 422、D/A 変換器 423、ローカル発振器 424a、ミキサ 425、フィルタ 426a、及びハイパワーアンプ (HPA) 427) とそれぞれに異なるアンテナ素子 (受信アンテナ素子 401r と送信アンテナ素子 401t) を接続し、TDD スイッチ 411 を不要とする構成になる。図 1 ではアンテナ素子 401-1 ~ 401-K で示したように、各無線信号処理回路 410 にはアンテナ素子が 1 本ずつ配置される TDD 方式の場合を例示していたが、FDD 方式の場合には図 32 に示すようにそれぞれにアンテナ素子が 2 本ずつ接続された無線信号処理回路 410a が備えられる。また、ローカル発振器 413 が生成する局部発振信号の周波数が F1 であるのに対し、ローカル発振器 424a が生成する局部発振信号の周波数は F1 とは異なる F2 を用いる。このため、FDD 方式の場合にはローカル発振器 413 とローカル発振器 424a を共用化することは出来ない。また、フィルタ 426a も、FDD 方式の場合にはアップリンクとダウンリンクとで異なる周波数を用いるため、フィルタの通過帯域が異なり TDD 方式の場合と異なる設計のフィルタを利用することになる。

20

30

【0268】

図 1 に戻って、基地局装置 400 の説明を続ける。

また、無線信号処理回路 410-1 ~ 410-K は、通信制御回路 403 に接続されており、通信制御回路 403 から各種制御情報が入力される。例えば、通信制御回路 403 は、基地局装置 400 における受信と送信とを切り替える際に、各無線信号処理回路 410-1 ~ 410-K の TDD スイッチ 411 を制御する。また、フレームタイミングや送信及び受信のシンボルタイミングに関する情報も通信制御回路 403 から無線信号処理回路 410-1 ~ 410-K に入力され、このシンボルタイミングに従って FFT や IFFT などの信号処理を実施する。

40

【0269】

送受信信号処理部 430-1 ~ 430-N は、基地局装置 400 が空間多重伝送の対象とする端末装置と一対一に対応付けられており、対応する端末装置との間で送受信する信号の処理を行う。送受信信号処理部 430-1 ~ 430-N は、図 1 に示すように、それぞれが受信ウエイト乗算回路 431、受信信号処理回路 432、MAC 層処理回路 433、送信信号処理回路 434、及び、送信ウエイト乗算回路 435 を有している。

【0270】

受信ウエイト乗算回路 431 は、各無線信号処理回路 410-1 ~ 410-K から入力される信号に対して、自回路が対応付けられている端末装置と各アンテナ素子 401-1

50

~ 401 - Kとの組み合わせに対応する受信ウエイトを周波数成分ごとに乗算し、それぞれの乗算結果を周波数成分ごとに加算合成して得られた信号を受信信号処理回路432に出力する。

受信信号処理回路432は、チャンネル推定処理、受信信号の信号検出処理、復調及び誤り訂正復号などの処理を行い、自回路が対応付けられている端末装置から送信されたデータを取得し、MAC層処理回路433に出力する。

#### 【0271】

MAC層処理回路433は、受信信号処理回路432から入力されるデータに対して、MACヘッダなどの終端やアクセス制御に関わるMACレイヤの信号処理を行い、得られた信号を通信制御回路403又はインタフェース回路404のいずれかに出力する。また、MAC層処理回路433は、通信制御回路403又はインタフェース回路404のいずれかから入力されるデータに対して、プリアンブル信号の付加、MACヘッダなどの終端やアクセス制御に関わるMACレイヤの信号処理を行い、送信信号処理回路434に出力する。

10

#### 【0272】

送信信号処理回路434は、MAC層処理回路433から入力されるデータに対して、誤り訂正符号化及び変調や、プリアンブル信号の付加などの処理を行い、得られた信号を送信ウエイト乗算回路435に出力する。送信ウエイト乗算回路435は、送信信号処理回路434から入力される信号に対して、自回路に対応付けられている端末装置と各アンテナ素子401 - 1 ~ 401 - Kとの組み合わせに対応する送信ウエイトを周波数成分ごとに乗算する。送信ウエイト乗算回路435は、乗算に用いた送信ウエイトに対応する無線信号処理回路410に、当該送信ウエイトを乗算して得られた周波数成分ごとの結果を出力する。

20

#### 【0273】

また、送受信信号処理部430は、無線信号処理回路410と同様に、通信制御回路403に接続されており、各種制御情報が入出力される。例えば、フレームタイミングや送信及び受信のシンボルタイミングに関する情報も送受信信号処理部430 - 1 ~ 430 - Nに入力され、このシンボルタイミングに従って、基地局装置400が通信を行う端末装置のそれぞれ個別の信号処理を行う。ここで行う信号処理とは、受信ウエイトの乗算、加算合成処理、チャンネル推定処理、受信信号の信号検出・復調処理、必要に応じて誤り訂正などの処理などの物理レイヤの受信信号処理に加え、誤り訂正符号化、信号変調処理、プリアンブル信号等の付加、送信ウエイトの乗算などの物理レイヤの送信信号処理、及び制御情報やMACヘッダなどの終端やアクセス制御に係わるMACレイヤの信号処理などが含まれる。MAC層処理回路433にて制御信号が受信された場合には、必要に応じてこれを通信制御回路403にも通知する。端末装置に送信すべき制御情報が通信制御回路403から入力された場合には、MAC層処理回路433は、適宜MACレイヤの処理を行い、送信信号処理回路434に出力する。

30

#### 【0274】

送受信ウエイト算出部402は、図21に示した送受信ウエイト算出部120と同じ構成を有しているので、送受信ウエイト算出部402の具体的な構成についての説明は省略する。

40

通信制御回路403は、図19に示した通信制御回路110と同じ構成を有し、上述したように、無線信号処理回路410 - 1 ~ 410 - Kと、送受信信号処理部430 - 1 ~ 430 - Nとを制御する。

インタフェース回路404は、図19に示したインタフェース回路170と同じ構成を有し、各送受信信号処理部430 - 1 ~ 430 - Nと、外部のネットワークとに接続されている。インタフェース回路404は、各送受信信号処理部430 - 1 ~ 430 - Nとネットワークと間のデータの中継処理を行う。

#### 【0275】

なお、本実施形態における基地局装置400と、本発明関連技術の構成例における基地

50

局装置 10 との違いは、基地局装置 400 が通信対象とする全ての端末装置に対して一対一に対応する送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N を備えている点である。各送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N に対応する端末装置を固定することにより、各送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N が受信ウエイトを受信処理の都度、送受信ウエイト算出部 402 から読み出す必要がなくなる。送信ウエイトについても同様である。そこで、本実施形態においては、送受信ウエイト算出部 402 において算出された受信ウエイトを受信ウエイト乗算回路 431 に記憶させるようにしてもよい。同様に、送信ウエイトを送信ウエイト乗算回路 435 に記憶させるようにしてもよい。

#### 【0276】

(受信処理)

図 33 は、本実施形態における基地局装置 400 の受信処理を示すフローチャートである。基地局装置 400 における受信処理は、基本的に基地局装置 400 と各端末装置との間で同期が図られているシンボル単位で処理を行う。一般的な OFDM 方式を用いた通信であれば、所定のプリアンプル信号を用いた受信信号のタイミング検出の有無の判断により受信処理の開始を判断しているが、本実施形態における受信処理は、そのような判断を行わずに常にシンボル単位で受信処理を繰り返して行う。

#### 【0277】

基地局装置 400 において受信処理が開始されると、第 1 のアンテナ素子 401 - 1 において受信された信号が第 1 の無線信号処理回路 410 - 1 に入力される (ステップ S 401 - 1)。同様に、第 2 のアンテナ素子 401 - 2 から第 K のアンテナ素子 401 - K のそれぞれにおいて受信された信号が、各アンテナ素子 401 - 2 ~ 401 - K に対応する無線信号処理回路 410 - 2 ~ 410 - K に入力される (ステップ S 401 - 2 ~ S 401 - K)。

各無線信号処理回路 410 - 1 ~ 410 - K は、入力された信号をローノイズアンプ 412 で増幅し、増幅された信号をミキサ 414 でベースバンド帯域にダウンコンバートし、帯域外成分をフィルタ 415 で除去し、その結果を A/D 変換器 416 でデジタル化する。更に、FFT 回路 417 がデジタル化されたベースバンド信号からガードインターバルを除去し、時間軸上の信号から周波数軸上の信号に変換する (ステップ S 402 - 1 ~ S 402 - K)。

#### 【0278】

各無線信号処理回路 410 - 1 ~ 410 - K がステップ S 402 - 1 ~ S 402 - K において算出した周波数軸上のベースバンド信号はコピーされ、N 台の端末装置それぞれに対応する送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N に入力される。第 1 の送受信信号処理部 430 - 1 に入力された各ベースバンド信号に対して、受信ウエイト乗算回路 431 が各ベースバンド信号に対応する受信ウエイトを周波数成分ごとに乗算し、乗算結果を周波数成分ごとに全アンテナ素子に亘り加算合成して受信信号処理回路 432 に出力する (ステップ S 403 - 1)。同様に、第 2 の送受信信号処理部 430 - 2 から第 N の送受信信号処理部 430 - N それぞれにおいても、各受信ウエイト乗算回路 431 が入力されるベースバンド信号に受信ウエイトを周波数成分ごとに乗算し、乗算結果を周波数成分ごとに全アンテナ素子に亘り加算合成して受信信号処理回路 432 に出力する (ステップ S 403 - 2 ~ S 403 - N)。

