

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2007-512763

(P2007-512763A)

(43) 公表日 平成19年5月17日(2007.5.17)

(51) Int. Cl.		F I			テーマコード (参考)	
HO4B	1/707	(2006.01)	HO4J	13/00	D	5K022
HO4B	7/02	(2006.01)	HO4B	7/02	Z	5K059
HO4B	7/08	(2006.01)	HO4B	7/08	D	

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 46 頁)

(21) 出願番号	特願2006-541079 (P2006-541079)	(71) 出願人	598036300
(86) (22) 出願日	平成16年11月9日 (2004.11.9)		テレフオンアクチーボラゲット エル エム エリクソン (パブル)
(85) 翻訳文提出日	平成18年6月20日 (2006.6.20)		スウェーデン国 ストックホルム エスー16483
(86) 国際出願番号	PCT/SE2004/001624	(74) 代理人	100076428
(87) 国際公開番号	W02005/050862		弁理士 大塚 康德
(87) 国際公開日	平成17年6月2日 (2005.6.2)	(74) 代理人	100112508
(31) 優先権主張番号	10/717, 203		弁理士 高柳 司郎
(32) 優先日	平成15年11月20日 (2003.11.20)	(74) 代理人	100115071
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 大塚 康弘
		(74) 代理人	100116894
			弁理士 木村 秀二
		(74) 代理人	100130409
			弁理士 下山 治

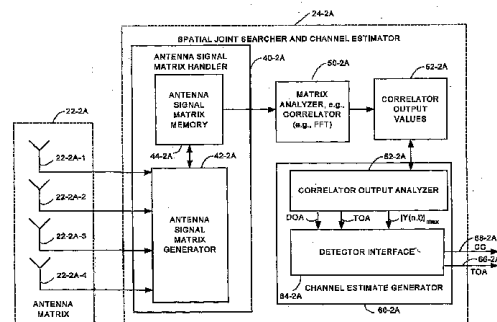
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 空間統合探索チャネル推定器

(57) 【要約】

無線通信受信機はアンテナアレーと統合探索チャネル推定器とを備える。アレーの複数のアンテナ要素は、統合探索チャネル推定器にそれぞれ複数の信号を供給する。

統合探索チャネル推定器は、複数のアンテナで得られた複数の信号を実質的に同時に処理して各波面の到来時間とチャネル係数の両方を決定する。統合探索チャネル推定器は、例えばシンボル推定を行う検出器にチャネル係数や到来時間を与えることができる。アンテナアレーは現在サンプリング窓を介して複数のアンテナの信号を同時に処理し、到来時間とチャネル係数の両方を決定するので、統合探索チャネル推定器は二次元とみなすことができる。第一の次元はサンプリング窓の時間インデックス、即ちサンプリング窓時間インデックスに関する。第二の次元はアレーの複数のアンテナの間隔により与えられる空間次元である。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

到来波を表す複数の信号をそれぞれ受信する複数のアンテナを有するアンテナアレー (22 - 2A、22 - 2B) を備える無線通信受信機であって、

前記複数のアンテナで受信された複数の信号を実質的に同時に処理して到達時間とチャンネル係数とを決定する統合探索チャンネル推定器 (24 - 2A、24 - 2B) を備えることを特徴とする無線通信受信機。

【請求項 2】

前記統合探索チャンネル推定器 (24 - 2A、24 - 2B) は、前記複数のアンテナから得られる前記複数の信号を実質的に同時に処理して複数の前記到達時間と複数の前記チャンネル係数とを決定し、前記到来波は前記複数の到達時間の一つと前記複数のチャンネル係数の対応する一つとで表現されることを特徴とする請求項 1 に記載の装置。 10

【請求項 3】

前記到達時間と前記チャンネル係数とが、前記統合探索チャンネル推定器 (24 - 2A、24 - 2B) によって実質的に同時に決定されることを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 4】

前記アンテナアレー (22 - 2A、22 - 2B) における前記複数のアンテナのそれぞれはアンテナインデックスにより表され、

前記統合探索チャンネル推定器 (24 - 2A、24 - 2B) は、

サンプリング窓において受信した前記信号を示す複素値を、サンプリング窓時間インデックスと前記アンテナインデックスとの関数として格納するアンテナ信号行列 (44 - 2A) と、 20

行列分析出力値を生成し、空間領域において到来方向に対応する行列分析部 (50 - 2A) と、

前記行列分析出力値を用いて、前記到来時間と前記チャンネル係数とを生成する出力分析部 (60 - 2A) と

を備えることを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 5】

前記アンテナアレー (22 - 2A、22 - 2B) における前記複数のアンテナのそれぞれはアンテナインデックスにより表され、 30

前記統合探索チャンネル推定器 (24 - 2A、24 - 2B) は、

サンプリング窓において受信した前記信号を示す複素値を、サンプリング窓時間インデックスと前記アンテナインデックスとの関数として格納するアンテナ信号行列 (44 - 2A) と、

相関出力値を生成するために高速フーリエ変換 (FFT) 演算を行う相関器 (50 - 2A) と、

前記相関出力値を用いて、前記到来時間と前記チャンネル係数とを生成する相関出力分析部 (60 - 2A) と

を備えることを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 6】 40

前記相関器 (50) は、前記演算の実行にあたって、前記アンテナ信号行列 (44 - 13A) から生成される、前記アンテナアレー (22 - 2A) の前記複数のアンテナのサンプリング窓時間インデックスごとの次元受信ベクトルを処理し、前記次元受信ベクトルは前記次元受信ベクトルの複素値の位相差に関連する周波数を含み、前記次元受信ベクトルには次元受信のための複数のありうべき周波数が含まれ、該複数のありうべき周波数は周波数インデックスで示され、

t を、サンプリング窓時間インデックス、

X(:, t) を、: を 1 サンプル窓時間インデックスにおけるすべてのアンテナインデックスとした複素アンテナ行列、

n を、周波数インデックスとして、 50

前記相関器は、前記複数のありうべき周波数と複数の時間インデックスの組合せごとに

$$Y(n, t) = \text{FFT}(n, X(:, t))$$

を計算することを特徴とする請求項5に記載の装置。

【請求項7】

C_j が符号シーケンスシンボル値 j 、 K が符号シーケンス長であるとき、前記相関器は、前記複数のありうべき周波数と前記複数の時間インデックスの組合せごとに、

$$Y(n, t) = C_j * \text{FFT}(n, X(:, t)), j = 1, K$$

を計算することを特徴とする請求項6に記載の装置。

【請求項8】

前記アレーにおける前記複数のアンテナのそれぞれはアンテナインデックスにより表され、

前記統合探索チャネル推定器(24-2B)は、

サンプリング窓において受信した前記信号を示す複素値を、サンプリング窓時間インデックスと前記アンテナインデックスとの関数として格納するアンテナ信号行列(44-2B)と、

前記アンテナ信号行列中の複素値を用いてパラメトリック出力推定ベクトルを生成するパラメトリック推定部(24-2B)と、

前記パラメトリック出力推定ベクトルを用いて、前記到達時間と前記チャネル係数とを生成する分析部(60-2B)と

を備えることを特徴とする請求項1に記載の装置。

【請求項9】

各時間インデックス内の各パラメータは、ありうべき到来方向に対応することを特徴とする請求項8に記載の装置。

【請求項10】

前記分析部(60-2B)は、前記パラメトリック出力推定ベクトルの要素の絶対値を用いて、前記到来波の前記到達時間と到来方向とを決定することを特徴とする請求項8に記載の装置。

【請求項11】

アンテナアレー(22-2A、22-2B)の複数のアンテナから、到来波を示す複数の信号を取得する工程と、

前記複数のアンテナから得られた前記複数の信号を同時に用いて到達時間とチャネル係数とを決定する工程と

を備えることを特徴とする無線通信受信機の制御方法。

【請求項12】

前記複数のアンテナから得られる前記複数の信号を同時に用いて、複数の前記到来波のそれぞれについての複数の前記到達時間と複数の前記チャネル係数とを決定する工程を更に備え、

