

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4183134号  
(P4183134)

(45) 発行日 平成20年11月19日(2008.11.19)

(24) 登録日 平成20年9月12日(2008.9.12)

(51) Int.Cl.		F I			
HO4B	7/10	(2006.01)	HO4B	7/10	A
HO4B	1/69	(2006.01)	HO4J	13/00	C
HO4B	7/08	(2006.01)	HO4B	7/08	D
HO4J	15/00	(2006.01)	HO4J	15/00	

請求項の数 11 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2004-538647 (P2004-538647)	(73) 特許権者	505106357
(86) (22) 出願日	平成14年12月31日(2002.12.31)		中▲興▼通▲訊▼股▲分▼有限公司
(65) 公表番号	特表2006-500834 (P2006-500834A)		中国 広東省 深▲せん▼市 南山区 高
(43) 公表日	平成18年1月5日(2006.1.5)		新技▲木▼▲産▼▲業▼▲園▼科技南路中
(86) 国際出願番号	PCT/CN2002/000946		▲興▼通▲訊▼大▲し▼
(87) 国際公開番号	W02004/030239	(74) 代理人	100082072
(87) 国際公開日	平成16年4月8日(2004.4.8)		弁理士 清原 義博
審査請求日	平成17年4月4日(2005.4.4)	(72) 発明者	王▲やん▼文
(31) 優先権主張番号	02137238.1		中国 広東省 深▲せん▼市 南山区 高
(32) 優先日	平成14年9月24日(2002.9.24)		新技▲木▼▲産▼▲業▼▲園▼科技南路中
(33) 優先権主張国	中国 (CN)		▲興▼通▲訊▼大▲し▼
		(72) 発明者	▲暹▼立東
			中国 広東省 深▲せん▼市 南山区 高
			新技▲木▼▲産▼▲業▼▲園▼科技南路中
			▲興▼通▲訊▼大▲し▼

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スマートアンテナ及びそのビーム形成方法と装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

事前の要求に応じて計算された重み値により形成された単ビームを用いて、予め設定された角度の間隔及び幅で離散するように所定の領域内でマルチラディウス走査を行って、一つ或いは複数の走査角度で、希望するユーザーを見つけた時、前記走査角度を記録し、前記走査角度と対応するマルチラディウスのディレイを計算してマルチラディウスディレイ情報を獲得し、

前記マルチラディウスディレイ情報によって、受信信号に対してディレイ調整し、

専用制御チャンネルのパイロット信号を基準信号として、既知の専用制御チャンネルのパイロットビットに対して、スペクトラム拡散、スクランプリングし、

前記スペクトラム拡散、スクランプリングして得られたパイロット信号とアンテナアレイから受信したパイロット信号の相関行列を計算し；

最小二乗誤差基準により、求めた当該相関行列のおよその値を、初期重み値とし、

前記初期重み値を利用して、アレイから受信した信号に対して、空間領域処理を行い、

前記空間領域処理後の信号により、専用制御チャンネル情報の判定出力を獲得し、

専用制御チャンネルのパイロットセグメント時間内で、判定結果の代わりにパイロット記号で再拡散、スクランプリングし、

専用制御チャンネルの非パイロットセグメント時間内で、データの全てが1であるスペクトラム拡散コードリストを用いて、判定した非パイロットセグメント情報をスペクトラム拡散してから、スクランプリングして、新しい基準信号を形成し、

前記新しい基準信号と新しい受信信号との相関行列を計算し、  
最小二乗誤差基準により最適化重み値を求め、  
前記最適化重みにより、アダプティブビームを形成して、専用データチャンネル情報を  
処理することを含むスマートアンテナのビーム形成方法。

【請求項 2】

前記走査ビームの角度間隔が、最小のビーム幅より小さいことを特徴とする請求項 1 に記載のビーム形成方法。

【請求項 3】

前記専用制御チャンネル情報を決定出力した後に、さらに、決定出力したデータビットの信号対干渉雑音比を推定し、及び前記信号対干渉雑音比が一つの所定しきい値より小さい場合、所定領域に対してマルチラディウス走査を行うステップを繰り返すステップを含むことを特徴とする請求項 1 に記載のビーム形成方法。

10

【請求項 4】

前記アレイから受信した信号に対して、空間領域処理を行うステップには、サーチしたマルチラディウス情報によって、前記初期重み値を利用して、ユーザーの大きいディレイマルチラディウス成分毎に、それぞれビームを形成することを含むことを特徴とする請求項 1 に記載のビーム形成方法。

【請求項 5】

前記専用制御チャンネル情報の決定出力を獲得するステップには、  
 前記パイロットタイムセグメントのビーム形成信号に対して、逆拡散と逆スクランブルを行う；及び、  
 当該逆スクランブルと逆拡散した結果を使用して複素数ゲインを推定して、制御部分の非パイロットセグメント信号に対して決定することを含むことを特徴とする請求項 1 に記載のビーム形成方法。

20

【請求項 6】

単ビームを用いて、予め設定された角度の間隔及び幅で離散するように所定領域内でマルチラディウス走査を行って、ディレイ情報を獲得し、アンテナアレイから受信した信号をディレイ調整するためのマルチラディウス走査ディレイ調整ユニットを有し、  
 再拡散スクランプリングフィードバックモジュールからフィードバックした基準信号により、ビーム形成するための複数の重み値を計算する重み値推定ユニット；  
 アンテナアレイから受信した信号に対してビーム形成を行うための空間領域ビーム形成モジュール；

30

前記空間領域ビーム形成モジュールによりビーム形成した信号によって、転送したデータを獲得するための時間領域マッチングフィルターモジュール；及び、

前記時間領域マッチングフィルターモジュールから獲得したデータ情報によって、基準信号を生成して、前記空間領域ビーム形成モジュールにフィードバックして、空間領域処理後の信号により、専用制御チャンネル情報の判定出力を獲得し、前記専用制御チャンネルのパイロットセグメント時間内で、判定結果の代わりにパイロット記号で再拡散、スクランプリングし、前記専用制御チャンネルの非パイロットセグメント時間内で、データの全てが 1 であるスペクトラム拡散コードリストを用いて、判定した非パイロットセグメント情報をスペクトラム拡散してから、スクランプリングして、新しい基準信号を形成するための再拡散スクランプリングフィードバックモジュールを含み、

40

前記重み値推定ユニットが、前記基準信号とアンテナアレイから受信した信号の相関行列を計算して、最小二乗誤差基準により求めた当該相関行列のおよその値を前記重み値とし、

伝送したデータを獲得しなかった場合、再拡散スクランプリングフィードバックモジュールが、既知の専用制御チャンネルのパイロットビットを使用して、スペクトラム拡散、スクランプリングして、基準信号とし、前記重み値推定ユニットが、前記基準信号とアンテナアレイから受信した信号の相関行列を計算して、最小二乗誤差基準により求めた当該相関行列のおよその値を前記重み値とすることを特徴とするスマートアンテナのビーム形