#### 【0279】

なお、ベースバンド信号に対応する受信ウエイトとは、ベースバンド信号を取得した無線信号処理回路 410 に接続されているアンテナ素子 401 と、送受信信号処理部 430 に対応付けられた端末装置との組み合わせに対応する受信ウエイトであって各周波数成分の受信ウエイトである。

#### 【0280】

送受信信号処理部 430 - 1 において、受信信号処理回路 432 は、受信ウエイト乗算回路 431 が加算合成して得られた信号から有意な信号を検出したか否かを判定し (ステップ S 404 - 1)、有意な信号を検出しなかった場合 (ステップ S 404 - 1 : NO)

10

20

30

40

50



、受信処理を終了する。同様に、第2の送受信信号処理部430-2から第Nの送受信信号処理部430-Nにおいても、各受信信号処理回路432は、加算合成により得られた信号から有意な信号を検出したか否かを判定し(ステップS404-2~S404-N)、有意な信号を検出しなかった場合(ステップS404-2~S404-N:NO)、受信処理を終了する。

#### 【0281】

一方、送受信信号処理部430-1において、加算合成により得られた信号から有意な信号を検出した場合(ステップS404-1:YES)、受信信号処理回路432は、検出した信号に対して受信信号処理を行い(ステップS405-1)、受信処理を終了する。同様に、送受信信号処理部430-2~430-Nにおいても、加算合成により得られた信号から有意な信号を検出した場合(ステップS404-2~S404-N:YES)、受信信号処理回路432は検出した信号に対して受信処理を行い(ステップS405-2~S405-N)、受信処理を終了する。

10

#### 【0282】

なお、ステップS404-1~S404-Nにおける有意な信号の検出は、加算合成により得られた信号(例えば、複素数で表される信号)の絶対値を二乗して全周波数成分で合算した値で得られる受信信号レベル(ないしは他の方法で求める受信信号レベルの近似量でも良い)が、予め定められた閾値レベル以上であるか否かにより行う。ないしは、各周波数成分の値の絶対値がある閾値を超えるか否かを評価し、一定数以上の周波数成分で所定の閾値を超える場合に有意な信号の検出としても良い。また、同様に信号の有無を判定できる方法なら如何なる方法であっても構わない。

20

#### 【0283】

また、ここでの受信信号処理とは、フレームフォーマットも意識したチャネル推定処理や、そのチャネル推定結果を基にした信号検出処理(復調処理等)、さらには必要に応じて誤り訂正処理など物理レイヤを中心とした処理を指す。ここでOFDMを用いる場合には、加算合成された信号に対してサブキャリアごとの復調処理を行い、SC-FDEを用いる場合には、加算合成された各周波数成分の信号に対し周波数軸上での信号等化処理を施し、その信号をIFFT処理で合成した信号に対する復調処理を行う。当然ながらMACレイヤ等の上位レイヤの処理やインタフェース部の処理なども必要であるが、これらはシンボル単位の処理とは異なり、信号の有無などに応じて適宜、従来技術と同様に処理されるものである。

30

また、ステップS403-2~S403-Nの処理において、全アンテナ素子に対応する信号を加算合成すると説明したが、有意な信号の検出や、復調・復号等を行える受信信号レベルを得ることができるのであれば、一部のアンテナ素子に対応する信号を加算合成するようにしてもよい。

#### 【0284】

なお、ここでの有意な信号の検出と送受信信号処理部430-1~430-Nで行う受信信号処理は、一続きの無線パケットに対して一体的に判断される。例えば有意な信号検出がない状態から信号検出がある状態に変化したら、それを無線パケットの受信開始と見なして処理を開始し、フレームフォーマットに従って例えばデータ長を表す制御情報などを取得し、そのデータ長の間は仮に有意な信号検出がなくても受信信号処理を継続するとしても構わない。さらには、受信レベルの変化から無線パケットの受信開始と見なされた際に、真に無線パケットの先頭であるか否かの判断の処理を加え、この判断で間違いなく無線パケットの先頭だと判断された場合に上述の受信信号処理の継続を行うこととしても良い。この判断の方法は、例えば誤り検出符号によるチェック(例えばCRCチェック)などでも良いし、チャネル推定後にユニークワード的なパターンを利用し、そのパターンとのマッチングで判断しても良い。

40

#### 【0285】

さらには、チャネル推定結果の周波数軸上の成分を、プリアンブル信号になされた変調処理の逆処理を実施し、その結果をIFFT処理することで得られるインパルス応答ない

50

しは遅延プロファイルにおいて、先頭部分に位置する所定の領域内の成分の絶対値の2乗和が残りの領域の成分の2乗和に対して所定の割合以上となっていることで、近似的なタイミング検出を行っても良い。さらには、周波数成分の信号を時間軸上の成分に戻し、時間軸上の信号に対して従来のタイミング検出と等価な処理を行っても構わない。このような様々な既存の技術の組み合わせにより実施することは可能であり、その如何なる方法であっても本発明を実施することは可能である。

【0286】

(送信処理)

図34は、本実施形態における基地局装置400の送信処理を示すフローチャートである。送信処理においても、基本的に基地局装置400と各端末装置との間で同期が図られているシンボル単位で定常的に以下の処理を実施する。一般的に、送信処理は送信すべき信号がある場合にのみ実施する処理であるが、本発明の基地局装置400における送信処理は、送信すべき信号の有無を判断せずに、常にシンボル単位で以下の送信処理を繰り返して行う。

10

【0287】

基地局装置400において送信処理が開始されると、第1の送受信信号処理部430-1において、送信信号処理回路434は自身に対応する端末装置に送信すべき信号の有無(厳密にはMAC層処理回路433から入力される信号の有無)を判断し(ステップS411-1)、送信すべき信号がない場合(ステップS411-1:NO)、第1の送受信信号処理部430-1における送信処理を終了させる。同様に、第2の送受信信号処理部430-2から第Nの送受信信号処理部430-Nにおいても、送信信号処理回路434は自身に対応する端末装置に送信すべき信号の有無を個別に判断し(ステップS411-2~S411-N)、送信すべき信号がない場合(ステップS411-2~S411-N:NO)、第2から第Nの送受信信号処理部430-2~430-Nにおける送信信号処理を終了させる。

20

【0288】

一方、第1の送受信信号処理部430-1において、自身に対応する端末装置に送信すべき信号がある場合(ステップS411-1:YES)、送信信号処理回路434は、当該信号に対して送信信号処理を行う(ステップS412-1)。ここでの送信信号処理は、いわゆる変調処理や必要に応じて付与されるプリアンブル信号の付加などの従来技術と同様な処理を指す。例えばOFDMであれば、MACレイヤの制御情報なども付与された送信データに必要な応じて誤り訂正符号化を施し、この結果をサブキャリアごとのビット列に分け、分けた各ビット列をIQ平面上の信号点にマッピングし、周波数軸上の送信信号として形成する。その他にもSC-FDEであれば、MACレイヤの制御情報なども付与された送信データに必要な応じて誤り訂正符号化を施し、この結果にシングルキャリアの変調処理を施し、さらに送信信号のブロック単位でFFTにより各周波数成分に分離する。同様に、第2から第Nの送受信信号処理部430-2~430-Nにおいても、自身に対応する端末装置に送信すべき信号がある場合(ステップS411-2~S411-N:YES)、送信信号処理回路434は、当該信号に対して送信信号処理を行う(ステップS412-2~S412-N)。

30

40

【0289】

各送受信信号処理部430-1~430-Nにおいて、ステップS412-1~S412-Nで送信信号処理がなされた各周波数成分の信号に対して、送信ウエイト乗算回路435は、各アンテナ素子401-1~401-Kごとに、当該アンテナ素子に対応する送信ウエイトを乗算し、乗算結果を当該アンテナ素子が接続されている無線信号処理回路410に出力する(ステップS413-1~S413-N)。

【0290】

第1の無線信号処理回路410-1において、加算合成回路421は、各送受信信号処理部430-1~430-Nから入力された各周波数成分の信号(周波数軸上の信号)を周波数成分ごとに加算合成する(ステップS414-1)。同様に、第2から第Kの無線

50

信号処理回路 410 - 2 ~ 410 - K においても、加算合成回路 421 は、各送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N から入力された各周波数成分の信号を周波数成分ごとに加算合成する (ステップ S414 - 2 ~ S414 - K)。

各無線信号処理回路 410 - 1 ~ 410 - K において、各 IFFT & GI 付与回路 422 は、加算合成された信号に対して IFFT 処理しガードインターバルを付与して時間軸上の信号に変換する (ステップ S415 - 1 ~ S415 - K)。このとき、必要であればシンボル間の波形整形を行ってもよい。

#### 【0291】

更に、各無線信号処理回路 410 - 1 ~ 410 - K において、D/A 変換器 423 が時間軸上の信号をアナログ信号に変換し、このアナログ信号をミキサ 425 が無線周波数帯域にアップコンバートし、アップコンバートされた信号に含まれる帯域外の周波数成分をフィルタ 426 が除去する (ステップ S416 - 1 ~ S416 - K)。ハイパワーアンプ 427 は、フィルタ 426 により帯域外の周波数成分が除去された信号を増幅し、アンテナ素子 401 - 1 ~ 401 - K から送信して (ステップ S417 - 1 ~ S417 - K)、送信処理を終了する