前記複数の到来波のそれぞれは、前記複数の到達時間の一つと前記複数のチャネル係数の対応する一つとで表現されることを特徴とする請求項11に記載の方法。

【請求項13】

前記到達時間と前記チャネル係数とを、実質的に同時に決定する工程を更に備えることを特徴とする請求項11に記載の方法。

【請求項14】

前記アンテナアレー(22-2A、22-2B)における前記複数のアンテナのそれぞれをアンテナインデックスと関連づける工程を更に備え、

前記複数のアンテナから得られた前記複数の信号を同時に用いて到達時間とチャネル係数とを決定する前記工程は、統合探索チャネル推定器(24-2A)により実行され、

前記統合探索チャネル推定器(24-2A)により、

サンプリング窓において受信した前記信号を示す複素値を、サンプリング窓時間インデ

10

20

30

40

50

ックスと前記アンテナインデックスとの関数としてアンテナ信号行列(4 4 - 1 3 A)に格納する工程と、

相関出力値を生成するために高速フーリエ変換(FFT)演算を行う工程と、

前記相関出力値を用いて、前記到来時間と前記チャンネル係数とを生成する工程とを更に備えることを特徴とする請求項11に記載の方法。

【請求項15】

前記FFT演算にあたって、前記統合探索チャンネル推定器(2 4 - 2 A)は、前記アンテナ信号行列(4 4 - 1 3 A)から生成される、前記アンテナアレー(2 2 - 2 A)の前記複数のアンテナのサンプリング窓時間インデックスごとの次元受信ベクトルを処理し、前記次元受信ベクトルは前記次元受信ベクトルの複素値の位相差に関連する周波数を含み、前記次元受信ベクトルには次元受信のための複数のありうべき周波数が含まれ、該複数のありうべき周波数は周波数インデックスで示され、

tを、サンプリング窓時間インデックス、

$X(:, t)$ を、:を1サンプリング窓時間インデックスにおけるすべてのアンテナインデックスとした複素アンテナ行列、

nを、周波数インデックスとして、

前記複数のありうべき周波数と複数の時間インデックスの組合せごとに、

$$Y(n, t) = \text{FFT}(n, X(:, t))$$

が計算されることを特徴とする請求項14に記載の方法。

【請求項16】

C_j が符号シーケンスシンボル値j、Kが符号シーケンス長であるとき、前記複数のありうべき周波数と前記複数の時間インデックスの組合せごとに、

$$Y(n, t) = C_j * \text{FFT}(n, X(:, t)), j = 1, K$$

が計算されることを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項17】

前記アレーにおける前記複数のアンテナのそれぞれはアンテナインデックスにより表され、前記方法は、

サンプリング窓において受信した前記信号を示す複素値を、サンプリング窓時間インデックスと前記アンテナインデックスとの関数としてアンテナ信号行列(4 4 - 2 B)に格納する工程と、

前記アンテナ信号行列中の複素値を用いてパラメトリック出力推定ベクトルを生成する工程と、

前記パラメトリック出力推定ベクトルを用いて、前記到達時間と前記チャンネル係数とを生成する工程と

を備えることを特徴とする請求項11に記載の方法。

【請求項18】

前記パラメトリック出力推定ベクトル内の各周波数パラメータは、ありうべき到来方向に対応することを特徴とする請求項17に記載の方法。

【請求項19】

前記パラメトリック出力推定ベクトルの要素の絶対値を用いて、前記到来波の前記到達時間と到来方向とを決定する工程を更に備えることを特徴とする請求項17に記載の方法。

【請求項20】

前記パラメトリック出力推定ベクトルが、十分に高い絶対値を有する前記パラメトリック出力推定ベクトルの要素について、サンプリング窓時間インデックスを含む場合に、前記十分に高い絶対値を有する前記パラメトリック出力推定ベクトルの要素について、サンプリング窓時間インデックスを用いて、前記到来波の前記到来時間を決定する工程を更に備えることを特徴とする請求項19に記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

10

20

30

40

50

本発明は無線通信に関するもので、特にチャンネルを介して伝送されたデータシンボルを復号するとき用いられるチャンネル推定のための装置ならびに手段に関するものである。

【0002】

なお、本出願は、米国特許出願10/717,313号の「多次元統合探索チャンネル推定器」、米国特許出願10/717,205号の「時間統合探索チャンネル推定器」、米国特許出願10/717,212号の「時空間統合探索チャンネル推定器」に関連するものであり、これらは引用により本明細書に組み込まれる。

【背景技術】

【0003】

無線通信ユニットは一般に送信機と受信機とを備え、通信リンクを介して他の無線通信ユニットと通信する。無線通信においては、通信リンクは一般に無線周波数インタフェースなどのエアインタフェースを介するものとなる。ここで、「無線通信受信機」を備えた「無線通信ユニット」は、基地局などの無線アクセスネットワークノード（ノードBと呼ばれることもある）といったネットワークノードや端末に含まれる。「端末」は、移動局とも呼ばれるユーザ装置ユニット（UE）などの移動端末を含み、携帯電話機（携帯電話機）、無線接続機能を有するノート型コンピュータなどを含む。すなわち、端末としては、無線アクセスネットワークを介して音声やデータを通信する携帯型のもの、ポケット型のもの、或いはハンドヘルドコンピュータや車載移動装置などを含む。あるいは、端末は、無線ローカルループなどに接続される固定携帯装置や端末などといった固定無線装置であっても良い。

10

20

【0004】

図32に示すように、無線通信システムは、送信アンテナ2300Tと受信アンテナ2300Rを備える。チャンネル2302は、送信アンテナ2300Tと受信アンテナ2300Rとの間の関係を示す。一般にパルスに変調された信号は送信アンテナ2300Tから受信アンテナ2300Rにチャンネル2302を介して送信される。ここで、信号は「シンボル」あるいはシンボル列ストリングからなり、図32では「m」として記されている。信号は、ユーザデータと、パイロットビットやパイロットシーケンスなどの制御データとを伝える。送信アンテナ2300Tから送信された信号mはチャンネルのチャンネルインパルス応答hに畳み込まれ、受信アンテナ2300Rにおける受信信号はmがhに畳み込まれた m^*h となる。受信信号 m^*h は受信機のベースバンド処理回路2304に伝達され、無線周波数処理

30

【0005】

最新の検出器では、受信信号 m^*h からシンボル推定値 m^{\wedge} を推定する。このため、最新の検出器では、信号が送信されたチャンネルをモデル化するための「チャンネル推定」を行うことが多い。このチャンネル推定の精度が、チャンネルを介して受信した実際のシンボルを推定する検出器の性能に影響を与える。

【0006】

多くの検出器において必要となるチャンネルのモデル化は、パイロットビットやパイロットシーケンスなどの形で送信機から送信される制御データを用いて行われる。以下では簡単のために「パイロットデータ」と呼ぶ制御データとして、既知の判別可能なフォーマットやパターンが用いられる。パイロットデータは一般に送信機から周期的に送信され、受信機はある間隔ごとにパイロットデータを連続して受信する。なお、送信機と受信機との相対的な位置関係の変化などにより、連続して受信する間隔は必ずしも一定とはならない。パイロットデータはユーザデータと同時に送信されることもあれば、ユーザデータ中に散りばめられて送信されることもある。

40

【0007】

パイロットデータを利用するために、無線受信機は、図32中のサーチ部2308とチャンネル推定部2310などといった探索部とチャンネル推定部とを一般に備える。制御データに対しては、受信信号 m^*h が探索部2308に伝えられ、到達時間(TOA)を測定する。到

50

達時間はチャンネル推定部 2310 に伝えられ、到達時間を用いてチャンネル推定値 h^{\wedge} を求め、チャンネル推定値 h^{\wedge} を検出器 2306 に伝える。検出器は、チャンネル推定値 h^{\wedge} を用いてシンボル推定値 m^{\wedge} を計算する。

【0008】

受信機は、短パルス信号などのオリジナル信号を、単一直接伝播パスとなるオープンスペース環境で送信機から受信する。あるいは、障害物や反射面などが存在する環境においては、受信機はオリジナル信号を複数伝播パスを介して受信する。マルチパス環境では、受信機において、信号が伝送された伝播パスに対応する種々の時間遅延ならびに種々の振幅と位相をもったパルス列として信号が受信される。

【0009】

マルチパスは、ビル、木、車、人などの環境中の障害物によって信号が反射されるような移動無線チャンネルにおいて生じる。ここで、移動無線チャンネルは、マルチパスの要因となる構造物が移動により変化したり、送信機と受信機の双方が静止していても周囲の構造物や物体が動くことなどから、動的な時変チャンネルとなる。時変マルチパスチャンネル上で信号が伝送されると、時間、位置、減衰、位相がそれぞれ異なる複数パスが受信される。

10

【0010】

いくつかの無線通信受信機では、種々の利点を得るためにマルチパスの存在を利用している。このような受信機はベースバンド信号に対して動作し、最大のマルチパスと対応する時間遅延とを探索して発見する。受信機は、信号の電力遅延プロファイルに対して動作するフィルタを備える。電力遅延プロファイルは、チャンネルインパルス応答を時間平均したものとして考えられる。探索器は、各マルチパス信号波の到達に対応する電力遅延プロファイルにおけるピークを探し出す。多くの探索器では、ピークはフィルタのチャンネルタップに対応する。