50

成装置。

【請求項 7】

前記マルチラディウス走査ディレイ調整ユニットには、  
 所定角度間隔、所定幅にて離散走査ビームを形成するための走査ビーム形成ユニット；  
 前記走査ビーム形成ユニットから形成した走査ビームにて、マルチラディウスディレイ  
 をサーチするためのディレイサーチャー；及び  
 前記ディレイサーチャーからサーチされたマルチラディウスディレイにより、アンテナ  
 アレイから受信したマルチラディウス信号をディレイ調整するディレイ調整ユニットを含  
 むことを特徴とする請求項 6 に記載のビーム形成装置。

【請求項 8】

前記空間領域ビーム形成モジュールは、さらに、  
 前記重み値推定ユニットから計算した対応重み値と対応アンテナアレイのアレイユニッ  
 トから受信した信号をそれぞれ掛けるための複数のマルチプライヤ；及び、  
 複数のマルチプライヤの出力を加えるためのアダーを含むことを特徴とする請求項 6 に  
 記載のビーム形成装置。

【請求項 9】

前記時間領域マッチングフィルタモジュールには、  
 前記空間領域ビーム形成モジュールからビーム形成した信号に対して、逆スクランブル  
 、逆拡散するための逆スクランブル、逆拡散ユニット；  
 複数経路の信号に対してRake結合するためのRake結合ユニット；及び、  
 Rake結合後の信号に対して、出力伝送したデータを決定するためのデータビット決定ユ  
 ニットを含むことを特徴とする請求項 6 に記載のビーム形成装置。

【請求項 10】

前記再拡散スクランプリングフィードバックモジュールには、  
 前記時間領域マッチングフィルタモジュールから獲得した伝送データに対して、再拡  
 散スクランプリングして、基準信号とするための再拡散スクランプリングユニットを含む  
 ことを特徴とする請求項 6 に記載のビーム形成装置。

【請求項 11】

複数のアレイユニットからなるアンテナアレイと請求項 6 乃至 10 の何れかに記載のビ  
 ーム形成装置を含むスマートアンテナ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信領域に関するものであり、特に、スマートアンテナのビーム形成  
 技術に関する。

【背景技術】

【0002】

世界中の携帯通信システムの発展に従って、第三代携帯通信システムの重要な技術  
 の一つとしてのスマートアンテナ技術は、ますます人々に重視されている。通常の場合、  
 スマートアンテナから受信した時空 (Space - Time) 信号を利用して、ビームを形成する  
 時、最も重要な任務は、異なる経路のディレイを推定するものであり、もし、正確なディ  
 レイパラメータがなければ、アダプティブビーム形成を行うことができない。ディレイは  
 ビーム形成前に推定する。即ち、ディレイを推定する時、ビームを利用してビーム以外の  
 希望しないユーザーを制御することができない。全ての利用可能なユーザー (あるセク  
 ター) の信号が受信されて、お互いに干渉する。スマートアンテナが無い基地局において、  
 収納できる同時に利用可能なユーザーの最大数は確定されている。上記最大数を超過す  
 ると、ディレイの推定は困難である。その場合、スマートアンテナを有する基地局であつ  
 ても、ビームを形成する前に、他の措置を講じなければ、スマートアンテナが無い基地局と  
 差異がない。即ち、収納できるユーザーの最大数が、スマートアンテナが無い基地局とほ  
 ぼ同じである。明らかに、スマートアンテナは、基地局の容量を拡大させる機能を展開す

10

20

30

40

50

ることができない。従って、利用可能なユーザー数が通常の基地局の数を超過する場合、ディレイの推定が正常的に行われるように、ディレイの推定に他の有効的な措置を講じる必要がある。

【0003】

現在、通常採用されているのは、アダプティブビーム計算法を用いるか、或いはディレイを既知のものとして仮定するか、もしくは一つのアンテナ情報だけをサーチャーに入力して、関係エネルギーが大きいピーク値を求めて、これによりディレイ情報を決定するものである。アンテナアレイの空間領域情報を利用しなかったため、ディレイサーチの精度を保証することができない。公開番号がCN1198045である中国特許出願において、伝統的なアダプティブビームアンテナに対する改良方法を開示している。参照になるように、その内容をここに記載する。当該特許出願において、従来の方法に必要な設備構成と実行ステップ以外に、移動ユーザーの移動方向を推定するための1セットの第二制御信号に必要な設備を追加した。当該特許出願の発明は、アンテナの性能を改善するかもしれない。しかし、複素数重み係数に対する計算の従来の方法は以下のようなものであるため、計算速度に対する高い要求を軽減することができない。すなわち、第二制御信号と関係する設備を別に追加する必要があり、例えば、基地局において移動方向推定器と輻射方向図のローテーターを増加し、移動局にGPS受信機等の設備を増加して、システムのコストと維持費用を増加したと言う問題点がある。

10

【0004】

さらに、公開番号がCN1235391である中国特許出願において、まずビームを最適化してビーム形成したアダプティブアレイアンテナが開示されている。参照になるように、その内容をここに記載する。当該特許出願において、アダプティブ処理する時、複素数重み値の計算を二つの部分に分解する。即ち、初期重みの設定と実行重みの処理に分解する。その中で、初期重みの設定はアンテナシステムを構成する時完成して、アダプティブアンテナパターン (Antenna pattern) に対する成形と最適化を実現する。アンテナは、実行する時、実行重み位相の計算を行い、最適化された後のパターンのメインローブを有用な信号の到来方向へ回転させて、ローレベルのサイドローブに入るのを妨げ、それより干渉を抑制する。当該発明のアンテナは、実行過程において初期重みと実行重みの乗算を行う必要があり、計算量を増加したと同時に、初期重みに対する要求も高く、初期重みの設定誤差が最終的に結果に大きい影響を及ぼす。

20

30

【0005】

【特許文献1】中国特許出願公開第1198045号公報

【特許文献2】中国特許出願公開第1235391号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題及び課題を解決するための手段】

【0006】

本発明のある面によると、スマートアンテナのビーム形成方法を提供し、離散ビームを用いて受信信号に対してマルチラディウス走査を行い、マルチラディウスディレイ情報を獲得し；当該マルチラディウスディレイ情報によって、受信信号に対してディレイ調整し；及びディレイ調整した後の受信信号に対してアダプティブビームを形成することを含む。

40

【0007】

本発明の他の面によると、スマートアンテナのビーム形成装置を提供し、アンテナアレイから受信した信号に対してビーム形成を行うための空間領域ビーム形成モジュール、前記空間領域ビーム形成モジュールによりビーム形成した信号によって、転送したデータを獲得するための時間領域マッチングフィルターモジュール、及び前記時間領域マッチングフィルターモジュールから獲得したデータ情報によって、基準信号を生成し、前記空間領域ビーム形成モジュールにフィードバックするための再拡散(Re-spread)スクランプリング(scrambling)フィードバックモジュールを含む。その中で、前記空間領域ビーム形成モジュールは、マルチラディウス走査ディレイ調整ユニットを有しており、離散ビームでマ