#### 【0292】

なお、ステップ S411 - 1 ~ S411 - N において、送信すべき信号がない場合 (ステップ S411 - 1 ~ S411 - N : NO)、送信処理を終了するとしたが、送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N は、ステップ S412 - 1 ~ S412 - N からステップ S413 - 1 ~ S413 - N の処理を行わずに、各周波数成分においてオール・ゼロの信号を各無線信号処理回路 410 - 1 ~ 410 - K に出力するようにしても構わない。この場合においても、各無線信号処理回路 410 - 1 ~ 410 - K は、ステップ S414 - 1 ~ S414 - K からステップ S417 - 1 ~ S417 - K までの処理を上述のように実施する。また、これと全く等価であるが、ステップ S413 - 1 ~ S413 - N の処理における送信ウエイトを乗算する対象の送信信号を信号「0 (ゼロ)」と設定してステップ S413 - 1 ~ S413 - N の処理に遷移しても構わない。この処理を行うようにしても、加算合成においてはゼロが加算されるだけで実質的に影響を与えることがなく、実効的には有効な信号が送信されていないのと等価になる。

#### 【0293】

(本実施形態にかかわる補足事項)

なお、本実施形態における補足事項であるが、仮に FDD 方式を用いる場合にはアップリンクとダウンリンクとの間のチャネル推定結果には全く相関がないものとなる。したがって、アップリンクのチャネル推定結果からキャリブレーションを行いダウンリンクのチャネル情報を推定することはできない。したがって、ダウンリンクのチャネル推定は、チャネルフィードバックの直接的な方法によって実現するなど、別途、追加の処理が必要となる場合があるが、それらの処理を実施すれば FDD 方式を用いる場合であっても同様に適用可能である。FDD 方式を用いる場合のダウンリンクのチャネル推定では、基地局装置 400 からは 1 本ずつ順番に全てのアンテナ素子 401 からトレーニング信号等を順に送信する必要がある。しかし、基地局装置 400 からのチャネル推定用の信号の送信に対して、全ての端末装置は同時並行的にチャネル推定を行うことが可能である。一方、アップリンクの場合においては、本発明関連技術で示したのと同様に信号が混信しないように各端末装置が個別にタイミングを分けて送信することになるため、アップリンクとダウンリンクでは非対象の処理となっている点に注意を要する。

#### 【0294】

上述のように、本実施形態における基地局装置 400 は、通信対象とする N 台全ての端末装置に 1 対 1 に対応する N 個の送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N を備えるようにした。更に各送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N において、チャネル情報に対して短時間平均化処理 (図 23)、相対成分取得処理 (図 24)、長時間平均化処理 (図 25) を行って得られた受信ウエイトを用いて複数のアンテナ素子 401 - 1 ~ 401 - K で受信した各受信信号を常に同位相合成して、有意な信号が含まれているか否かを判断す

る。すなわち、各送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N において、対応する端末装置が信号を送信したか否かを判断し、送信された信号がある場合に受信処理をすることができる。これにより、各端末装置に対する無線リソースの割り当てを把握することなくアップリンクの通信を並列に行うことができる。

【0295】

また、各送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N は、対応する端末装置に送信すべき信号がある場合には、短時間平均化処理、相対成分取得処理、長時間平均化処理を行って得られた送信ウェイトを用いて当該端末装置において同位相合成される信号を送信する。これにより、送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N は、複数台の端末装置と空間多重伝送を行う場合においても、それぞれに対応する端末装置に送信すべき信号の有無に応じて処理を並列に行うことができる。

10

【0296】

これにより、基地局装置 400 は、各端末装置に無線リソースを割り当てるスケジューリング処理を行わずとも、各端末装置と空間多重伝送を行うことができる。つまり、基地局装置 400 における送受信信号処理部 430 - 1 ~ 430 - N と各端末装置との間で見れば、あたかも Point - to - Point 型の通信を行っている状況であり、シンボルタイミング同期の条件、及び TDD 方式の場合には送信 / 受信区間の制約や、メンテナンス作業等において無線通信が中断されることはあるが、それらを除けば任意のタイミングでデータの送信及び受信を実施することができる。したがって、基地局装置 400 において、スケジューリングに付随する処理に関する負荷を削減することができる。

20

【0297】

更に、端末装置に対する帯域割り当て管理が不要になるので、必要とする帯域を各端末装置に問い合わせたり、各端末装置が基地局装置に帯域の割り当てを要求したりする制御情報の送受信が不要となり、MAC レイヤにおける処理を削減することができるとともに、無駄なオーバーヘッドとなる制御情報を省略することで MAC レイヤの効率を向上することができる。例えば複数の端末装置との間の通常の多元接続であれば、信号の衝突を許容するランダムアクセス制御を除けば、帯域要求用及び帯域割り当てのための制御信号を相互に交換することが避けられないため、そのオーバーヘッドによる MAC レイヤの効率の低下が無視できなかつた。特に、そのオーバーヘッドは端末装置の数に比例する傾向があるため、大多数の端末装置との多元接続では致命的であった。しかし、基地局装置 400 は、端末装置ごとのトラヒックに大きな偏りがある場合や、時間に応じてトラヒックに大きな偏りがある場合においても、このようなオーバーヘッドによる MAC レイヤの効率を低下させることなく、各端末装置と空間多重伝送を行うことができる。また、基地局装置 400 においては、各端末装置から送信される信号の混信を回避するためのアクセス制御は不要であるため、実際には例えば TDMA 方式におけるスロット割り当て的な処理や、CSMA / CA 方式におけるランダムバックオフなどの制御は不要となる。

30

これにより、基地局装置 400 を具備する無線通信システムにおいては、MAC レイヤ効率の向上とそれに伴うスループット特性の向上とが期待できる。

【0298】

なお、基地局装置 400 において、既存の無線標準規格に従い動作するのであれば、MAC 層処理回路においてそのようなアクセス制御が実施されていたとしても問題はない。具体的には、端末装置が無線標準規格の WiMAX に従う端末装置であるとすれば、実効的には Point - to - Point 通信でありながらも、基地局装置 400 の各 MAC 層処理回路 433 は WiMAX のフレーム構成における UL - Map や DL - Map などのスケジューリングに関する報知情報を生成するようにしてもよい。

40

【0299】

また、FDD 方式を用いる場合には、送信と受信を別の周波数チャネルで行うという修正を行えば、無線標準規格の Wi-Fi に従う端末装置であっても、従来と同等の処理を実施することができる。なお、Wi-Fi の場合には複数の端末装置の送信タイミングの衝突を回避するためのランダムバックオフ制御が必須であるが、本発明を適用する場合は、

50

基本的に異なる端末装置同士で無線パケットの衝突（混信）は発生しないため、ランダムバックオフ制御も当該の基地局装置及び端末装置間の衝突のみを回避できれば十分である。

#### 【0300】

また、本発明で規定している動作は、必ずしも全ての時間帯で定常的に実施しなくても良い。例えば、TDD方式を用いる場合もFDD方式を用いる場合も同様に、ある一定の周期で基地局装置よりアップリンク及びダウンリンクの双方の帯域割り当てを指示する基地局集中制御的な動作を行う時間帯と、本発明にて規定される各端末装置と基地局装置があたかも自律分散的なPoint-to-Point通信を並列に動作する時間帯とを時分割で分け、その決められた時間帯においてのみ本発明を利用する構成としても構わない。具体例としては、アップリンクにおける帯域要求信号のみを本発明を用いて送信し、従来と同様にユーザデータに関しては基地局集中制御により送受信するとしても構わない。この場合、基地局集中制御に伴うスケジューリングの負荷を軽減する効果は期待できなくなるが、帯域要求用の制御信号に関してはスケジューリング処理が不要になり、さらには必要な時だけ帯域要求情報を送信すればよいため、無用なオーバーヘッドを低減し、MACレイヤの効率を高めることは可能である。

更に、図19に示した本発明関連技術における構成例の記憶回路115に相当する回路を本実施形態では明記していなかったが、これらの回路を実装し、ここに記憶された様々な設定情報を通信の際に活用することは当然ながら可能である。

また更に、図1には、図31の無線信号処理回路410の構成例、あるいは図32の無線信号処理回路410aの構成例に記載したローカル発振器413及び424（または424a）は明示的に記載していない。ただし、先の説明でも記載したとおり、図1の各無線信号処理回路410-1～410-Kに含まれるローカル発振器413及び424は、基地局全体で共用化が図られるのが一般的であり、本来であれば無線信号処理回路410の外部にローカル発振器413及び424を図示するのが適当である。しかし、ここでは説明の都合上、各無線信号処理回路410内にこれらを記載し、実際の運用では全体が共用化されているものとして説明を行っている。

#### 【0301】

##### [その他の補足事項]

なお、本発明における基地局装置の機能を実現するためのプログラムをコンピュータ読み取り可能な記録媒体に記録して、この記録媒体に記録されたプログラムをコンピュータシステムに読み込ませ、実行することにより、送信ウエイト及び受信ウエイト、並びに送受信ウエイトを算出する処理を行ってもよい。なお、ここでいう「コンピュータシステム」とは、OSや周辺機器等のハードウェアを含むものとする。また、「コンピュータシステム」は、ホームページ提供環境（あるいは表示環境）を備えたWWWシステムも含むものとする。また、「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、フレキシブルディスク、光磁気ディスク、ROM、CD-ROM等の可搬媒体、コンピュータシステムに内蔵されるハードディスク等の記憶装置のことをいう。更に「コンピュータ読み取り可能な記録媒体」とは、インターネット等のネットワークや電話回線等の通信回線を介してプログラムが送信された場合のサーバやクライアントとなるコンピュータシステム内部の揮発性メモリ（RAM）のように、一定時間プログラムを保持しているものも含むものとする。