20

【0011】

したがって、検出器に伝えられるチャンネル推定値 h^{\wedge} は、到達時間 (TOA) と複素チャンネル係数のセットからなる。ここで、TOA とチャンネル係数ペアは到来波の一つに関連する。すなわち、各到来波は、TOA とチャンネル係数のペアで記述される。チャンネル係数は実際にはチャンネルインパルス応答ベクトルとなるため、以降チャンネルインパルス応答ベクトルをチャンネル係数と呼ぶことにする。一つの波しか存在しなければ、セットは一つの TOA と一つのチャンネル係数のみとなり、チャンネルインパルス応答ベクトルは一つのチャンネル係数となる。複数の波が存在する場合には、複数の TOA とチャンネル係数が得られる。ここで、チャンネル推定値 h^{\wedge} はできるだけ正確にチャンネルインパルス応答を推定していることが望ましく、それにより伝送シンボル m の推定値 m^{\wedge} を計算する検出器の性能が向上する。

30

【0012】

チャンネル推定値は、RAKE 復調器などの検出器に伝えられる。RAKE 復調器は、マルチパス探索プロセッサによって決定された受信マルチパス信号中の最大マルチパス波に対して、複数の並列復調器 (RAKE 信号 (RAKE finger) と呼ばれる) を割り当てる。広帯域符号分割多元接続 (WCDMA) 無線アクセスネットワークでは、各 RAKE 信号の出力を遅延補償を行った後にダイバシチ合成し、「最適な」復調信号を生成することで、無線通信システムに品質と信頼性を向上させている。

40

【0013】

従来無線通信受信機では、まず探索器を用いて波の到達時間を決定する。次いで、探索器において到達時間が決定された後、到達時間を利用してチャンネル推定器が信号の振幅と位相を表すチャンネル係数を計算する。

【0014】

いくつかの無線通信システムでは、同一信号を複数のアンテナで受信している。従来の探索器は、アンテナごとに電力遅延プロファイル中のピークを見つけている。すなわち、探索器はアンテナごとに独立に動作している。例えば、特許文献 1 を参照されたい。したがって、従来の探索器は本質的に次元である。

50

【特許文献1】米国特許出願公開第2002/0048306号明細書

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

以上のように、無線受信機の性能は、探索器における到達時間の検出といったピーク検出の精度により大きな影響を受ける。探索器におけるピーク検出精度を上げることで、エラー率の低減などといった受信機性能を向上させることができる。しかしながら、電力遅延プロファイル中のピークを探索器が正しく求めることは容易ではない。上述の通り、多くの探索アルゴリズムではピークはチャネルタップに対応している。このような難しさにより、ピークを誤って検出するリスクを抱えている。また、実際のチャネルタップ値を推定することも容易ではない。信号対雑音比(SINRS)が低いチャネルでは、これらは難しい問題となる。

【0016】

本発明の目的は、これらの問題に対応することができる装置と手段とを提供することであり、無線通信受信機においてチャネル推定をより精度良く行うことができる装置と手段とを示す。

【課題を解決するための手段】

【0017】

無線通信受信機は、アンテナアレーと統合探索チャネル推定器(joint searcher and channel estimator、以下同じ。)とを備える。アレーの複数のアンテナ要素は、統合探索チャネル推定器にそれぞれ複数の(1または複数の到来波を示す)信号を供給する。統合探索チャネル推定器は、複数のアンテナで得られた複数の信号を実質的に同時に処理して、各波面の到来時間とチャネル係数の両方を決定する。統合探索チャネル推定器は、例えばシンボル推定を行う検出器にチャネル係数や到来時間を与えることができる。

【0018】

無線通信受信機は、移動端末でも、Node-B(ノードB)とも呼ばれる基地局ノードなどの無線アクセスネットワークノードでも良い。例示する実施形態では、アンテナアレーは複数のアンテナからなる一様な線形アレーを含みうるが、統合探索チャネル推定器はまた、他のタイプのアレーとも動作することができる。

【0019】

アンテナアレーは現在サンプリング窓を介して複数のアンテナの信号を同時に処理し、到来時間とチャネル係数の両方を決定するので、統合探索チャネル推定器は二次元とみなすことができる。第一の次元はサンプリング窓の時間インデックス、即ちサンプリング窓時間インデックスに関係する。第二の次元はアレーの複数のアンテナの間隔により与えられる空間次元である。アレーの複数のアンテナからの信号の本質的に同時、並列処理を含み、到来時間とチャネル係数の決定を行うこの空間次元は、統合探索チャネル推定器に「空間」統合探索チャネル推定器であることの特異性を与える。従って、マルチアンテナの実施形態では、空間統合探索チャネル推定器は空間領域において到来方向に対応している。

【0020】

空間統合探索チャネル推定器は異なる実施形態を取り、異なる実装を行うことができる。説明する一実施形態では、統合探索チャネル推定器は、非パラメトリックタイプの相関器(例えば、高速フーリエ変換(FFT)の計算を行う相関器)含む。説明する別の実施形態では、統合探索チャネル推定器はパラメトリック手法を利用する。

アンテナアレーの全てのアンテナ要素の信号を並列に使用し、統合探索チャネル推定器はサンプリング窓のパイロットデータを探索し、サンプリング窓に見られるようなピークを有する各波面の到来時間とチャネル係数を生成する。そのようにして、各サンプリング窓に対し、統合探索チャネル推定器はアンテナの畳み込み信号を格納する。サンプリング窓の信号を格納する方法の一例は、行列、例えばアンテナ信号行列である。アンテナ信号

行列を構築する場合、アンテナアレーの複数のアンテナのそれぞれはアンテナインデックスにより表現される。統合探索チャネル推定器はアンテナ信号行列にサンプリング窓の受信信号を表す複素値を格納する。受信信号を表す複素値のポジションあるいは位置は2つのインデックスにより決定される。アンテナ信号行列のX軸に沿うと考えられる第1のインデックスはサンプリング窓の時間インデックスである。サンプリング窓の時間インデックスはサンプリング窓の開始に対するサンプリング窓の時間を示す。アンテナ信号行列のY軸に沿うと考えられる第2のインデックスはアンテナインデックスである。

【0021】

統合探索チャネル推定器が高速フーリエ変換(FFT)の計算を行う相関器を含む実施形態では、相関器は(サンプリング窓の特定時点のアンテナアレーの複数のアンテナの信号を使用してアンテナ信号行列から形成される)次元受信ベクトルを考慮する。サンプリング窓の時点の次元受信ベクトルの位相回転速度、あるいは周波数は到来方向(DOA)と解釈することができる。次元受信ベクトルには複数のありうべき周波数があり、複数のありうべき周波数のそれぞれが波面の可能な到来方向(DOA)に対応する。複数のありうべき周波数は周波数インデックスにより表現される。

10

高速フーリエ変換(FFT)の計算と関連して、相関器は $Y(n, t) = \text{FFT}(n, X(:, t))$ を計算する。式中、 t はサンプリング窓の時間インデックス、 $X(:, t)$ は(コロン「:」は、1つのサンプリング窓の時間インデックスに対する全てのアンテナインデックスを表す)複素アンテナ行列、 n は周波数インデックスである。CDMAの受信器に対し、相関器は $Y(n, t) = \sum_{j=1}^K C_j \cdot \text{FFT}(n, X(:, t))$ を計算する。式中、 C_j は符号化シーケンスシンボル値 j 、 K は符号化シーケンス長である。

20

【0022】

高速フーリエ変換(FFT)の計算では、相関器の出力は $Y(n, t)$ を含む。統合探索チャネル推定器の分析器は相関器の出力 $Y(n, t)$ から最大の絶対値 $|Y(n, t)|_{\max}$ を決定する。 $|Y(n, t)|_{\max}$ となる場合のサンプリング窓の時間インデックス t_{\max} は、波の到来時間として選択される。 $|Y(n, t)|_{\max}$ となる場合の周波数インデックス n_{\max} は、波の到来方向(DOA)として選択される。到来波の振幅は $|Y(n, t)|_{\max}$ を、アンテナアレーを含むアンテナ数で除算することにより選択される。チャンネルインパルス応答ベクトルは波の到来方向から決定される。

30

【0023】

別の実施形態では、統合探索チャネル推定器はパラメトリック推定器を含み、パラメトリック推定器は到来時間およびチャネル係数を生成するために、チャネル推定生成器により使用されるパラメトリック推定出力ベクトルを生成する。パラメトリック推定出力ベクトルは各時間インデックスに対しサンプリング窓の時間インデックスと空間パラメータを有する。空間パラメータは空間周波数と空間振幅を含む。チャネル推定生成器はパラメトリック推定出力ベクトルの要素の空間振幅値を使用して到来時間を決定し、空間周波数値を使用して波面の到来方向を決定する。サンプリング窓の波は十分に大きい空間振幅パラメータ値を有するパラメトリック推定出力ベクトルの各要素と関連する。チャネル推定生成器は対応する波面の到来時間として十分大きい絶対値を有するパラメトリック推定出力ベクトルの要素にサンプリング窓の時間インデックスを使用する。到来波の到来方向は、識別された到来時間における空間周波数パラメータ値である。