50

ルチラディウス走査を行うのに使用して、ディレイ情報を獲得し、且つアンテナアレイから受信した信号をディレイ調整する。

【0008】

本発明のもう一つの面によると、スマートアンテナ装置を提供し、複数のアレイユニットからなるアンテナアレイと前記ビーム形成装置を含む。

【0009】

この発明の上記及び他の目的、特徴、利点は、添付の図面と関連して理解されるこの発明に関する次の詳細な説明から明らかとなるであろう。

【発明を実施するための最良の形態】

【0010】

以下、図面に結合して本発明の具体的な実施態様に対して説明する。

図1は、本発明のある実施例によるスマートアンテナのビーム形成方法を示すフローチャートである。アダプティブスマートアンテナにおいて、通常の基地局が収納できるユーザー数の上限を超過するユーザーが同時に利用可能となった時、ディレイの推定ができない現象を避けるために、本発明は離散ビームを利用して走査する。即ち、所定のセクター内で、スマートアンテナは、アダプティブスマートビームを形成してユーザーをトラックする機能を実現しながら、ビームにて繰り返して走査することにより、ユーザー調査の任務を完成する。

【0011】

図1に示すように、まず、ステップ101において、離散ビームを利用してマルチラディウス走査を行う。当該実施例において、単ビームを採用して、予め設定された角度の間隔で離散するように、所定の領域或いはセクター内で、走査を繰り返すことが好ましい。ある位置において希望するユーザーが走査された時、マッチングフィルター方法等を利用して、ディレイの推定を獲得して、それをアダプティブビーム形成の根拠とする。

【0012】

続いて、ステップ105において、マルチラディウス走査することにより獲得したディレイ情報に基づいて、受信した信号をディレイ調整し、既知の専用制御チャンネルのパイロット記号を基準信号とし、初期重み値を求める。パイロットビットがスペクトラム拡散、スクランピングされた後の信号を基準信号dとして、アンテナアレイから受信したパイロット信号Xpと基準信号dの相関行列 $r_{x d} = E[X_p d^*]$ を求める。最小二乗誤差(MMSE)基準により求めたおよその値をアダプティブ初期重み値 $W = r_{x d}$ とする。

【0013】

ステップ110において、直前のステップにて算出された初期重み値によって、アレイから受信した信号に対して空間領域処理を行い、サーチされたマルチラディウス情報によって、ユーザーのマルチラディウスディレイ成分が大きいもの毎に対してそれぞれビーム形成を行い、アレイから受信したパイロットタイムセグメント信号に対してビーム形成 $Y_p = W H X_p$ し、アレイから受信した非パイロットタイムセグメント信号に対してビーム形成 $Y_t = W H X_t$ する。

【0014】

次に、ステップ115において、空間領域処理後の信号に対して、逆スクランブル(descrambling)、逆拡散(des-spread)して、専用制御チャンネル情報の獲得を決定する。具体的に、制御部分のパイロットセグメントに対して逆スクランブルし(下記の式(数1)参照)、パイロットセグメントに対して逆拡散する(下記の式(数2)参照)。

【0015】

【数1】

$$P_s(k) = Y_p(k) S_{dpch}^{*+}(k)$$

【0016】

10

20

30

40

## 【数2】

$$Z(k) = \frac{1}{SF} \sum_{i=(k-1)*SF+1}^{i=k*SF} P_s(i) c_{cch}(i)$$

## 【0017】

その中、kは何番目の情報記号であるかを表示し、SFは、専用制御チャンネルのスペクトラム拡散因子であり、 $S_{dpch}(\cdot)$ は干渉コードであり、 $c_{cch}(\cdot)$ は専用制御チャンネルのスペクトラム拡散コードである。専用物理チャンネルにおいて、制御部分とデータ部分はコード分割多重 (code division multiplexing) により送信する。専用物理チャンネルのマルチコード送信を考えない場合、その制御部分のスペクトラム拡散因子はSF=256に固定される。 10

## 【0018】

パイロットセグメント情報を利用して逆スクランブルと逆拡散した結果、Rake結合1条目のマルチラディウスの複素数ゲイン (下記の式 (数3) 参照)、を推定する。

## 【0019】

## 【数3】

$$G_c(l) = \frac{1}{q} \sum_{k=1}^q Z(k)$$

## 【0020】

その中、qはパイロットビットの数である。チャンネル補償を行い、ユーザーに制御情報を発送して、 $d_c$ を決定する (下記の式 (数4) 参照)。上記式中、signは記号判定演算を表示し、imagは虚数部演算を表示する。 20

## 【0021】

## 【数4】

$$d_c = \text{sign}(\text{imag}(Y_t)G_c^*(l))$$

## 【0022】

次に、ステップ120において、専用制御チャンネルの信号対干渉雑音比を計算し、且つ当該信号対干渉雑音比が要求を満たすのかどうかを判定する。当該判定は、獲得した信号対干渉雑音比と所定のしきい値と比べることで完成することができる。例えば、WCDMA Aシステムにとっては、当該しきい値は4-7dB以下であってもよい。信号対干渉雑音比が当該しきい値を超過した場合は、ステップ125へ進み、そうでない場合は、処理過程はステップ101に戻って、マルチラディウス走査を繰り返す。 30

## 【0023】

ステップ125において、専用制御チャンネル情報を再拡散、スクランプリングして、基準信号として、最適化重み値を求める。例えば、WCDMAシステムにおいて、制御部分の時間間隔中の10個記号ビットにおいて、前に有する3乃至8個は既知のパイロット記号である。従って、本発明の一つの実施例の中で、パイロットセグメント時間内で、判定結果の代わりにパイロット記号で再拡散、スクランプリングすることが好ましい。これにより、判定間違いにて発生した消極影響を克服し、重み値が最適重み値になるようにする。非パイロットセグメント時間内で、判定した非パイロットセグメント情報をスペクトラム拡散してから  $dd(t) = dc(t)cdch(t)$ 、スクランプリングする  $ds(t) = dd(t)S_{dpch}(t)$ 。その後、新しい基準信号  $d1=[d \cdot ds]$ を形成する。制御部分は、ずっと0 VSFコード  $c_{cch} = C_{ch}, 256, 0$ でスペクトラム拡散するので、当該スペクトラム拡散コードリストの256個データの全てが1である。これは、逆拡散、再拡散計算法の演算の複雑度を低下することに十分に有利である。最後に、新しい基準信号と新しいアレイを利用して信号  $X1 = [Xp \cdot Xt]$ を受信して、相関行列  $rx_d = E[X1d1^*]$ を計算する。最小二乗誤差(MSE)基準により最適化重み値  $W_{opt} = rx_d$ を求める。 40