#### 【0302】

また、上記プログラムは、このプログラムを記憶装置等に格納したコンピュータシステムから、伝送媒体を介して、あるいは、伝送媒体中の伝送波により他のコンピュータシステムに伝送されてもよい。ここで、プログラムを伝送する「伝送媒体」は、インターネット等のネットワーク（通信網）や電話回線等の通信回線（通信線）のように情報を伝送する機能を有する媒体のことをいう。また、上記プログラムは、前述した機能の一部を実現するためのものであっても良い。更に、前述した機能をコンピュータシステムに既に記録されているプログラムとの組み合わせで実現できるもの、いわゆる差分ファイル（差分プログラム）であっても良い。

10

20

30

40

50

## 【符号の説明】

## 【0303】

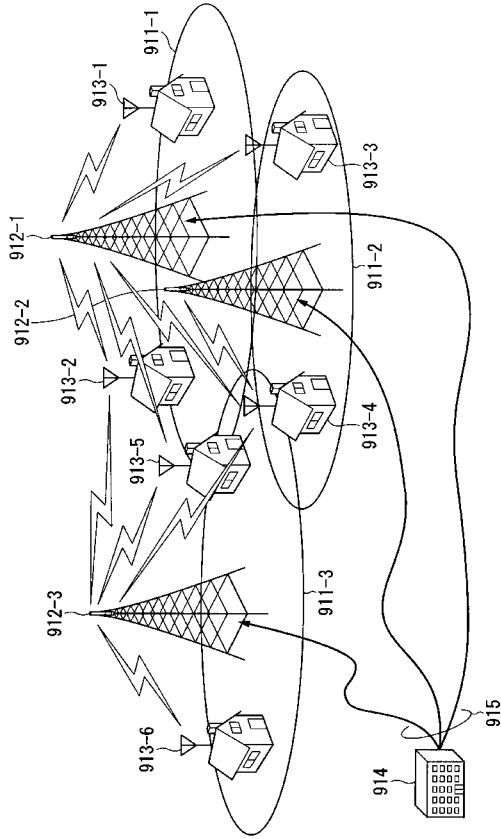
1 - 1、1 - 2、1 - 3	OFDMシンボル	
2 - 1、2 - 2、2 - 3	有効な信号領域	
3 - 1、3 - 2、3 - 3	トレーニング信号	
4 - 1、4 - 2、4 - 3	末尾領域	
5 - 1、5 - 2、5 - 3	ガードインターバル	
6 - 1、6 - 2、6 - 3	信号周期	
10	基地局装置	
11	建築物	10
12 - 1、12 - 2	端末装置	
13 - 1、13 - 2、13 - 3、13 - 4	基地局装置のアンテナ素子	
14 - 1、14 - 2、14 - 3	地上の移動体	
15 - 1、15 - 2	建築物	
21 - 1、21 - 2、21 - 3	ハイパワーアンプ (HPA)	
22 - 1、22 - 2、22 - 3	ローノイズアンプ (LNA)	
23 - 1、23 - 2、23 - 3	時分割スイッチ (TDD-SW)	
24 - 1、24 - 2、24 - 3	アンテナ素子	
25 - 1、25 - 2、25 - 3	無線モジュール	
26 - 1、26 - 2、26 - 3	アンテナ端子	20
27	同軸ケーブル	
80	基地局装置	
81	送信部	
85	受信部	
87	インタフェース回路	
88	MAC層処理回路	
100	受信部	
101 - 1、101 - 2、101 - K	アンテナ素子	
102 - 1、102 - 2、102 - K	TDDスイッチ	
103 - 1、103 - 2、103 - K	ローノイズアンプ (LNA)	30
104	ローカル発振器	
105 - 1、105 - 2、105 - K	ミキサ	
106 - 1、106 - 2、106 - K	フィルタ	
107 - 1、107 - 2、107 - K	A/D変換器	
108 - 1、108 - 2、108 - K	FFT回路	
109 - 1、109 - 2、109 - L	受信信号処理回路	
110	通信制御回路	
115	記憶回路	
120	送受信ウエイト算出部	
121	チャンネル情報短時間平均回路	40
122	相対成分取得回路	
123	チャンネル情報長時間平均回路	
124	受信ウエイト算出回路	
125	受信ウエイト記憶回路	
126	キャリブレーション回路	
127	送信ウエイト算出回路	
128	送信ウエイト記憶回路	
129	キャリブレーション係数記憶回路	
140	送信部	
141 - 1、141 - 2、141 - L	送信信号処理回路	50

1 4 2 - 1、1 4 2 - 2、1 4 2 - K	加算合成回路	
1 4 3 - 1、1 4 3 - 2、1 4 3 - K	I F F T & G I 付与回路	
1 4 4 - 1、1 4 4 - 2、1 4 4 - K	D / A 変換器	
1 4 5	ローカル発振器	
1 4 6 - 1、1 4 6 - 2、1 4 6 - K	ミキサ	
1 4 7 - 1、1 4 7 - 2、1 4 7 - K	フィルタ	
1 4 8 - 1、1 4 8 - 2、1 4 8 - K	ハイパワーアンプ ( H P A )	
1 7 0	インタフェース回路	
1 8 0	M A C 層処理回路	
1 8 1	スケジューリング処理回路	10
4 0 0	基地局装置	
4 0 1、4 0 1 - 1、4 0 1 - 2、4 0 1 - K	アンテナ素子	
4 0 2	送受信ウエイト算出部	
4 0 3	通信制御回路	
4 0 4	インタフェース回路	
4 1 0、4 1 0 a、4 1 0 - 1、4 1 0 - 2、4 1 0 - K	無線信号処理回路 ( 無線信号処理部 )	
4 1 1	T D D スイッチ	
4 1 2	ローノイズアンプ ( L N A )	
4 1 3、4 2 4、4 2 4 a	ローカル発振器	20
4 1 4、4 2 5	ミキサ	
4 1 5、4 2 6、4 2 6 a	フィルタ	
4 1 6	A / D 変換器	
4 1 7	F F T 回路	
4 2 1	加算合成回路	
4 2 2	I F F T & G I 付与回路	
4 2 3	D / A 変換器	
4 2 7	ハイパワーアンプ	
4 3 0、4 3 0 - 1、4 3 0 - 2、4 3 0 - N	送受信信号処理部	
4 3 1	受信ウエイト乗算回路 ( 受信ウエイト乗算部 )	30
4 3 2	受信信号処理回路 ( 受信信号処理部 )	
4 3 3	M A C 層処理回路	
4 3 4	送信信号処理回路 ( 送信信号処理部 )	
4 3 5	送信ウエイト乗算回路 ( 送信ウエイト乗算部 )	
8 0 1	基地局装置	
8 0 2 - 1、8 0 2 - 2、8 0 2 - 3	端末装置	
8 1 1 - 1、8 1 1 - 2、8 1 1 - L	送信信号処理回路	
8 1 2 - 1、8 1 2 - 2、8 1 2 - K	加算合成回路	
8 1 3 - 1、8 1 3 - 2、8 1 3 - K	I F F T & G I 付与回路	
8 1 4 - 1、8 1 4 - 2、8 1 4 - K	D / A 変換器	40
8 1 5	ローカル発振器	
8 1 6 - 1、8 1 6 - 2、8 1 6 - K	ミキサ	
8 1 7 - 1、8 1 7 - 2、8 1 7 - K	フィルタ	
8 1 8 - 1、8 1 8 - 2、8 1 8 - K	ハイパワーアンプ ( H P A )	
8 1 9 - 1、8 1 9 - 2、8 1 9 - K	アンテナ素子	
8 2 0	通信制御回路	
8 3 0	送信ウエイト処理部	
8 3 1	チャネル情報取得回路	
8 3 2	チャネル情報記憶回路	
8 3 3	マルチユーザ M I M O 送信ウエイト算出回路	50