40

【0024】

本発明の上記ならびに他の目的、特徴、利点は、添付の図面で記した好適な実施形態に関する以下の具体的な説明によって明らかになる。ここで、図面中の参照文字は、すべての図を通して同一の部位を示す。なお、図面は必ずしも詳細を示したものであるものでもなく、本発明の原理を説明するためのものである。

【発明を実施するための最良の形態】

【0025】

以下では、本発明の内容を明確にするために、具体的なアーキテクチャ、インタフェー

50

ス、技術などに関する詳細を示すが、これらの説明はあくまでも説明目的であり内容を限定するものではない。すなわち、専門家であれば、本発明の内容は以下に示す詳細以外の実施形態においても実現されることが理解されよう。本発明の内容を不必要に詳しい説明でもって理解しづらくすることを避けるために、以下では既知の装置、回路、手段に関する説明は省略する。また、いくつかの図においては機能ブロックを示している。

【0026】

図1は、一般的な無線通信受信機20の例を示したものであり、上述のようにネットワークノードあるいは移動端末などの端末に含まれるものである。無線通信受信機20は、アンテナ構造あるいはアンテナアレー22、統合探索チャネル推定器24、検出器26、タイミング/制御部28からなる。点線で示しているように、符号シーケンス生成器30

10

【0027】

アンテナアレー22は、1つあるいは複数のアンテナ素子からなる。アンテナアレー22からの信号は、統合探索チャネル推定器24と検出器26とに伝えられる。アンテナアレー22が複数のアンテナ素子からなる場合には、アンテナアレー22からの信号はチャネルインパルス応答ベクトルとなる。

【0028】

信号が拡散符号などによって符号化されている場合には、統合探索チャネル推定器24と検出器26とは符号シーケンス生成器30に接続される。タイミング/制御部28は同期などのタイミング信号と制御信号とを生成し、これらの信号は検出器26と統合探索チャネル推定器24とに伝えられる。

20

【0029】

受信機は、アンテナアレーからの高周波信号を低周波信号に変換する無線周波数処理機能と無線周波数復調回路とを備えており、ベースバンド信号が統合探索チャネル推定器24と検出器26に輸入される。すなわち、図1の無線通信受信機の構成は、ベースバンド信号の処理に関するものである。

【0030】

以下、統合探索チャネル推定器の種々の実施形態のうち、限定されない代表的な例を示す。これらの種々の実施形態における無線通信受信機の動作記述は、いくつかの仮定に基づいてなされる。ここでの仮定のうちのいくつかはチャネルモデルに関するものである。チャネルモデルは、無線通信受信機におけるアンテナアレー22中の一つあるいは複数のアンテナ素子に達した電磁場を離散的な複数波としてモデル化したものである。

30

【0031】

「サンプリング窓」は、アンテナから入力される連続するタイムスロット(CDMAシステムの場合には「チップ」)のことであり、統合探索チャネル推定器において分析される。以下で詳細に示すように、統合探索チャネル推定器の実施形態は、複数のサンプリング窓から構成されるアンテナ信号行列に対して処理を行う。ここで、「空間」統合探索チャネル推定器では、複数のアンテナから入力されたサンプリング窓からアンテナ信号行列が構成される。「時間」統合探索チャネル推定器では、1つのアンテナ信号からアンテナ信号行列が構成されるものの、時間的に連続するパイロットデータセットのサンプリング窓からアンテナ信号行列が構成される。また、時空間統合探索チャネル推定器では、空間的かつ時間的にアンテナ信号行列が構成される。

40

【0032】

アンテナアレー22は、「次元的に差異化された」信号を受信するものとしてモデル化できる。統合探索チャネル推定器はアンテナアレーからの次元的に差異化された信号を用いて、到達時間(TOA)とチャネル係数とを到来波ごとに決定する。複数の離れたアンテナ素子からなるアンテナ構造を用いる空間統合探索チャネル推定器においては、アレーの異なるアンテナで受信した信号は空間次元において次元的に差異化されている。別々の時間区間で受信した連続パイロットデータセット信号を出力するアンテナ構造を用いる時間統合探索チャネル推定器においては、アンテナで受信した信号は時間次元において次元的に

50

差異化されている。複数のアンテナアレーからなるアンテナ構造と連続するパイロットデータセットを受信する1つあるいは複数のアンテナとを用いる時空間統合探索チャネル推定器においては、アンテナで受信した信号は空間次元ならびに時間次元の双方において一次的に差異化されている。

【0033】

統合探索チャネル推定器は、到達時間とともに、到来方向やドップラーシフト周波数などといった値を「同時」に決定する機構でもある。ここで、「同時」とは、高速フーリエ変換などのノンパラメトリック手法やパラメトリック手法などの処理によって、並列に決定処理を行うことを意味する。

【0034】

〔空間統合探索チャネル推定器〕

いくつかの実施形態においては、統合探索チャネル推定器は複数のアンテナからのサンプリング窓内の信号を同時に処理し、到達時間とチャネル係数とを決定する。これらの実施形態では、統合探索チャネル推定器は2次元処理となり、第2の次元がアレーの複数アンテナの間隔によって決められる空間次元となる。この空間次元において、アレーの複数アンテナからの信号を同時に処理し、到達時間とチャネル係数とを決定することから、この統合探索チャネル推定器の実施形態を「空間」統合探索チャネル推定器と呼ぶ。

【0035】

空間統合探索チャネル推定器は、種々の実施形態や実装で実現することができる。例えば、統合探索チャネル推定器において、高速フーリエ変換(FFT)計算などを実行するノンパラメトリック型相関器を用いることもできるし、パラメトリック型相関器を用いることもできる。

【0036】

図2Aは、到達時間とチャネル推定値の決定においてノンパラメトリック手法を用いる空間統合探索チャネル推定器24-2Aの一つの実施形態を示した図であり、アンテナアレー22-2Aもあわせて示している。アンテナアレー22-2Aとして、4つのアンテナ素子22-2A-1から22-2A-4を用いる例を示している。ここで、アンテナ素子22-2A-1から22-2A-4を一様線形アレー(ULA)として示しているが、一様線形アレー以外のアンテナ構成も可能であり、アンテナアレー中のアンテナ素子数も4に限定されるものではない。

【0037】

アンテナアレー22-2Aのアンテナ素子や、本説明中の他の複数のアンテナアレー中のアンテナ素子においては、コヒーレンス性が求められる。コヒーレンス性は、複数のアンテナ素子が同期していることで満たされる。あるいは、複数のアンテナ素子が同期しなくても、位相差が既知であれば、既知の位相差を補償することでコヒーレンス性を満たすことができる。

【0038】

アンテナ素子からの複素ベースバンド信号は、統合探索チャネル推定器24-2Aに入力され、図2Aには示していない検出器に伝えられる。統合探索チャネル推定器24-2Aは、アンテナ信号行列処理部40-2Aを備える。示した実施形態では、アンテナ信号行列処理部40-2Aは、アンテナ信号行列生成器42-2Aとアンテナ信号行列メモリ44-2Aとからなる。ノンパラメトリック手法を用いる図2Aでは行列分析部は相関器50-2Aとなり、アンテナ信号行列メモリ44-2Aに蓄えられた複素値を処理する。相関器50-2Aはフィルタからなる。相関器50-2Aにおいて生成された出力値は、相関器出力値メモリ52-2Aなどに蓄積される。統合探索チャネル推定器24-2Aは、さらにチャネル推定(CE)生成部60-2Aを備える。示した実施形態では、チャネル推定(CE)生成部60-2Aは、相関出力分析部62-2Aと検出器インタフェース64-2Aとからなる。検出器インタフェース64-2Aは、波ごとに到達時間(TOA)とチャネル係数(CC)とを生成する。図2Aにおいて、検出器インタフェース64-2Aから出力される到達時間とチャネル係数は、それぞれライン66-2Aと68-2Aとを介して検出器に伝えられる。