## 【0024】

最後に、ステップ130において、当該最適化重み値を利用して、ビーム形成して専用データチャンネルに対して処理する。制御部分とデータ部分の空間伝播経路が同じなので、制御部分により更新されて得た重み値は、データ部分に対しても適用される。このようにして、得られた最適化重み値によって対応するデータ情報が求められる。

【0025】

図2は、本発明のある実施例によるスマートアンテナ装置の構造を示す図である。図2に示すように、当該実施例によるスマートアンテナは、複数のアンテナアレイ単位(210.1-210.N)からなるアンテナアレイ、空間領域ビーム形成モジュール21、時間領域マッチングフィルタモジュール22、及び再拡散スクランプリングフィードバックモジュール23を含む。上記アンテナアレイ単位(210.1-210.N)は、夫々自分のアンテナ前端(図に示していない)を包括して、無線射周波信号を受信して、受信信号 $X = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ へと変換するように機能する。これは当該技術分野の技術者にとってはよく知られているものである。

10

【0026】

その中で、本発明の実施例によるスマートアンテナに使用されるビーム形成装置が、空間領域ビーム形成モジュール21、時間領域マッチングフィルタモジュール22、及び再拡散スクランプリングフィードバックモジュール23からなる。以下、図面と結合して、本発明の実施例によるスマートアンテナ及びビーム形成装置に対して詳細に説明する。

【0027】

アンテナアレイの受信信号 $X = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ に対してビーム形成するように、空間領域ビーム形成モジュール21とアンテナアレイ(210.1-210.N)のアンテナアレイ単位毎が互いに接続されている。空間領域ビーム形成モジュール21は、マルチラディウス走査時のディレイ調整ユニット211、重み値推定ユニット212、マルチプライヤ213.1-213.Nとアダプター214を包括している。

20

【0028】

マルチラディウス走査時のディレイ調整ユニット211は、離散ビームでマルチラディウス走査を行うのに使用し、ディレイ情報を獲得し、且つアンテナアレイから受信した信号をディレイ調整する。符号分割多元接続システムのスマートアンテナの基地局から受信した時空信号に対してビーム形成する時、最も重要な任務は、異なる経路のディレイを推定するものであり、もし、正確なディレイパラメータがなければ、アダプティブビーム形成を行うことができない。ディレイはビーム形成前に推定する。即ち、ディレイを推定する時、ビームを利用してビーム以外の希望しないユーザーを抑制することができない。利用可能な全てのユーザー(あるセクター)の信号が受信されて、お互いに干渉する。当該問題を根本的に解決するために、本発明は、離散ビームを利用して走査する。即ち、所定のセクター内で、スマートアンテナは、アダプティブスマートビームを形成してユーザーをトラックする機能を実現しながら、ビームにて繰り返し走査することにより、ユーザー調査の任務を完成する。マルチラディウス走査時のディレイ調整ユニット211について、他の図面と併せ、以下で詳細に説明する。

30

【0029】

ディレイ調整後の信号 $X = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ は、同時に対応する複数のマルチプライヤ213.1-213.Nと重み値推定ユニット212に伝送される。重み値推定ユニット212は、再拡散スクランプリングフィードバックモジュール23から生成した信号とアンテナアレイから受信した信号 $X = [x_1, x_2, \dots, x_N]$ に従って、適当なビーム形成のための重み値 $w_1, w_2, \dots, w_N$ を算出する。具体的には、上記基準信号とアンテナアレイの受信信号との相関行列を計算して、最小二乗誤差(MMSE)基準により当該相関行列のおよその値を求めて、重み値とする。マルチプライヤ213.1-213.Nは、夫々対応する重み値 $w_1, w_2, \dots, w_N$ により、乗算を行う。乗算の結果は、アダプター214の中で合計されて、ビーム形成の結果として時間領域マッチングフィルタモジュール22に出力される。

40

【0030】

時間領域マッチングフィルタモジュール22は、逆スクランブルユニット221、逆拡

50

散ユニット222、Rake結合ユニット223、データビット決定ユニット224と信号対干渉雑音比計算決定ユニット225からなる。逆スクランブルユニット221と逆拡散ユニット222は、ビーム形成後の信号に対して逆スクランブル、逆拡散するためのものである。Rake結合ユニットは、複数経路の信号をRake結合するためのものである。データビット決定ユニットはRake結合後の信号に対して、出力伝送したデータを決定するためのものである。信号対干渉雑音比計算決定ユニット225は、決定したデータと受信信号の信号対干渉雑音比を計算するためのものであり、算出した信号対干渉雑音比と予定のしきい値とを比べて要求を満たすのかがどうかを判定する。

【0031】

再拡散スクランプリングフィードバックモジュール23は、スペクトラム拡散ユニット231とスクランプリングユニット232からなる。信号対干渉雑音比計算決定ユニット225から信号対干渉雑音比が要求を満たすと判定された時、スペクトラム拡散ユニット231とスクランプリングユニット232は、時間領域マッチングフィルタモジュール22は出力決定して得られたデータに対して、スペクトラム拡散、スクランプリングして、基準信号 $d(k)$ を生成する。信号対干渉雑音比計算決定ユニット225から信号対干渉雑音比が要求を満たさないことを判定した時、或いは、決定データがない場合、スペクトラム拡散ユニット231とスクランプリングユニット232は、既知の専用制御チャンネルパイロットビットを使用して、スペクトラム拡散とスクランプリングして、基準信号 $d(k)$ とする。

【0032】

一つの移動設備ユーザー $m$ を例として、本実施例の動作状況に対して説明する。

【0033】

まず、ユーザー $m$ のマルチラディウスディレイ成分が大きいもの毎に対して、それぞれ空間領域ビーム形成モジュール21において、ビーム形成を行う。ユーザー $m$ の1条目のマルチラディウス成分の受信重みベクトルを $w_{m,1} = [w_1, w_2, \dots, w_N]^T$ とし、入力成分 $x_1, x_2, \dots, x_N$ と重み成分 $w_1, w_2, \dots, w_N$ とをマルチプライヤ213.1、213.2、...213.Nにより対応的に掛け、各マルチプライヤの出力をアダー214に入力して得られたユーザー $m$ の1条目のマルチラディウスのビーム形成器の出力は、式(数5)で示される。

【0034】

【数5】

$$y_{m,1}(k) = \sum_{j=1}^N x_j(k) w_j^*(k)$$

【0035】

ユーザー $m$ の1条目のマルチラディウスの空間領域ビーム形成モジュール21を通した出力を、逆スクランブルユニット221、逆拡散ユニット222の入力として、逆スクランブル、逆拡散する。

【0036】

【数6】

$$z_{m,1}(k) = \frac{1}{SF} \sum_{n=(k-1) \cdot SF+1}^{k \cdot SF} y_{m,1}(n) c_m(n)$$