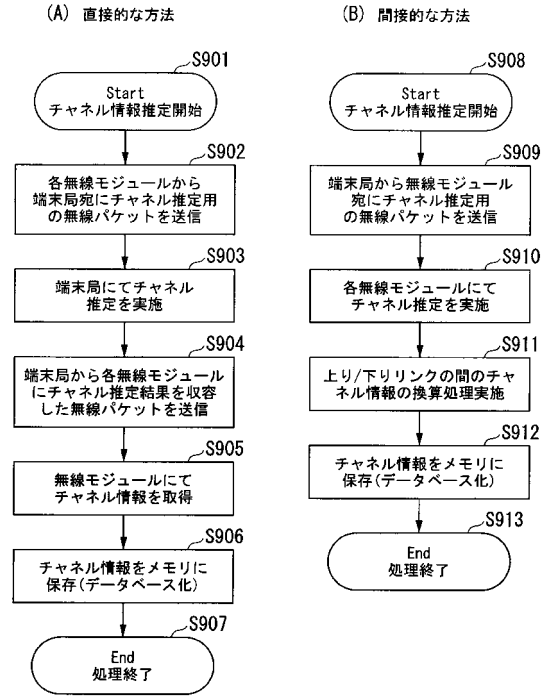




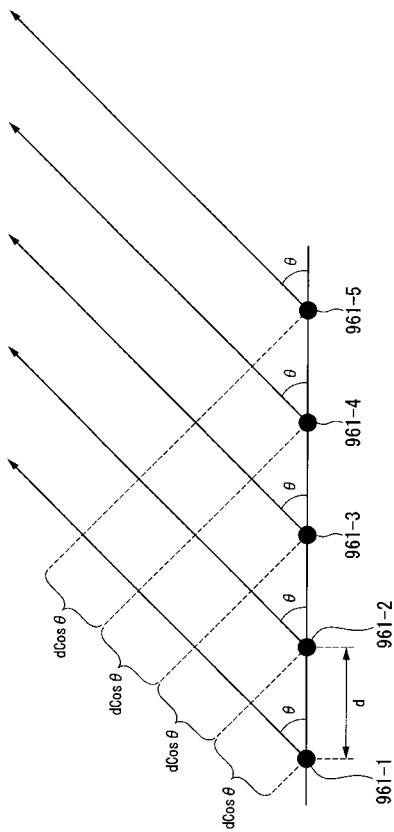
【 図 3 】



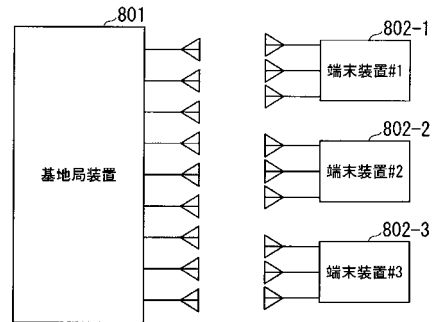
【 図 4 】



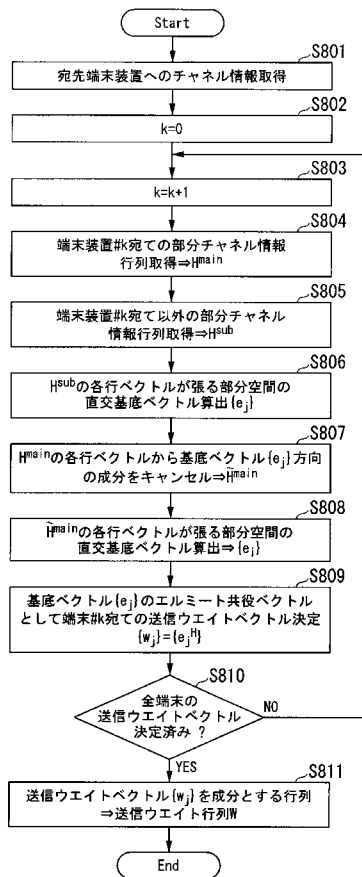
【 図 5 】



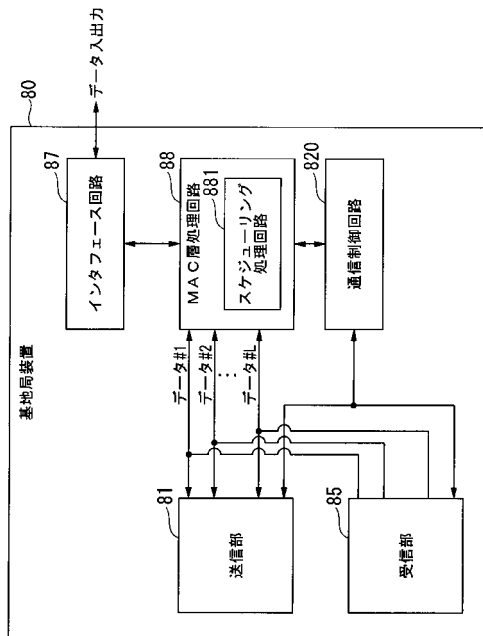
【 図 6 】



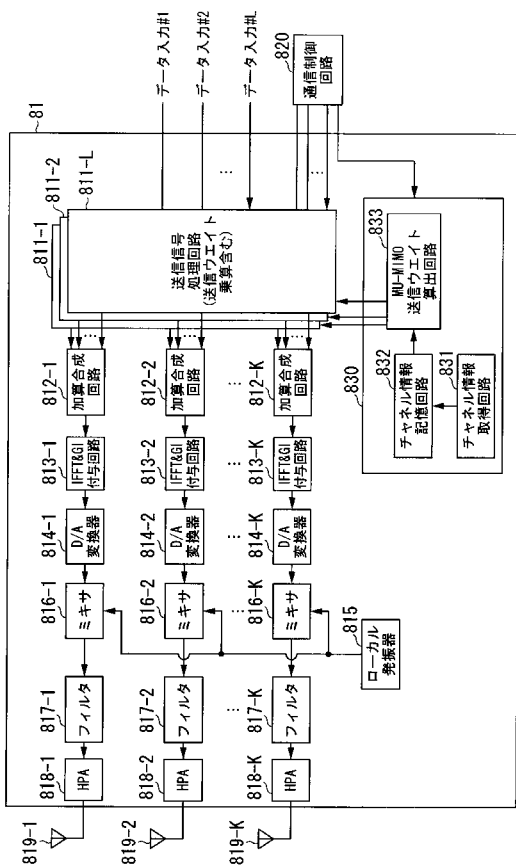
【 図 7 】



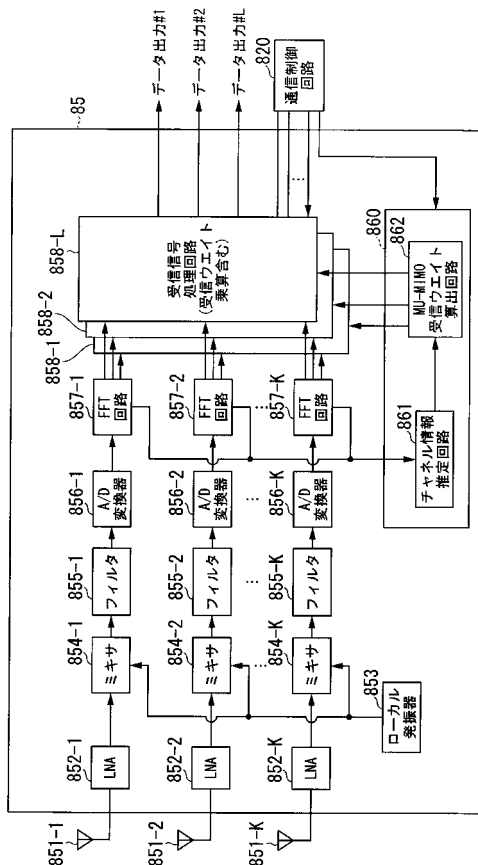
【 図 8 】



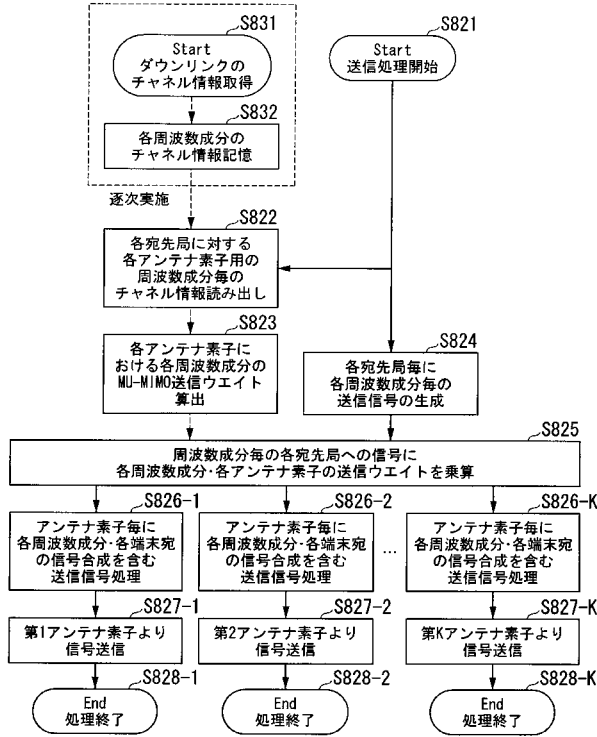
【 図 9 】



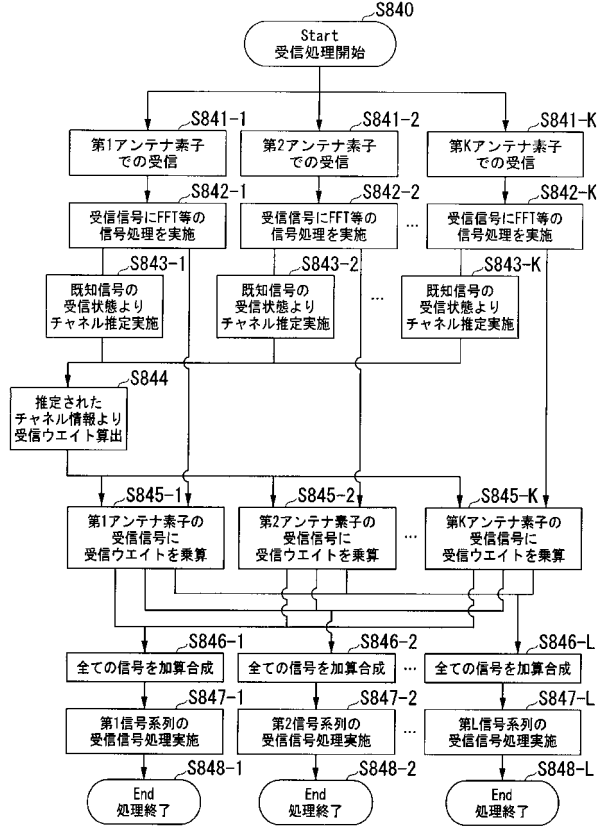
【 図 10 】