10

20

30

40

50

【0039】

図2Aや本説明中の他の実施形態においては、送信された電磁波信号は、離散的な複数の電磁波として受信機に届くことを仮定している。複数の離散的な電磁波を仮定することで、上述のマルチパス環境が実現される。例えば、図3は、3つの別々のマルチパスP1、P2、P3を経て、送信アンテナ70からアンテナアレー22に信号が伝わる様子を示している。各マルチパスはそれぞれ振幅を有し、対応するベースバンド信号の複素数「A」と時間遅延 τ を有する。例えば、マルチパスP1は対応する複素数A1と時間遅延 τ_1 を有し、マルチパスP2は対応する複素数A2と時間遅延 τ_2 を有する。図3において、マルチパスP1は送信アンテナ70とアンテナアレー22との間での比較的直接的なパスである。これに対し、マルチパスP2とマルチパスP3は、それぞれ障害物722と723によって反射したパスである。したがって、マルチパスP1の時間遅延 τ_1 は、マルチパスP2の時間遅延 τ_2 よりも、マルチパスP3の時間遅延 τ_3 よりも短い。同様に、他の現象が生じていなければ、マルチパスP1の複素数A1は、マルチパスP2の複素数A2よりも大きい。

10

【0040】

説明のために、電磁波は、図4の単一波76のようにアンテナアレーに進む平面電磁波であると仮定する。なお、本説明のすべての実施形態においては、必ずしも平面波である必要はなく、他の形状の波であっても同様に考えることができる。また、図4は単一波の到達を示したものであるが、一般には複数の波がアンテナアレーに入射する。

【0041】

図4に示すように、波がアンテナアレーに入射すると、それぞれのアンテナ素子は波の複素値を信号などで出力する。例えば、図3の第1パスP1の波に対して、アンテナ素子22-1は複素数A1-1を、アンテナ素子22-2は複素数A1-2を出力する。ここで、(1)アンテナ素子が同一、(2)コヒーレンス性がある、(3)アレー幅において平面波が一定振幅であるときに、複素数の絶対値が同一となる。また、同一の到来波に対して、各アンテナは到達信号を位相を有している波として検出する。例えば、図3の第1パスP1の波に対して、アンテナ素子22-1は位相 ϕ_1-1 を、アンテナ素子22-2は位相 ϕ_1-2 を出力する。

20

【0042】

一様線形アレー(ULA)に到達した波から得られた信号を図5Aと図5Bに示す。図5Aは、4つのアンテナ素子22-1から22-4におけるある時点での平面波伝播と、対応する出力パルス78(出力パルス781から784)を示した図である。図5Bは、複素数としてのパルスと、複素数の偏角 θ を示している。ここで、偏角 θ は受信信号の位相に対応する。 θ の変化率すなわち位相の回転速度が、周波数となる。アンテナアレーにおける波の位相回転は ω_1 、 ω_2 、 ω_3 、 ω_4 などの偏角 θ の増大として示されており、周波数は偏角の時間変化率である。ここで、位相回転速度は一定であり、線形位相伝播速度は各波の到来方向(DOA)によって決まる。

30

【0043】

図2Aの統合探索チャネル推定器において、アンテナ行列処理部40-2Aは各アンテナ素子からの複素ベースバンド信号をサンプリングする。サンプリングされた複素ベースバンド信号を用いて、アンテナ信号行列生成部42-2Aが、図6に示すアンテナ信号行列80などのアンテナ信号行列を生成する。アンテナ信号行列80はアンテナ行列メモリ44-2Aなどに格納される。

40

【0044】

アンテナ信号行列80は、機能的には関連のある2次元の行列である。すなわち、複素値は、2つの異なるインデックスで指定されるアンテナ信号行列80に格納される。図6のアンテナ信号行列80では、第1のインデックスは図6のX軸のサンプリング窓時間インデックスとなる。拡散符号などの符号を用いる実施形態においては、第1のインデックスはチップインデックスとなる。したがって、サンプリング窓時間インデックスは、サンプリング窓の開始時点からの時間を表す。図6のアンテナ信号行列80では、Y軸の第2

50

のインデックスはアンテナインデックスとなり、次元的に差異化されたインデックスとなる。アンテナインデックスは、アンテナ信号行列 80 の行を示し、各行はアンテナアレー 22 の各アンテナ素子に対応する。図 6 のアンテナ信号行列は 4 行であるが、これは先に示した 4 つのアンテナ素子からなるアンテナアレー例に対応している。なお、アンテナアレーのアンテナ数、アンテナ信号行列 80 の行数、アンテナインデックスの最大値は、受信機ごとに異なる値となり得る。ここでの 4 つのアンテナ構成は、例として示したものである。

【0045】

アンテナ信号行列 80 は、アンテナアレーで受信した「次元的に差異化された」信号を蓄えるものと考えられることができる。空間的に離れた位置にある複数のアンテナ素子からなるアンテナアレーを用いる空間統合探索チャネル推定器においては、アレー中のそれぞれのアンテナで受信した信号が空間次元において次元的に差異化されたものとなっている。すなわち、アンテナ信号行列 80 のある行において、列ごとの値は、空間的にお互いが離れた位置に設置されているアンテナ素子から受信されたという観点から、空間的に差異化されている。

【0046】

簡潔に記すために、図 6 のアンテナ信号行列 80 には、アンテナから得られた複素値を記していない。このような複素値は、図 6 において第 3 の次元として示すことができる。アンテナ信号行列 80 には、複素白色雑音と少なくとも一つの平面波あるいは他の形式の波の複素サンプルの双方が含まれる。アンテナ信号行列 80 に蓄えられるように、波は既知の位相（時間的なノンコヒーレント検出）と変調された符号シーケンスを有する。

【0047】

図 6 のアンテナ信号行列 80 において、具体的にはアンテナ要素の間隔がそれ程離れていないような WCDMA の場合において、アンテナアレーに到達する平面波は同一のサンプリング窓時間インデックス（あるいはチップインデックス）に到達するものと考えられることができる。

【0048】

図 6 のアンテナ信号行列 80 の列に蓄えられた複素値は、次元受信ベクトルとして考えることができる。すなわち、次元受信ベクトルは、単一サンプリング窓時間において生成されたもので、アンテナアレーの複数のアンテナごとの複素値からなる。アンテナ信号行列 80 の 1 つの列中の各要素は、図 5 の種々の値のように種々の位相をもつ。空間統合探索チャネル推定器においては、種々のアンテナ要素において受信された時間軸での位相変化は次元受信ベクトルの周波数となる。直進波を受信した場合には、位相角は同一となる。サンプリング窓時間における次元受信ベクトルの位相回転速度すなわち周波数は、到来方向(DOA)を与える。すなわち、それぞれの次元受信ベクトルはそれぞれ異なる到来方向に対応する。次元受信ベクトルには複数のありうべき周波数が存在するが、この場合にはそれぞれのありうべき周波数が、波の異なるありうべき到来方向(DOA)に対応することになる。ここで用いるノンパラメトリック手法においては、複数のありうべき周波数は連続値となる。複数のありうべき周波数を区別するために、複数のありうべき周波数は周波数インデックスで表現される。

【0049】

図 2 A のチャネル推定生成部 60-2 A は、アンテナ信号行列 80 に蓄えられた複素値に基づいて「合成」チャネル推定を行う。ここで、アンテナアレー 22-2 A は複数のアンテナ要素から構成されているため、波が到達するチャネルは複数存在し、チャネルインパルス応答あるいはチャネル推定値はそれぞれのチャネルごとに異なる。しかしながら、上述のように複素サンプルをアンテナ信号行列 80 に蓄え、到達時間(TOA)とチャネル係数とをアンテナ信号行列 80 全体において同時に求めることで、チャネル推定生成部 60-2 A はすべてのアンテナ要素のすべてのチャネルに対するチャネル推定を行うことができる。すなわち、「合成」チャネル推定を行う。

【0050】

10

20

30

40

50

合成チャネル推定値は、サンプリング窓における到来波ごとの到達時間(TOA)とチャネル係数とからなる。ここで、到達時間(TOA)とチャネル係数とは関連づけられている。したがって、チャネル推定値は、到達時間(TOA)とチャネル係数とからなるデータペアのセットとなる。そのため、相関器 5 0 - 2 A では、アンテナ信号行列 8 0 中で到来波を最もよく示す値すなわち「トーン」をサンプリング窓において見つける処理が行われる。

【 0 0 5 1 】

アンテナ信号行列 8 0 中で到来波を最もよく示す値すなわち「トーン」を見つける処理は、パラメトリック手法やノンパラメトリック手法などの種々の手法で行うことができる。以下に示す高速フーリエ変換(FFT)を用いた手法は、ノンパラメトリック型の相関器の一つの代表例である。

【 0 0 5 2 】

図 7 は、高速フーリエ変換(FFT)を用いたときに相関器 5 0 - 2 A と相関出力分析部 6 2 - 2 A において実行される基本ステップの一例を示したものである。ステップ 7 - 1 において、図 2 A の相関器 5 0 - 2 A は式 1 を計算する。