【0037】

逆拡散ユニット222の出力をパイロット記号がRake結合ユニット223を補助する入力とし、パイロット記号がRake結合ユニット223を補助する場合、パイロット信号を利用して各条のマルチラディウスの複素数振幅を推定する。一つの時間間隔中に $q$ 個のパイロット記号を含有すると、希望ユーザーのマルチラディウス信号のパワーは、妨害と雑音の合計より最も大きくなる。パイロット記号を採用して同一時間間隔の非パイロットセグメントデータチャンネルの推定を獲得する簡単な平均推定法を採用して、ユーザー $m$ の1条目のマルチラディウス成分のチャンネルの推定は、式(数7)で示される。

10

20

30

40

50

【 0 0 3 8 】

【 数 7 】

$$g_{m,l} = \frac{1}{q} \sum_{k=1}^q \varepsilon_{m,l}(k)$$

【 0 0 3 9 】

各マルチラディウス成分のチャンネルの推定により、最大比基準により、相関Rakeの結合を行う。続いて、データビット決定ユニット24において決定する。nをデータビットディジットとすると、ユーザ-mの出力を得ることができる。

【 0 0 4 0 】

【 数 8 】

$$b_m(n) = \text{sign}\left(\sum_{k=1}^q \text{imag}(\varepsilon_{m,l}(k))g_{m,l}^*\right)$$

【 0 0 4 1 】

最後に、信号対干渉雑音比計算決定ユニット225により信号対干渉雑音比のしきい判定を行い、しきい判定の要求を満たすデータビットを再拡散スクランプリングフィードバックモジュール23に入力する。

【 0 0 4 2 】

制御部分とデータ部分の空間伝播経路が同じなので、そのように更新して得られた重み値はデータ部分にも適用できる。制御部分の毎時間間隔中の10個記号ビットにおいて、前に有する3乃至8個は既知のパイロット記号である。従って、パイロットセグメント時間内で、判定結果のかわりにパイロット記号で再拡散する。これにより、判定間違いにて発生した消極影響を克服し、重み値が最適重み値に接近するようにする。非パイロットタイム内に、あるユーザーの制御部分のn目のビットb(n)が正確に検出されると、ここで、b(n)は検出器の出力であり、このユーザーが時間空間[(n-1)Tb, nTb] (Tbはビットサイクルであり、nは正整数である)内の信号波形は、このユーザーの制御部分のスペクトラム拡散コードc<sub>ccn</sub>(k)を採用して、再拡散して検出されたデータビットb(n)により得られる。スペクトラム拡散ユニット231とスクランプリングユニット232を通じて、夫々信号対干渉雑音比計算決定ユニット225の出力b(n)及び既知のパイロット記号(234)に対して、スペクトラム拡散とスクランプリングを完成する。コードシートフローを新しい基準信号233として、このユーザーの重み値を調整してビームを形成する。

【 0 0 4 3 】

初めにユーザーからの信号を受信する時、決定出力b(n)は無い。再拡散スクランプリングフィードバックモジュール23は、既知のパイロット記号を再拡散スクランプリングして、基準信号とする。重み値推定ユニット212は、当該基準信号とアンテナアレイから受信したパイロット信号の相関行列を計算する。最小二乗誤差基準により求めた当該相関行列のおよその値を初期重み値とする。その以外、信号対干渉雑音比計算決定ユニット225から満たさないと判定される場合、再拡散スクランプリングフィードバックモジュール23も、既知のパイロット記号を再拡散スクランプリングして、基準信号とする。重み値推定ユニット212は、当該基準信号とアンテナアレイから受信したパイロット信号の相関行列を再び計算して、最小二乗誤差基準により求めた当該相関行列のおよその値を初期重み値とする。

【 0 0 4 4 】

図3は、本発明のある実施例によるマルチラディウス走査ディレイ調整ユニットの構造を示すフローチャートである。図3に示されるように、ディレイ調整ユニット221は、走査ビーム形成ユニット2110、ディレイサーチャー2112とディレイ調整ユニット2114を含む。

【 0 0 4 5 】

アンテナ行列からの受信信号は、ディレイ調整ユニット2114と走査ビーム形成ユニット21

10

20

30

40

50

10に同時に伝送される。走査ビーム形成ユニット2110は、受信信号に対して走査ビームを形成するためのものであり、そのビーム形成原理は前の説明と基本的に同じである。唯一の違いは、各アレイユニットの重み値が、事前に要求に応じて計算されることである。即ち、それらの既に計算した重み値が単ビームを形成して、所定の領域或いはセクター内で、予め設定された角度の間隔で離散走査する。ディレイサーチャ-2112は、走査ビーム形成ユニット2110から形成したビーム信号に対して、マルチラディウスディレイをサーチする。ディレイ調整ユニット2114は、ディレイサーチャ-2112からサーチされたマルチラディウスディレイに基づいて、アンテナアレイから受信されたマルチラディウス信号に対してディレイ調整して、対応するマルチプライヤ213.1-213.Nに出力する。

【0046】

10

図4-6を結合して、ディレイサーチャ-2112の構成及びディレイサーチ処理のプロセスに対して説明する。

【0047】

図4は受信信号の復調処理を示した。移動局から発射した信号が下記式(数9)で示すものであり、

【0048】

【数9】

$$s_T(t) = I(t) \cos(\omega_c t) + Q(t) \sin(\omega_c t)$$

【0049】

20

上記式中、 $\omega_c$  は搬送波周波数であり、Iは同相成分であり、Qは直交成分である。無線空間経路の減衰因子を  $\alpha$  と、ディレイを  $\tau$  と、位相偏移  $\phi = \omega_c \tau$  とすると、基地局のアンテナから受信した信号は、下記式(数10)で示すものがある。

【0050】

【数10】

$$s_R(t) = \alpha [I(t-\tau) \cos(\omega_c t + \phi) + Q(t-\tau) \sin(\omega_c t + \phi)]$$

【0051】

図4で示すように、ラジオ周波数信号  $S_R(t)$  はまず走査ビーム形成ユニット2110を通じてビーム形成した後、ダウン変換及びローパスフィルタを行う。その中で、

30

【0052】

【数11】

$$X_I(t) = S_R(t) * \cos \omega_c t$$

$$= \frac{\alpha}{2} I(t-\tau) [\cos(2\omega_c t + \phi) + \cos \phi] + \frac{\alpha}{2} Q(t-\tau) [\sin(2\omega_c t + \phi) + \sin \phi]$$