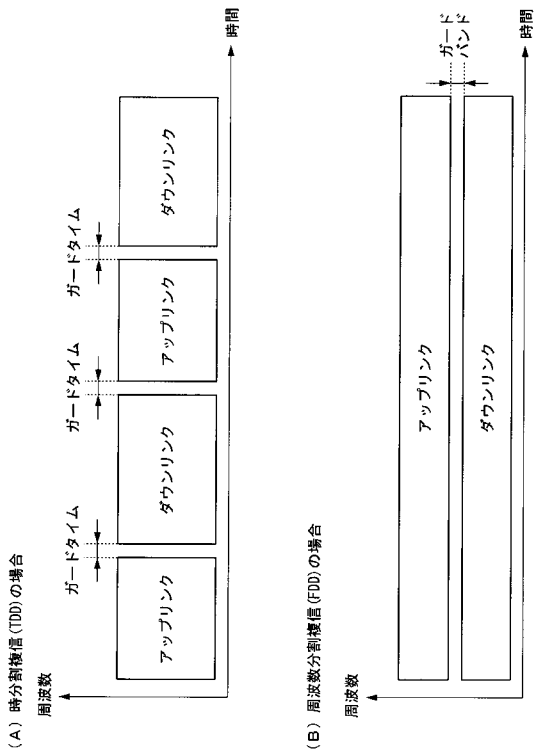
【図 1 1】



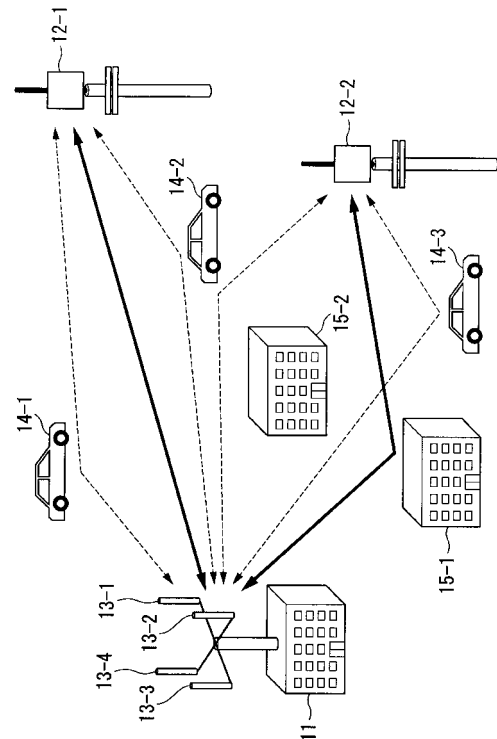
【図 1 2】



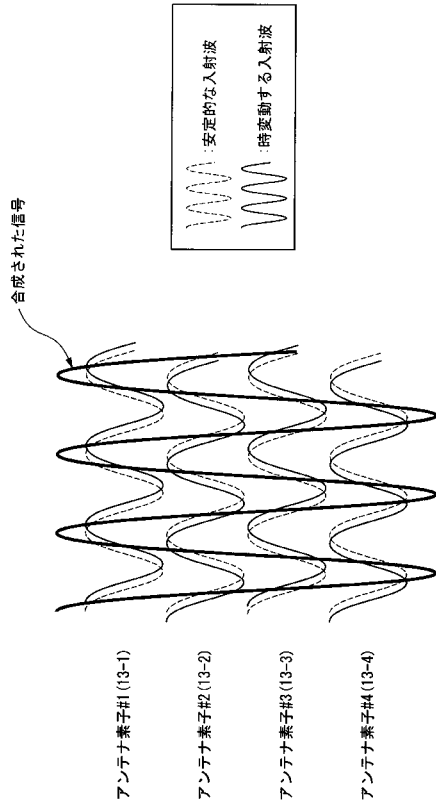
【図 1 3】



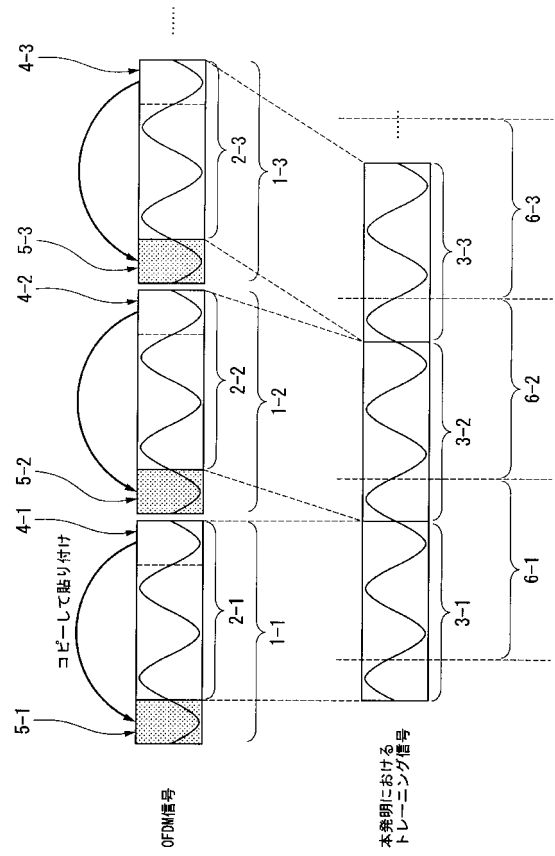
【図 1 4】



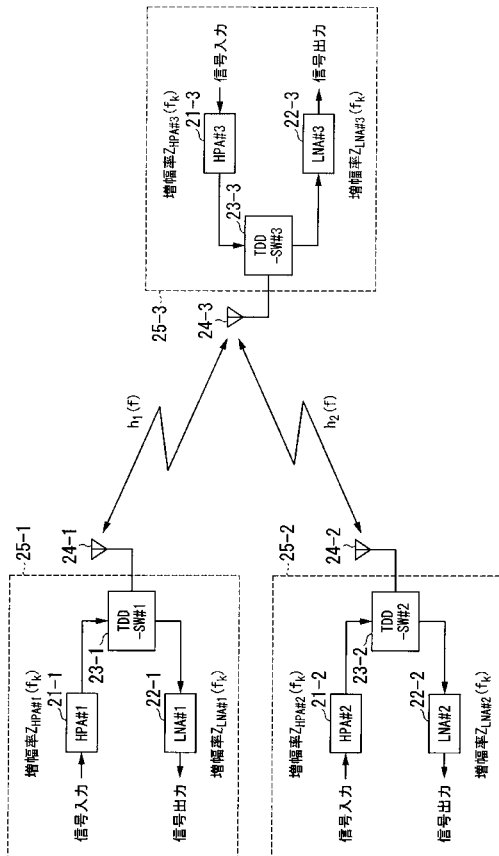
【図 15】



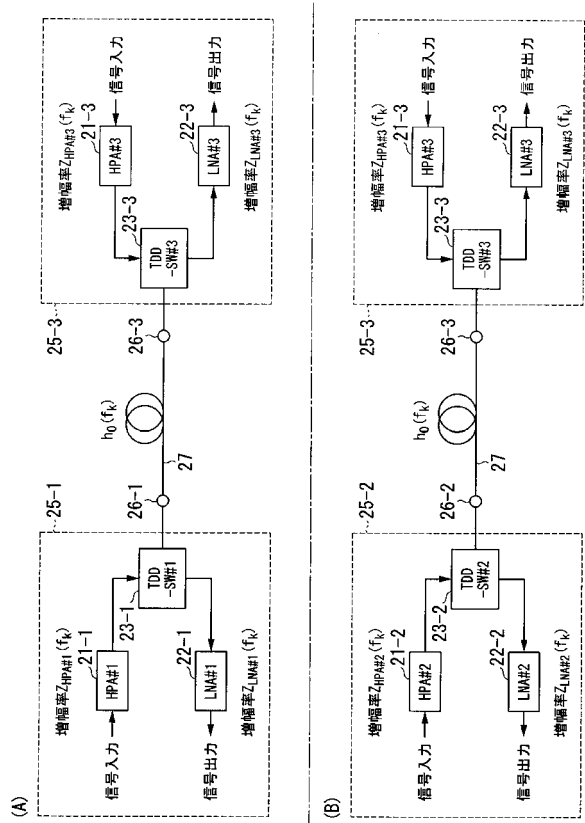
【図 16】



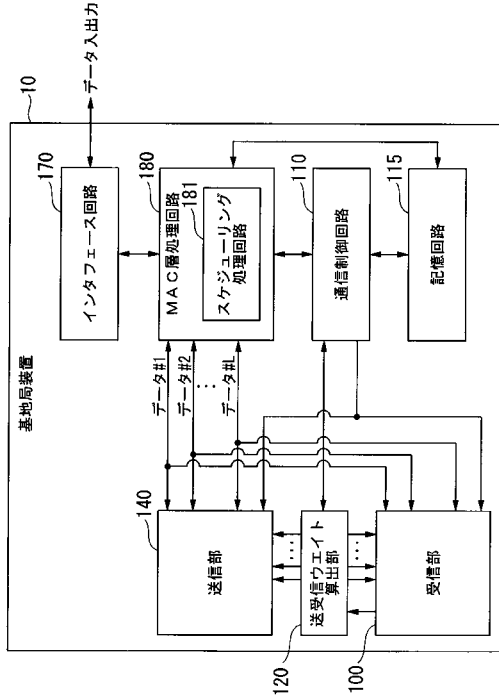
【図 17】



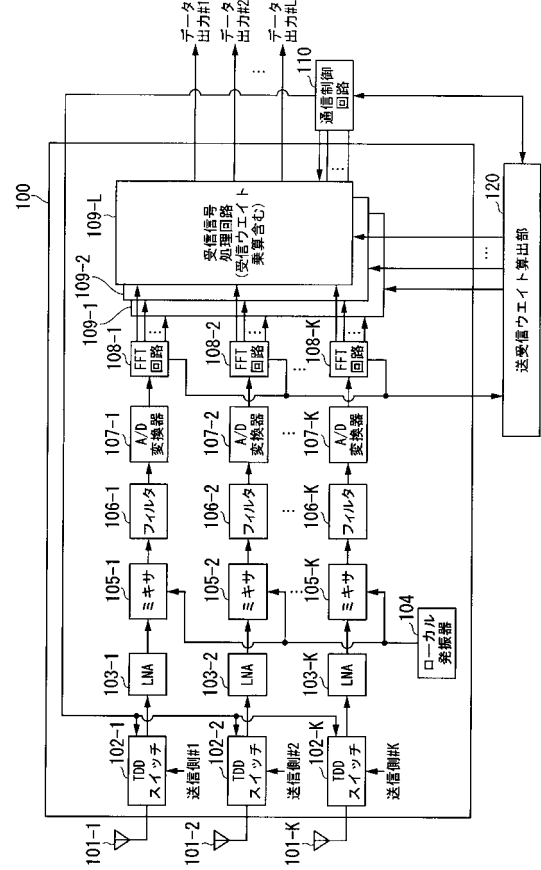
【図 18】



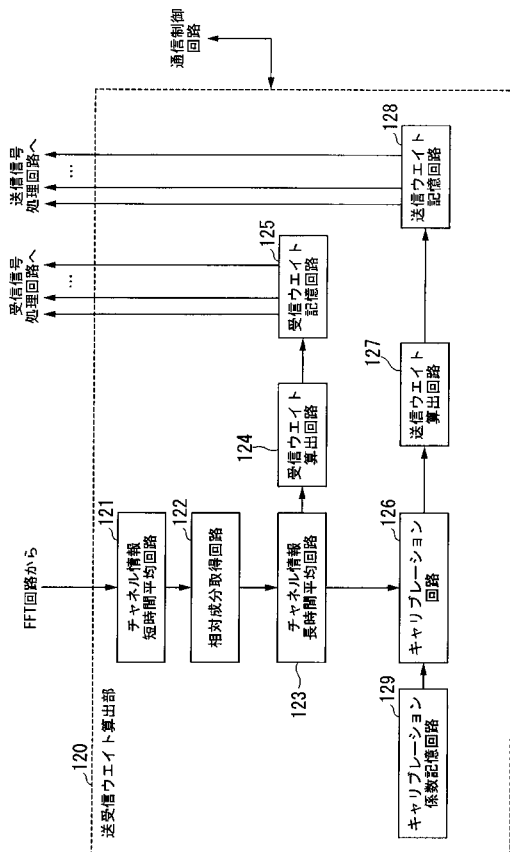
【図 19】