【 0 0 5 3 】

$$Y(n, t) = \text{FFT}(n, X(:, t)) \quad (\text{式 1})$$

ここで、 t はサンプリング窓時間インデックス、 $X(:, t)$ は複素アンテナ行列(コロン「:」は 1 サンプリング窓時間インデックスにおけるすべてのアンテナインデックスを示す)、 n は周波数インデックスである。FFT 計算はベースバンド信号に対しての 1 次元 FFT であり、周波数インデックスとして示される到来方向と、FFT ウェイトとなるアンテナウェイトセットとに対応する。

【 0 0 5 4 】

式 1 を用いて計算された相関器 5 0 - 2 A の出力 $Y(n, t)$ は、相関出力値として保存される。相関出力値は、図 2 A の相関出力値メモリ 5 2 - 2 A などに保存される。

【 0 0 5 5 】

チャネル推定(CE)生成部 6 0 - 2 A の相関出力分析部 6 2 - 2 A は、相関出力値を調べ、 $Y(n, t)$ の絶対値の最大 $|Y(n, t)|_{\max}$ をステップ 7 - 2 で求める。相関出力分析部 6 2 - 2 A は、最大絶対値 $|Y(n, t)|_{\max}$ を用いて、サンプリング窓中に届いた波の到来方向(DOA)と到達時間(TOA)とを求める。すなわち、ステップ 7 - 3 において、相関出力分析部 6 2 - 2 A は、 $|Y(n, t)|_{\max}$ となるサンプリング窓時間インデックス t_{\max} を到来波の到達時間とする。また、ステップ 7 - 4 において、相関出力分析部 6 2 - 2 A は、 $|Y(n, t)|_{\max}$ となる周波数インデックス n_{\max} を到来波の到来方向(DOA)とする。周波数インデックスはなどの到来方向に対応する。到来波の振幅は、相関出力分析部 6 2 - 2 A において $|Y(n, t)|_{\max}$ をアンテナアレーを構成するアンテナ数で割ることで求められる(ステップ 7 - 5)。

【 0 0 5 6 】

式 1 と図 7 のステップは、一般的なノンパラメトリックな FFT 計算を示したものである。図 1 の符号生成部 3 0 を用いるような CDMA においては、式 1 を修正した式 2 のような FFT 計算を用いることができる。

【 0 0 5 7 】

$$Y(n, t) = \sum_{j=1}^K C_j * \text{FFT}(n, X(:, t)), \quad j=1, K \quad (\text{式 2})$$

ここで、 C_j は符号シーケンスシンボル値 j 、 K は符号シーケンス長である。

【 0 0 5 8 】

統合探索チャネル推定器 2 4 - 2 A における処理で得られた正しいチャネル推定値は、空間シグネチャとして検出器に伝えられる。空間シグネチャには到達時間(TOA)、到来方向(DOA)、振幅が含まれる。後述のように、各波のチャネル係数(CC)は到来方向(DOA)と振幅とから計算される。到達時間(TOA)とチャネル係数(CC)とは、図 2 A のライン 6 6 - 2 A と 6 8 - 2 A を介してそれぞれ検出器に伝えられる。

【 0 0 5 9 】

上述のように、各波のチャネル係数(CC)は、到来方向(DOA)と振幅とから計算される。

10

20

30

40

50

すなわち、ステップ 7-4 において、相関出力分析部 62-2A は、 $|Y(n,t)|_{\max}$ となる周波数インデックス n_{\max} を決め、 n_{\max} を などといった到来方向 (DOA) に対応させる。したがって、アレー伝播ベクトルなどのチャンネルインパルス応答ベクトル x は、同一アイソトピックアンテナ素子の場合、式 3 にしたがって検出器インタフェース 64-2A から出力される。

【0060】

$$x = [1, e^{(jkd \sin \theta)}, e^{(jkd \cdot 2 \sin \theta)}, \dots, e^{(jkd \cdot (K-1) \sin \theta)}] * C \quad (\text{式 3})$$

式 3 において、 j は虚数単位、 $k=2^*$ 、 d はアンテナアレーの素子間隔、 f は送受信電磁波信号の波長 ($f \cdot \lambda = c$)、 K は図 9A のアンテナ番号 A1、A2、A3、A4 などのアンテナ素子インデックスである。式 3 において、 C は複素定数であり、図 7 のステップ 7-1 で求めた $|FFT_{\max}|$ を用いて、 $|C| = |FFT_{\max}| / \text{アンテナ数}$ 、 $\arg|C| = \arg|FFT_{\max}|$ で与えられる。

10

【0061】

チャンネル推定 (CE) 生成部 60-2A 中の検出器インタフェース 64-2A の役割は、到達時間 (TOA) と、到来方向から得られるチャンネル係数 (CC) とを式 3 などに基づいて求めることである。他の実施形態では、図 1 の検出器 26 などの検出器自身が、到達時間 (TOA) と到来方向 (DOA) とを到来波ごとに求め、到来方向 (DOA) 情報に対応する波ごとにチャンネル係数を求めることもあり得る。このような構成では、到達時間と到来方向とが検出器インタフェース 64-2A から検出器に出力される。

【0062】

以上の観点から、統合探索チャンネル推定器 24-2A は、複数の到来方向を調べ、最大の相関 (最大の絶対値) を有する到来方向を選択する。ここで、図 2A の 24-2A などの空間統合探索チャンネル推定の性能を示すために、比較動作評価を行った。比較動作評価の第 1 シナリオは、サンプリング窓において既知の検出器を従来の形で動作させたものである。すなわち、サンプリング窓のアンテナごとに、最大の絶対値となるチップなどの時間を単に検出する方式であり、各アンテナからの信号を個別に処理する方式である。比較動作評価の第 2 シナリオは、図 2 の空間統合探索チャンネル推定器 24-2A や式 1 において示した方式である。どちらのシナリオにおいても、同一の信号を 8 個のアンテナ素子を有するアンテナアレーに入力した。なお、サンプリング窓長は 20 チップ、符号シーケンスは {1} (チップの一つのみが信号を含み、残りのチップは複素白色雑音を含む) である。

20

30

【0063】

図 8A は、従来の探索器を用いる第 1 シナリオを示している。図 8B は、空間統合探索チャンネル推定器 24-2A を用いる第 2 シナリオを示している。図 8A と図 8B とを比べると、図 8B の信号の方が高い SNR となるため、第 2 シナリオすなわち空間統合探索チャンネル推定器が優れていることが理解できる。第 2 シナリオでは、到来波のトーンすなわち値を検出することが容易である。第 2 シナリオにおいて、図 8C (1) は複素チャンネルインパルス応答タップを示し、図 8C (2) は複素チャンネルインパルス応答タップの位相エラーを示し、図 8C (3) は検出された到達時間を示している。

【0064】

図 2A の統合探索チャンネル推定器は、高速フーリエ変換 (FFT) 計算を行うフィルタである相関器などといったノンパラメトリック型の行列分析部を備えるが、統合探索チャンネル推定器の行列分析部にパラメトリック手法を用いる実施形態も可能である。図 2A の実施形態と同じように、図 2B にパラメトリック手法を用いる空間統合探索チャンネル推定器 24-2B を、アンテナアレー 22-2B とともに示す。図 2B は、4 つのアンテナ素子 22-2B-1 から 22-2B-4 を備えるアンテナアレー 22-2B の例を示している。アンテナ要素から得られた信号それぞれは統合探索チャンネル推定器 24-2B に入力され、図 2B には示していない検出器に伝えられる。

40

【0065】

上述の実施形態と同じように、統合探索チャンネル推定器 24-2B は、アンテナ信号行

50

列生成器 4 2 - 2 B とアンテナ信号行列メモリ 4 4 - 2 B とからなるアンテナ信号行列処理部 4 0 - 2 B を備え、上述のノンパラメトリック手法の実施形態と同様の動作をする。例えば、アンテナ信号行列メモリ 4 4 - 2 B に蓄えられた複素ベースバンド値は行列 8 0 として考えることができ、サンプリング窓時間インデックスを持つ。アンテナ信号行列 8 0 については図 6 を用いて先に説明したが、ここでも図 2 B の統合探索チャンネル推定器 2 4 - 2 B をより詳細に説明するために図 9 A を用いて説明する。

【 0 0 6 6 】

統合探索チャンネル推定器 2 4 - 2 B は、さらにパラメトリック手法を用いるパラメトリック推定部 5 1 - 2 B などの行列分析部を備える。また、先の実施形態と同様、統合探索チャンネル推定器 2 4 - 2 B は、パラメトリック推定出力ベクトル分析部 6 2 - 2 B と復調インタフェース 6 4 - 2 B とからなるチャンネル推定生成部 6 0 - 2 B を備える。図 1 0 に、図 2 B の統合探索チャンネル推定器 2 4 - 2 B のパラメトリック推定部 5 1 - 2 B とパラメトリック推定出力ベクトル分析部 6 2 - 2 B とで行われる基本動作を示す。