【0053】

上記の式(数11)より、ローパスフィルタ後、下記式(数12)を得た。

【0054】

【数12】

40

$$X_I(t) = \frac{\alpha}{2} [I(t-\tau) \cos \phi + Q(t-\tau) \sin \phi]$$

【0055】

同じように、下記式(数13)を得る。

【0056】

【数13】

$$X_Q(t) = \frac{\alpha}{2} [-I(t-\tau) \sin \phi + Q(t-\tau) \cos \phi]$$

50

## 【 0 0 5 7 】

図5は、ディレイサッチャーの構成の一つの例示を示す図である。図6は、コードフィルター構成の一つの例示を示す図である。その中で、TCはタイムサイクルである。コードフィルターは、bitインパルスを基準とし、8倍の過サンプルとし、専用データチャンネル(DPDCH)にスクランプリングする時、長い或いは短いスクランプリングコードのいずれを使用してもよい。レジスタ長をSF\*8(SFはスペクトラム拡散因子である)とする。は干渉コードの実部を表示し、 $S_Q$ は干渉コードの虚部を表示する。長い干渉コードにとっては、非サイクルコードフィルターであり、短い干渉コードにとっては、サイクルコードフィルターである。コードフィルターの出力は、制御情報とは関係しているが、トラフィックチャンネル情報とは関係ない。四路コードフィルターの出力は、非相関処理を行った後、夫々(Z12)2と(Z34)2を加えて、ユーザー信号のエネルギー分布が得られる。ピーク値の検出により、ディレイの推定を得られる。異なるディレイのマルチラディウス信号に対しては、複数のピーク値を獲得することができる。ピーク値の高さは、当該ラディウス信号の強さ(即ち、ユーザー信号のエネルギー分布)を表示する。ピーク値が位置しているところにより、当該ラディウスのディレイを確定することができる。

10

## 【 0 0 5 8 】

サーチプロセスに対して説明する。例えば、WCDMA無線マルチラディウスチャンネルにおいて、ユーザーがL経路を利用すると、そのチャンネルの応答は、式(数14)である。

## 【 0 0 5 9 】

## 【 数 1 4 】

$$h(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - \tau_l) e^{j\phi_l}$$

20

## 【 0 0 6 0 】

上記式中、 $\alpha_l$ 、 $\tau_l$ 、 $\phi_l$ は夫々ユーザーのl条経路のディレイ、減衰因子と位相であり、ディレイサーチは $\tau_l$ に対して推定を行う。マルチラディウス信号は複数の単ラディウスの積み重ね過程であるので、一般性を失うことが無い。単ユーザー且つ単ラディウスで、干渉がない条件で見ると、一般式(数12)と(数13)により、 $X_I(t)$ と $X_Q(t)$ が得られる。以下の処理を行う。

30

## 【 0 0 6 1 】

## 【 数 1 5 】

$$X_I(t) \cdot S_{CQ}(t') = \frac{\alpha}{2} I(t - \tau) S_{CQ}(t') \cos \phi + \frac{\alpha}{2} Q(t - \tau) S_{CQ}(t') \sin \phi$$

## 【 0 0 6 2 】

上記式中、 $S_{CQ}(t')$ は干渉コードの虚部を表示し、 $t'$ は干渉コードのディレイ( $t - \tau'$ )を表示し、 $X_I(t) \cdot S_{CQ}(t')$ はチャンネル化コード $C_C(t)$ の濾過を通じて、分離した制御チャンネルを得ることができる。専用制御チャンネル(DPCCH)のチャンネル化コードの全てが1で、チャンネル化コードの直交性のため、下記式(数16)で示される。

40

## 【 0 0 6 3 】

## 【 数 1 6 】

$$X_I(t) \cdot S_{CQ}(t') = -\frac{\alpha}{2} \beta_c b_c(t - \tau) S_{CQ}(t - \tau) S_{CQ}(t') \cos \phi + \frac{\alpha}{2} \beta_c b_c(t - \tau) S_{CI}(t - \tau) S_{CQ}(t') \sin \phi$$

## 【 0 0 6 4 】

同じように、

50

【 0 0 6 5 】

【 数 1 7 】

$$X_Q(t) \cdot S_{CI}(t') = \frac{\alpha}{2} \beta_c b_c(t-\tau) S_{CI}(t-\tau) S_{CI}(t') \cos \phi \\ + \frac{\alpha}{2} \beta_c b_c(t-\tau) S_{CQ}(t-\tau) S_{CI}(t') \sin \phi$$

【 0 0 6 6 】

もし、コードフィルタから経路がサーチされると、即ち、 $t' = t -$  である時、  
且つコードフィルタ長が  $G * 8\text{chip}$  である時、下記式 ( 数 1 8 ) である。

10

【 0 0 6 7 】

【 数 1 8 】

$$\sum_{i=0}^G S_{CI}(i) S_{CQ}(i) = 0$$

【 0 0 6 8 】

従って、一般式 ( 数 1 6 ) と ( 数 1 7 ) により、さらに下記のもの得られる。

【 0 0 6 9 】

【 数 1 9 】

$$Z1 = \int_{(n-1)T_b}^{nT_b} X_I(t) \cdot S_{CQ}(t') dt = -\frac{\alpha\beta_c}{2} b_{c,n} \cos \phi G$$

20

【 0 0 7 0 】

【 数 2 0 】

$$Z2 = \int_{(n-1)T_b}^{nT_b} X_Q(t) \cdot S_{CI}(t') dt = \frac{\alpha\beta_c}{2} b_{c,n} \cos \phi G$$

【 0 0 7 1 】

上記式中、 $T_b$  はビットサイクルであり、 $b_{c,n}$  は  $b_c$  の  $n$  目のビットであり、 $G$  はスペクトラム拡散の倍数である。 $Z1$ 、 $Z2$  を結合して、下記 ( 数 2 1 ) のものを得る。

30

【 0 0 7 2 】

【 数 2 1 】

$$Z12 = Z2 - Z1 = \alpha\beta_c b_{c,n} \cos \phi G$$

【 0 0 7 3 】

同じように、

【 0 0 7 4 】

【 数 2 2 】

$$Z3 = \int_{(n-1)T_b}^{nT_b} X_I(t) \cdot S_{CI}(t') dt = \frac{\alpha\beta_c}{2} b_{c,n} \sin \phi G$$

40

【 0 0 7 5 】

【 数 2 3 】

$$Z4 = \int_{(n-1)T_b}^{nT_b} X_Q(t) \cdot S_{CQ}(t') dt = \frac{\alpha\beta_c}{2} b_{c,n} \sin \phi G$$

【 0 0 7 6 】

【 数 2 4 】

$$Z34 = Z3 + Z4 = \alpha\beta_c b_{c,n} \sin \phi G$$

50

## 【 0 0 7 7 】

そこで、それぞれ(Z12)<sup>2</sup>と(Z34)<sup>2</sup>を加えて、ユーザー信号のエネルギー分布を得ることができる。ピーク値の検出により、ディレイの推定を獲得する。

## 【 0 0 7 8 】

理想的な状態において、 $t' = t -$  であると、コードフィルターから得たZ値は0より大きい。 $t' = t -$  である時、コードフィルターから得たZ値はいつでも0である。このような場合、0ではないZ値の位置だけをサーチすれば、ディレイを確定することができる。しかしながら、干渉コードの自己相関性と相互相関性がまだ理想的ではないし、それに雑音の影響及び過サンプルに加えているため、Z値が $t' = t -$  である時、大きいピーク値（ピークと簡称する）が出現することもある。これは、ディレイの推定に一定の問題と難度を招いた。ディレイを正確に推定するには、二つの問題を解決すべきある。一つは、偽ピークを除去するように、ピーク値のしきいを合理的に確定すること、もう一つは、ディレイを正確に推定する目的に達するように、ピーク値がしきいを超過する複数のZ値の中で、真ピーク値の位置を検出することである。