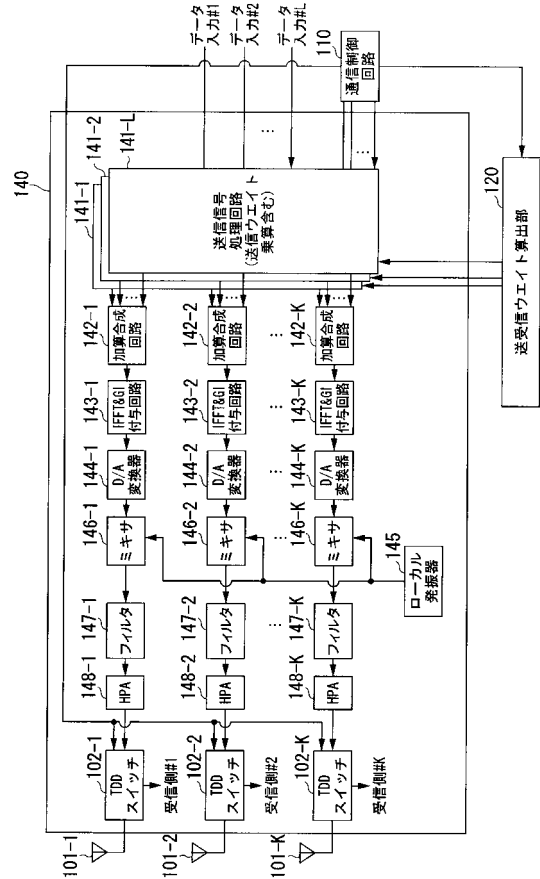
【図 20】



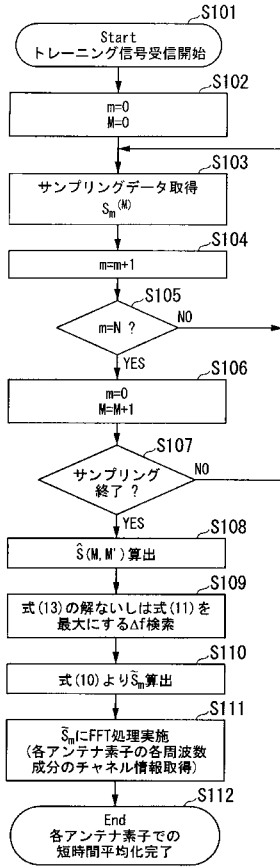
【図 21】



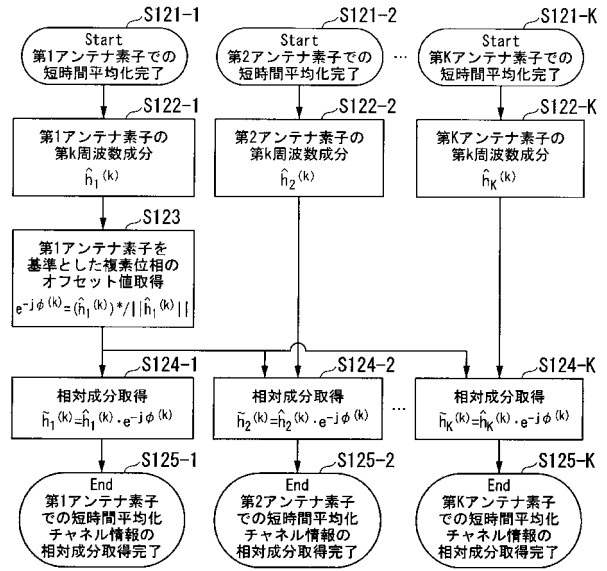
【図 22】



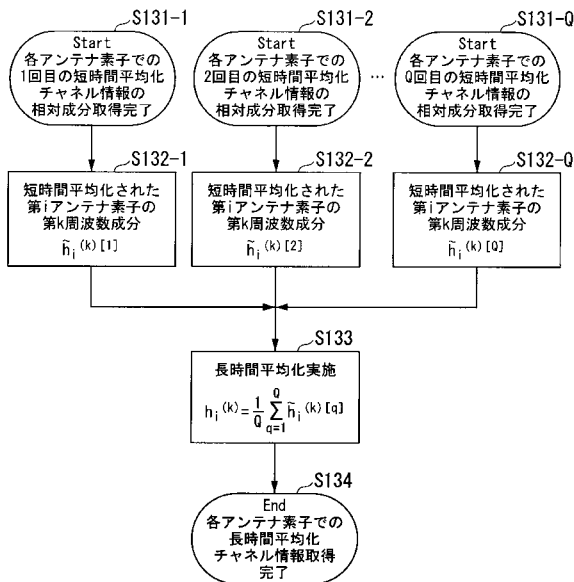
【 図 2 3 】



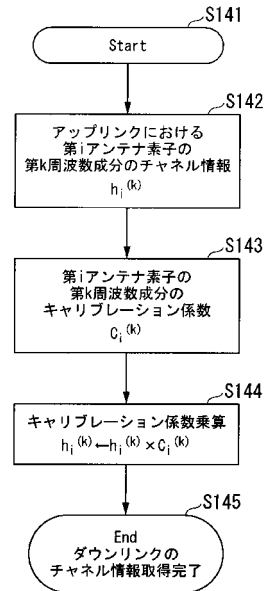
【 図 2 4 】



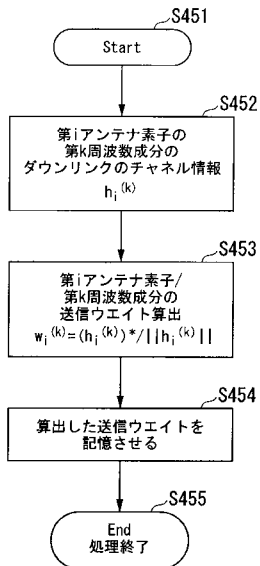
【 図 2 5 】



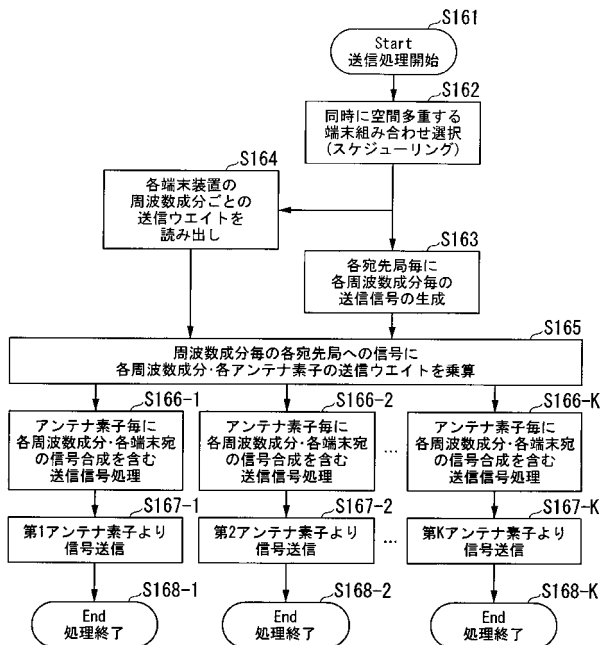
【 図 2 6 】



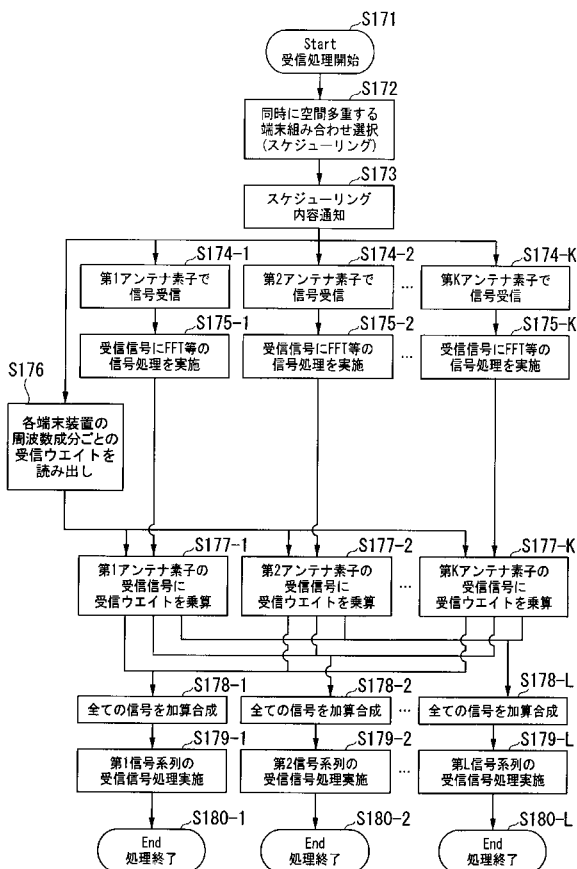
【図 27】



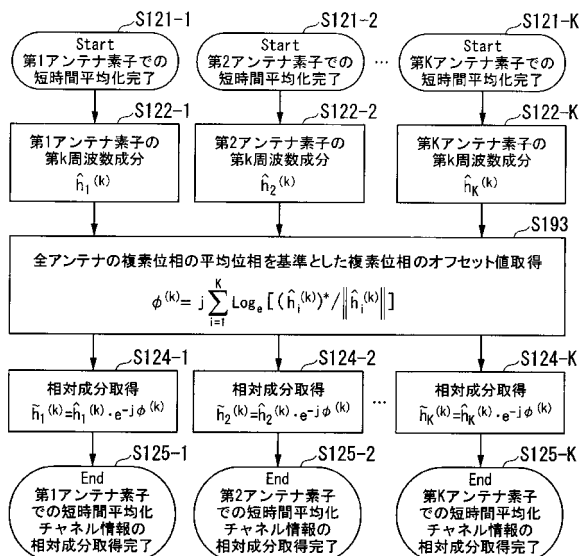
【図 28】