10

【 0 0 6 7 】

アンテナ信号行列 8 0 のサンプリング窓時間インデックスごとに、ステップ 1 0 - 1 において、パラメトリック推定部 5 1 - 2 B は空間周波数パラメータと空間振幅パラメータの 2 つのパラメータを推定する。空間周波数パラメータは、入射波が ULA に到達したときの周波数を推定する。空間振幅パラメータは、推定した周波数の振幅である。空間周波数パラメータと空間振幅パラメータとはパラメータペアとして捉えることができ、サンプリング時間インデックスに沿ったサンプルごとの 1 パラメータとして図 9 B ではこれらを示している。これらのパラメータは、最小平均二乗誤差 (MMSE) 手法などの適切な手法でもって計算される。

20

【 0 0 6 8 】

ステップ 1 0 - 2 において、パラメトリック推定出力ベクトル分析部 6 2 - 2 B は、パラメトリック推定出力ベクトルの「適格」値、すなわち空間振幅パラメータの高い値あるいは最大値を検出する。適格値は、例えば絶対値が十分に高い値あるいは最大となる値となる。パラメトリック推定出力ベクトル 9 0 の各適格値は、サンプリング窓の到来波に対応する。

【 0 0 6 9 】

ステップ 1 0 - 2 において、パラメトリック出力推定ベクトル分析部 6 2 - 2 B は、適格値をとるサンプリング窓時間インデックス t 、すなわちパラメトリック推定出力ベクトルが最大 / 適格値となる時間インデックス t を到達時間 (TOA) とする。

30

【 0 0 7 0 】

同様に、ステップ 1 0 - 3 において、分析部 6 2 - 2 B は、ステップ 1 0 - 2 で求められた到達時間における空間周波数パラメータを到来方向 (DOA) とする。

【 0 0 7 1 】

ステップ 1 0 - 4 において、パラメトリック推定出力ベクトル分析部 6 2 - 2 B は、空間振幅値をアレーのアンテナ素子数で割った値を振幅とする。

【 0 0 7 2 】

すなわち、統合探索チャンネル推定器 2 4 - 2 B は最適な方向を検出し、空間シグネチャとして検出器に伝えられるチャンネル推定値を求める。空間シグネチャには到来方向 (DOA) と振幅が含まれる。各波のチャンネル係数 (CC) は、到来方向 (DOA) と振幅とから式 3 で示したような手法でもって求めることができる。到達時間 (TOA) とチャンネル係数 (CC) とは、図 2 B のライン 6 6 - 2 B と 6 8 - 2 B を介してそれぞれ検出器に伝えられる。

40

【 0 0 7 3 】

以上の説明から、サンプリング窓においては、一つ以上の入射波の情報が含まれることもあり得ることが理解できよう。例えば、図 9 B のパラメトリック推定出力ベクトル 9 0 において、パラメトリック推定出力ベクトル分析部 6 2 - 2 B は高い値を他にも検出することがあり、適格値であるこれらの高い値ごとに到来波が識別される。例えば、二つの高い値が存在する場合には、チャンネルインパルス応答は二つの到来波を加味したものとなる

50

。二つの到来波のそれぞれごとに、統合探索チャンネル推定器は到達時間(TOA)、到来方向(DOA)、振幅を検出し、二つの異なるチャンネル係数にマッピングされる。ここで、二つの異なるチャンネル係数がチャンネル推定値となる。

【0074】

図4は、アンテナアレーの4つのアンテナ要素のそれぞれに波が入射された様子を示しており、アンテナ要素はそれぞれ異なるアンテナ信号複素ベースバンド信号)を出力する。例えば、アンテナ素子22-1は複素ベクトル a_{1-1} (と位相 ϕ_{1-1})を、アンテナ素子22-2は複素ベクトル a_{1-2} (と位相 ϕ_{1-2})を出力する。複素アンテナベースバンド信号とアンテナ重みベクトル W_i とを線形結合することで、図12の加算部100に示すように時空間領域における加算すなわちコヒーレント結合がなされる。

10

【0075】

図11に、アンテナ重みベクトル W_i を用いたコヒーレント結合の様子を示す。図12に示す4つのアンテナ素子の例では、アンテナインデックス2の重み W_2 は、アンテナ素子22-2の出力を回転させ、図11に示すようにアンテナ素子22-2の位相 ϕ_{1-2} をアンテナ素子22-1の位相 ϕ_{1-1} に合わせる役割を担う。同様に、重み W_3 は、アンテナ素子22-3の出力を回転させ、アンテナ素子22-3の位相 ϕ_{1-3} をアンテナ素子22-1の位相 ϕ_{1-1} に合わせる役割を担う。重み W_4 は、アンテナ素子22-4の出力を回転させ、アンテナ素子22-4の位相 ϕ_{1-4} をアンテナ素子22-1の位相 ϕ_{1-1} に合わせる役割を担う。ここで、図11においては簡単化のために雑音の影響を考慮していない。雑音の影響を考慮すると、得られるベクトルは直線ではなくなる。また、 W_i は重みベクトル W のアンテナインデックスが i であるときの重みベクトルである。

20

【0076】

空間統合探索チャンネル推定器では、チャンネルタップ(ピーク)を検出するのに必要なSINRは、アレーを構成するアンテナ素子数に比例する。また、送受信アンテナ間での環境の空間変化などといったチャンネルの時間変化に応じて、空間統合探索チャンネル推定器の動作を変えることも可能である。

【0077】

図2Aや図2Bで示したノンパラメトリックFFT型相関器やパラメトリック手法は、到来波に対応するアンテナ信号行列80において値や「トーン」を見つけるための2つの手法例である。他のパラメトリック手法として、「スペクトル分析入門、ストイカ、ペトレ、モーゼス、ランドルフ共著、ISBN-013-258419-0、プレントイス・ホール社発行(「Stoica, Petre, Moses, Randolph: Introduction To Spectral Analysis, ISBN-013-258419-0, Prentice Hall」)に記されている手法などを用いることができる。そのため、ここでは本書全体、特に第4章が引用により本明細書に組み込まれる。

30

【0078】

上記の空間統合探索チャンネル推定器ならびに手法は、複数の受信アンテナを有するいかなる受信機に対しても適用することができる。そのため、空間統合探索チャンネル推定器は、特に複数のアンテナを有する基地局に適している。また、複数のアンテナを備える移動端末にも適用することができる。

【0079】

〔時間統合探索チャンネル推定器〕

他の実施形態においては、統合探索チャンネル推定器は、アンテナ素子のサンプリング窓で受信した複数のかつ連続するパイロットデータセットからの信号を同時に処理し、到達時間とチャンネル係数とを決定する。ここで、統合探索チャンネル推定器は、ドップラーシフトすなわち周波数シフトに着目している。なお、時間統合探索チャンネル推定器の説明においては、「ドップラーシフト」と「周波数シフト」とを同意語として扱う。厳密には、周波数シフトは主にドップラーシフトに起因するものであるものの、送受信発振回路の周波数シフトをも含む。以下では、このような周波数シフトを、「ドップラーシフト」あるいは「ドップラー周波数シフト」と呼ぶ。

40

【0080】

50

ドップラーシフトは、移動端末の移動などによって送信機と受信機とが相対的に移動することや、送信機と受信機とが固定されていても環境中の信号パスに影響を与えるオブジェクトや構造が移動することで生じる。

【0081】

チャンネル推定を行うにあたって、統合探索チャンネル推定器は、アンテナ素子に入射された複数のパイロットデータセットなどの複数の信号を、同時に処理する。統合探索チャンネル推定器は、チャンネル係数と到達時間とをシンボル推定を行う検出器に伝える。

【0082】

これらの実施形態では、統合探索チャンネル推定器は2次元処理となり、第2の次元はパイロットデータセットが連続して届く時間区間によって決められる時間次元となる。この時間次元において、アンテナ素子で受信した複数のパイロットデータセットからの信号を同時に処理することから、この統合探索チャンネル推定器の実施形態を「時間」統合探索チャンネル推定器と呼ぶ。

10

【0083】

時間統合探索チャンネル推定器は、種々の実施形態や実装で実現することができる。例えば、時間統合探索チャンネル推定器において、高速フーリエ変換(FFT)計算などを実行するノンパラメトリック型相関器を用いることもできるし、パラメトリック型相関器を用いることもできる。

【0084】

図13Aは、到達時間とチャンネル推定値の決定においてノンパラメトリック手法を用いる時間統合探索チャンネル推定器24-13Aの一つの実施形態を示した図であり、アンテナアレー22-13Aもあわせて示している。図13Aでは、アンテナアレー22-13Aが1つのアンテナ素子22-13A-1からなる例を示している。連続するパイロットデータセットとして受信したアンテナ素子22-13A-1からの複素ベースバンド信号は、統合探索チャンネル推定器24-13Aに入力され、図13Aには示していない検出器に伝えられる。