10

## 【 0 0 7 9 】

本実施例において、Z値がフィルターする前の受信した全ての信号の平均パワーの4倍より大きい値をピーク値のしきいとする。ピーク値検出において、最大値より左側の傾斜度は0より大きい、右側の傾斜度は0より小さい。ピーク値しきいの検出は下記の重要な部分から構成する。

## (1) ピーク値の粗選択

20

Z値中において、ピーク値しきいより大きい点を予備ピーク値点として下記の式(数25)により設定する。

## 【 0 0 8 0 】

(数25)

 $k(k \in P)$  $\{P | Z(P) \geq \delta\}$ 

## 【 0 0 8 1 】

Pは可能ピーク値点の集合であり、単位は1/8chipである。選択した予備ピーク値の中で、ピーク値点ではなく更に処理が行われるべき真ピーク付近の点を含むこともある。

30

## (2) ピークを選択する前の前処理

ピークを選択する前に、左側の傾斜度の記号関数 $D_l(k)$ は、式(数26)で示される。

## 【 0 0 8 2 】

【数25】

$$D_l(k) = \text{sign}[Z(k) - Z(k-1)]$$

## 【 0 0 8 3 】

また、右側の傾斜度の記号関数 $D_r(k)$  :

## 【 0 0 8 4 】

【数26】

$$D_r(k) = \text{sign}[Z(k) - Z(k+1)]$$

40

## 【 0 0 8 5 】

## (3) ピーク識別ロジック

ピークの特性により、上記前処理の基づいて、ピーク識別ロジックを容易に得られる。 $k$ がピーク値点である場合、

## 【 0 0 8 6 】

【数 2 7】

$$D_i(k) + D_r(k) = 2$$

【 0 0 8 7】

しかし、非ピーク値点である場合、

【 0 0 8 8】

【数 2 8】

$$D_i(k) + D_r(k) \leq 1$$

【 0 0 8 9】

一般式（数 2 9）を満たす点の集合を検出して、1/8chipの持続時間を掛けると、要求するディレイ  $\tau_l$  ( $l = 1, 2, 3, \dots, L$ ) となり、Lは検出できる経路の数を表示する。

【 0 0 9 0】

以上の本発明のスマートアンテナのビーム形成装置をなす各構成部分はハードウェアモジュールでも良く、ソフトウェアモジュールでも良い。それらのモジュールを専用チップ或いはFPGA中に配置しても良い。一部分のモジュールをDSPの中で、ソフトウェアで実現しても良い。

【 0 0 9 1】

図7は、本発明の一つの実施例によるスマートアンテナの空間配置を示した。現在のところ、セルプロット内で指向性アンテナが多く採用されており、各プロットは三つのセクターに分けられている。図7で示す本発明の実施例において、アンテナアレイは三組の均一なラインアレイ（line array）ユニットからなる。即ち、第一組が3.101、3.102、3.103、3.104であり、第二組が3.201、3.202、3.203、3.204及び第三組が3.301、3.302、3.303、3.304である。各組のアンテナは120度範囲の空間を走査する。そのような走査は時間がかかりない、一つのセクターが120度であるため、アンテナアレイユニットの数は4である。その場合、波ロブの最小幅は25.25度ある。離散ビームの走査角度の間隔が25度である場合、一回の走査を完成するには、5回のビーム角度変換のみ必要とする。

【 0 0 9 2】

図8と図9は、本発明の実施例による入力出力の信号対干渉雑音比の曲線図である。実験のシミュレーション条件は、4アレイユニットの均一なラインアレイで20個のユーザーで、各ユーザーは4条の強度が同じJackエクリプスマルチラディウスを有する。その中で、図8で示すものは、本発明の実施例によるスマートアンテナが、マクロ（Macro）において、20個のユーザー、20フレームデータ長、記号速度60kbit/s、移動局速度が30km/hである環境でのデータチャンネルの出力SINRである。横座標Eb/N0は信号対雑音比を表示し、変化範囲は4~12dBであり、間隔は2dBである。図面から分かるように、入力信号対雑音比が8dBである場合、本発明の出力信号対雑音比は8.7dBに接近している。ビーム走査がない方法の出力信号対雑音比はおよそ5.3dBである。3.5dBの差がある。出力信号対雑音比が4、6、10と12dBである時、結果は類似している。従って、本発明方法を採用した後、出力信号対雑音比が向上したということが分かる。

【 0 0 9 3】

図9に示したものは、本発明の実施例によるスマートアンテナが、マクロプロットにおいて、20個のユーザー、記号速度60 kbit/s、移動局速度が240km/hである環境でのデータチャンネルの出力SINRである。横座標Eb/N0は入力信号対雑音比を表示し、変化範囲は4~12dBであり、間隔は2dBである。入力信号対雑音比が8dBである場合、本発明の出力信号対雑音比は5.6dBに接近している。ビーム走査がない方法の出力信号対雑音比はおよそ0.9dBである。4.7dBの差がある。入力信号対雑音比が4、6、10と12dBである時、結果は類似している。従って、本発明方法を採用することによって、出力信号対雑音比が向上した。

【 0 0 9 4】

10

20

30

40

50

以上のとおり、本発明の実施例により本発明について説明したが、以上の実施例は全部の実施例ではない。当該技術分野の技術者は、本発明の主旨と範囲内でいろいろな変化と改良をおこなうことができる。例えば、以上はWCDMAシステムに対して説明したが、当該技術分野の技術者は、他のコード分割多重システムにも適用できるということを理解できる。従って、本発明は上記実施例に限定されず、添付した特許請求の範囲を基準とする。