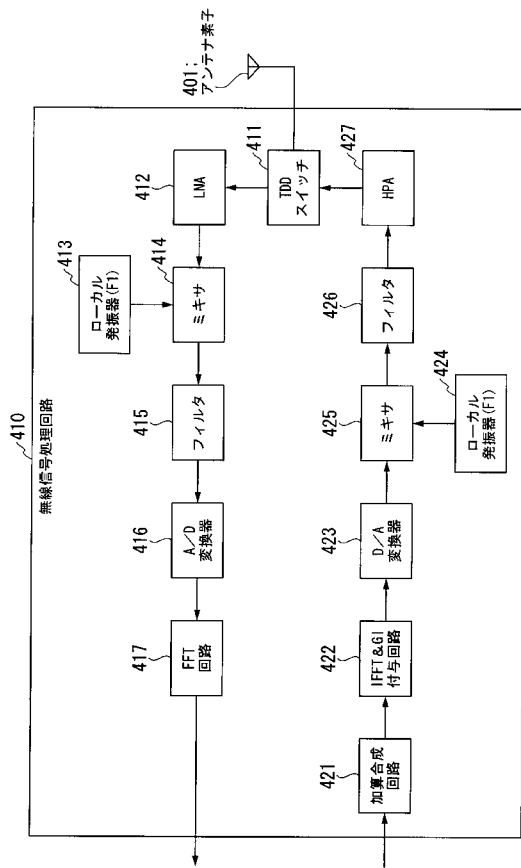
【図 29】



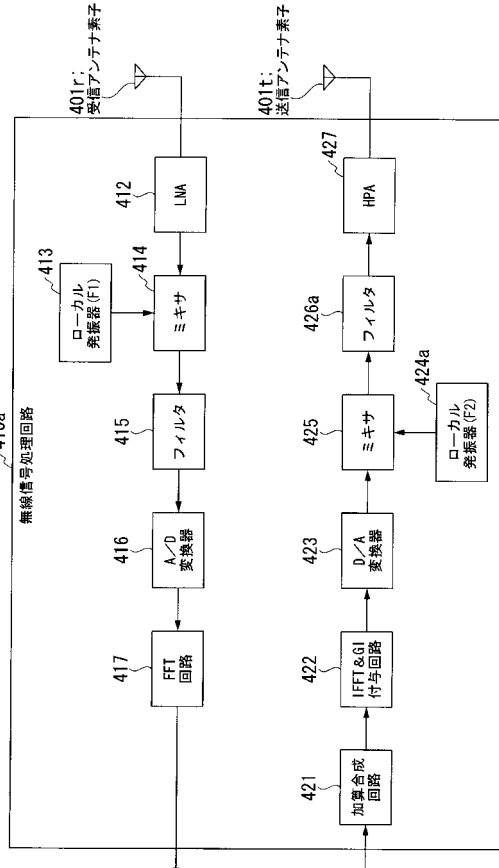
【図 30】



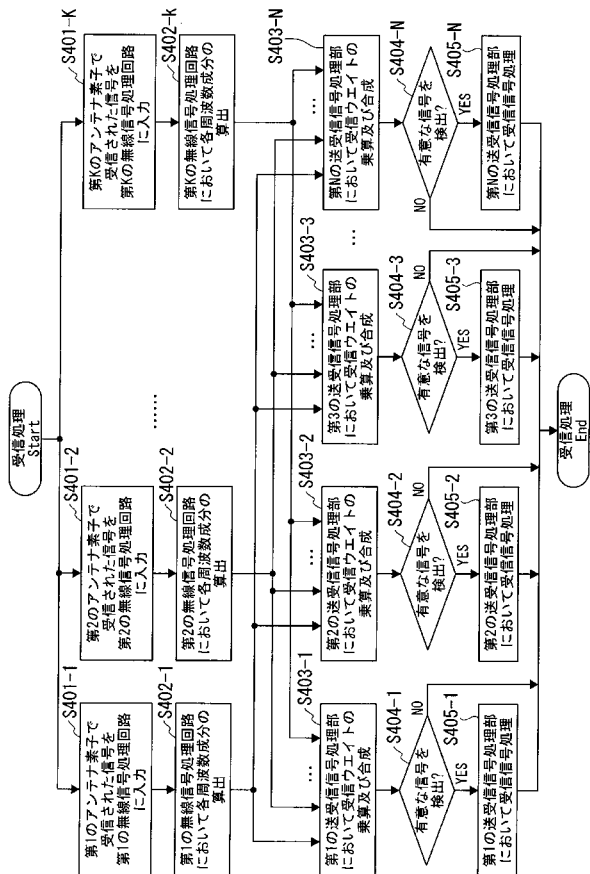
【図 3 1】



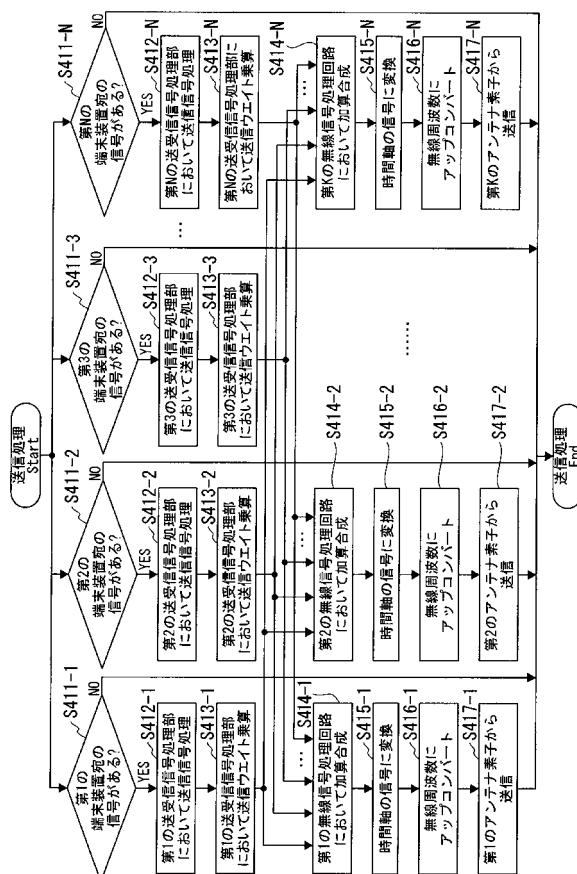
【図 3 2】



【図 3 3】



【図 3 4】





---

フロントページの続き

(51) Int.Cl. F I テーマコード(参考)  
H 0 4 B 7/10 (2006.01) H 0 4 B 7/10 A

(72) 発明者 飯塚 正孝  
東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日本電信電話株式会社内  
Fターム(参考) 5K067 EE10 KK03  
5K159 CC04 EE02 FF03 GG02 GG07 GG13