【図面の簡単な説明】

【0095】

【図1】本発明のある実施例によるスマートアンテナのビーム形成プロセスを示すフローチャートである。

10

【図2】本発明のある実施例によるスマートアンテナ装置の構造を示す図である。

【図3】本発明のある実施例によるマルチラディウス走査ディレイ調整ユニットの構造を示すフローチャートである。

【図4】受信信号の復調処理を示す図である。

【図5】ディレイサチャ構成の一つの例示を示す図である。

【図6】コードフィルタ構成の一つの例示を示す図である。

【図7】本発明の一つの実施例によるスマートアンテナの空間配置を示す図である。

【図8】本発明の実施例による入力 出力信号対干渉雑音比の曲線図である。

【図9】本発明の実施例による入力 出力信号対干渉雑音比の曲線図である。

20

【符号の説明】

【0096】

2 1 . . . . 空間領域ビーム形成モジュール

2 1 1 . . . . マルチラディウス走査ディレイ調整

2 1 2 . . . . 重み値推定ユニット

2 2 . . . . 時間領域マッチングフィルタモジュール

2 2 1 . . . . 逆スクランブルユニット

2 2 2 . . . . 逆拡散ユニット

2 2 3 . . . . Rake結合ユニット

2 2 4 . . . . データビット決定ユニット

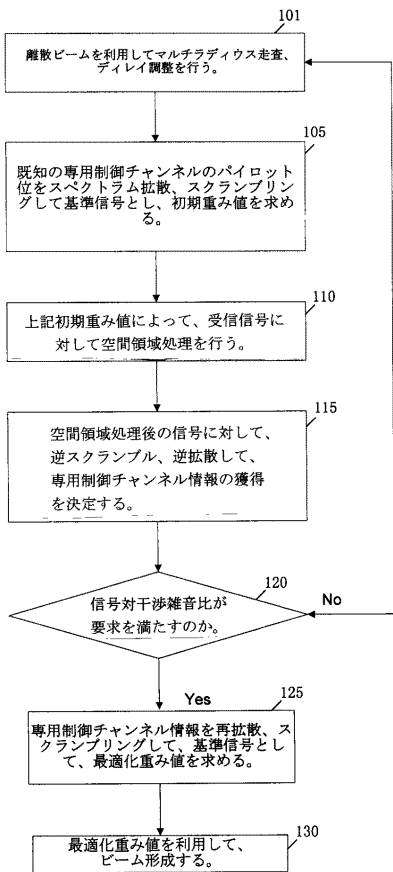
2 3 . . . . 再拡散スクランプリングフィードバックモジュール

30

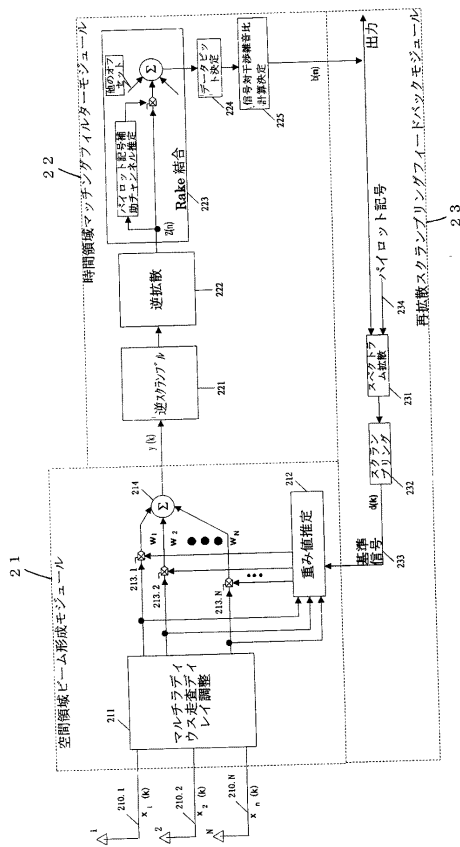
2 3 1 . . . . スペクトラム拡散

2 3 2 . . . . スクランプリング

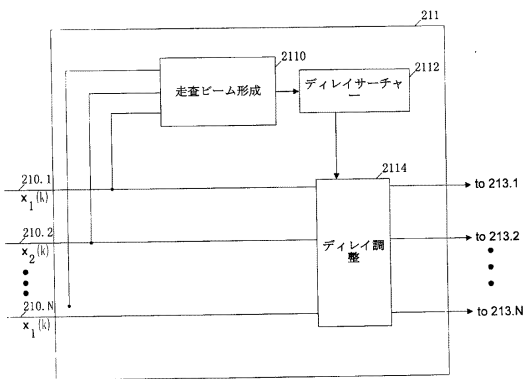
【図1】



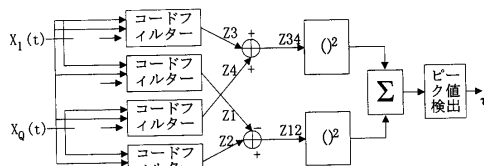
【図2】



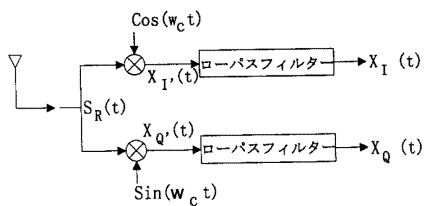
【図3】



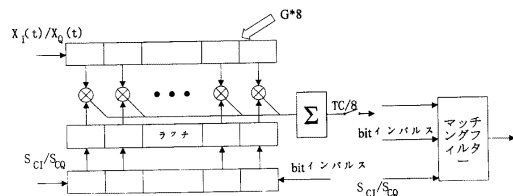
【図5】



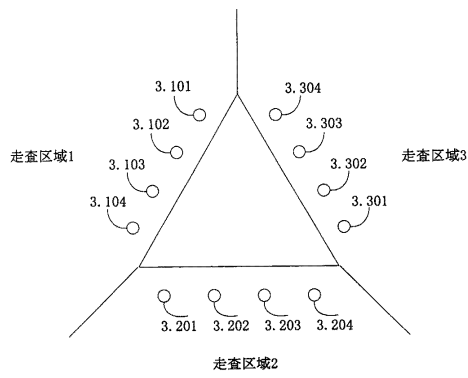
【図4】



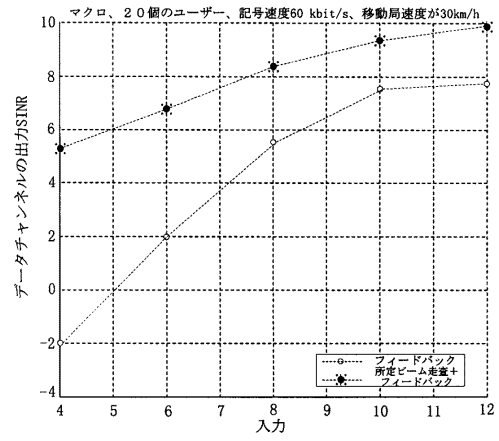
【図6】



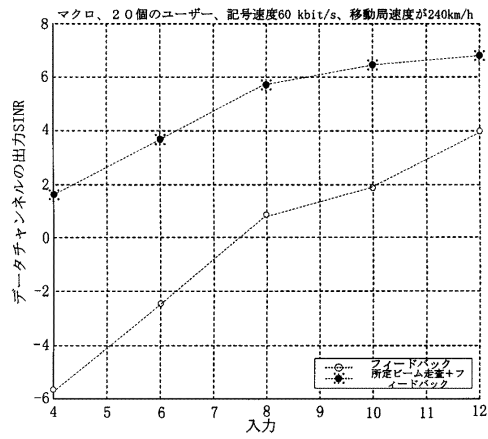
【図7】



【図8】



【図9】



---

フロントページの続き

審査官 丹治 彰

- (56)参考文献 特開2000-022612(JP,A)  
特開2001-345747(JP,A)  
特開2001-285163(JP,A)  
特開平10-341200(JP,A)  
特開2002-204194(JP,A)  
特開2002-262328(JP,A)  
特開平11-298388(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/02-7/12

H01Q 3/26