20

【0085】

統合探索チャンネル推定器24-13Aは、アンテナ信号行列処理部40-13Aを備える。示した実施形態では、アンテナ信号行列処理部40-13Aは、アンテナ信号行列生成器42-13Aとアンテナ信号行列メモリ44-13Aとからなる。ノンパラメトリック手法を用いる図2Aでは、行列分析部は相関器50-13Aとなり、アンテナ信号行列メモリ44-13Aに蓄えられた複素値を処理する。相関器50-13Aはフィルタからなる。相関器50-13Aにおいて生成された出力値は、相関器出力値メモリ52-13Aなどに蓄積される。統合探索チャンネル推定器24-13Aは、さらにチャンネル推定(CE)生成部60-13Aを備える。示した実施形態では、チャンネル推定(CE)生成部60-13Aは、相関出力分析部62-13Aと検出器インタフェース64-13Aとからなる。検出器インタフェース64-13Aは、波ごとに到達時間(TOA)とチャンネル係数(CC)とを含むチャンネル推定値を生成する。図13Aにおいて、検出器インタフェース64-13Aから出力される到達時間とチャンネル係数は、それぞれライン66-13Aと68-13Aとを介して検出器に伝えられる。

30

40

【0086】

図13Aの時間統合探索チャンネル推定器24-13Aでは、アンテナ22-13-1からのチャンネル応答を監視して、点在しているパイロットデータセット、あるいはユーザデータなどの他のデータと一緒に送信されるパイロットデータセットを検出する。ここでは、簡単化のために、それぞれのパイロットデータセットは異なるサンプリング窓で受信されるものと仮定する。しかしながら、種々のストリームが符号分割多重されるような場合には種々のパイロットデータセットを同時に受信することになるため、必ずしもここでの仮定に限定されるものではない。図14では、ユーザデータ中に点在し、ユニークなグローバル時間(図14における「T」軸)で受信する4つのパイロットセットT1-T4を示している。

50

【 0 0 8 7 】

各パイロットデータセットは、他のパイロットデータセットとは異なるフレームに存在する。例えば、パイロットセットT1はフレーム1に存在し、パイロットセットT2はフレーム11に存在し、パイロットセットT3はフレーム21に存在する。「フレーム送信間隔」は、パイロットデータを含む2つの連続するフレームの間隔である。パイロットデータを含む2つの連続するフレームの間隔は、標準や仕様によって規定される。

【 0 0 8 8 】

図14は、送信機が定期的にパイロットデータを送信し、受信機が連続する区間ごとにパイロットデータを受信する様子を示している。なお、送受信機の相対的な移動などの影響で、パイロットデータセット間の連続する間隔は必ずしも一定とはならない。

10

【 0 0 8 9 】

図13Aの実施形態におけるアンテナ行列処理部40-13Aは、アンテナ素子で受信したパイロットセットT1-T4などの連続するパイロットデータセット信号をサンプリングする。サンプリングされた信号を用いて、アンテナ信号行列生成部42-13Aは、図14に示すアンテナ信号行列110などのアンテナ信号行列を生成する。アンテナ信号行列110はアンテナ行列メモリ44-13Aなどに格納される。

【 0 0 9 0 】

アンテナ信号行列110は、機能的には関連のある2次元の行列である。すなわち、複素サンプルは、2つの異なるインデックスで指定されるアンテナ信号行列110に格納される。図14のアンテナ信号行列110では、第1のインデックスは図14のX軸となるサンプリング窓時間インデックスとなる。拡散符号などの符号を用いる実施形態においては、第1のインデックスはチップインデックスとなる。したがって、サンプリング窓時間インデックスは、サンプリング窓の開始時点からの時間を表す。図14のアンテナ信号行列110では、Y軸の第2のインデックスはパイロットセットインデックスとなり、次元的に差異化されたインデックスとなる。パイロットセットインデックスは、どのパイロットデータセットからサンプルが得られたかを示すものである。例えば、パイロットセットインデックスT1は、サンプルがパイロットセットセットT1から得られたことを示し、パイロットセットインデックスT2は、サンプルがパイロットセットセットT2から得られたことを示す。これらは、図14において、行列110と連続するパイロットデータセットを含む受信信号とを結ぶ矢印で示している。パイロットセットインデックスは、アンテナ信号行列110の列を示し、各列はそれぞれのパイロットデータセットに対応する。

20

30

【 0 0 9 1 】

図14のアンテナ信号行列110は4列であるが、これはアンテナ信号行列が4つの連続するパイロットデータセットを含むことを示している。アンテナ信号行列中のパイロットデータセット数、すなわちパイロットセットインデックスの最大値は、受信機ごとに異なる値となり得る。ここでの4つのパイロットデータセット構成は、例として示したものである。一般に、時間統合探索チャネル推定器が同時に補足するパイロットデータセット数は、ドップラーの変化速度に依存する。タップ数/入射波数はマルチパスに依存する。すなわち、オープンな空間においては、一つの直接波のみとなり、チャネルインパルス応答においては1つのチャネル/タップ係数のみとなる。

40

【 0 0 9 2 】

アンテナ信号行列110は、アンテナアレーの単一アンテナ素子で受信した「次元的に差異化された」信号を蓄えるものと考えることができる。異なる時間で受信した連続パイロットデータセット信号を出力するアンテナを備える時間統合探索チャネル推定器においては、アンテナで受信した信号が時間次元において次元的に差異化されたものとなっている。すなわち、アンテナで受信した信号が、異なるフレーム送信区間において受信されたという観点から、時間的に差異化されている。

【 0 0 9 3 】

簡潔に記すために、図14のアンテナ信号行列110には、アンテナから得られた複素値を含むアンテナ信号行列中の複素値を記していない。このような複素値は、図14にお

50

いて第3の次元として示すことができる。アンテナ信号行列110には、複素白色雑音と少なくとも一つの平面波あるいは他の形式の波の複素サンプルの双方が含まれる。波は既知の位相(時間的なノンコヒーレント検出)と変調された符号シーケンスを有する。

【0094】

図14のアンテナ信号行列110の列に蓄えられた複素値は、次元受信ベクトルとして考えることができる。すなわち、次元受信ベクトルは、図14のセットT1-T4などのサンプリング窓に含まれるパイロット信号セットそれぞれに対応する単一サンプリング窓時間インデックスごとの複素値からなる。アンテナ信号行列110の1つの列中の各要素は、図5の種々の値のように種々の位相をもつ。時間統合探索チャンネル推定器においては、種々のアンテナ要素において受信された時間軸での位相変化は次元受信ベクトルのドップラー周波数となる。サンプリング窓時点における次元受信ベクトルの位相回転速度すなわち周波数は、ドップラーシフト(DS)を与える。すなわち、それぞれの次元受信ベクトルはそれぞれ異なるドップラーシフト周波数に対応する。次元受信ベクトルの複数のありうべき周波数は、それぞれが波のありうべきドップラーシフトに対応する。ここで用いるノンパラメトリック手法においては、複数のありうべき周波数は連続値となる。複数のありうべき周波数を区別するために、複数のありうべき周波数は周波数インデックスで表現される。

10

【0095】

時間統合探索チャンネル推定器では、チャンネル推定値は、サンプリング窓における到来波ごとの到達時間(TOA)とドップラーシフトからなる。したがって、チャンネル推定値は、到達時間(TOA)とチャンネル係数とからなるデータペアのセットとなる。時間統合探索チャンネル推定器は、アンテナ信号行列110中で到来波を最もよく示す値すなわち「トーン」をサンプリング窓において見つける処理を行う。アンテナ信号行列110中で到来波を最もよく示す値すなわち「トーン」を見つける処理は、パラメトリック手法やノンパラメトリック手法などの種々の手法で行うことができる。以下に示す高速フーリエ変換(FFT)を用いた手法は、ノンパラメトリック型相関器の一つの代表例である。

20

【0096】

図15は、高速フーリエ変換(FFT)を用いたときに相関器50-13Aと相関出力分析部62-13Aにおいて実行される基本ステップの一例を示したものである。ステップ15-1において、図13Aの相関器50-13Aは式5を計算する。

30

【0097】

$$Y(n, t) = \text{FFT}(n, X(n, t)) \quad (\text{式5})$$

ここで、 t はサンプリング窓時間インデックス、 $X(n:t)$ は複素アンテナ行列、 n はドップラー周波数インデックスである。FFT計算はベースバンド信号に対しての1次元FFTであり、ドップラーシフト周波数に対応する。

【0098】

式5を用いて計算された相関器50-13Aの出力値 $Y(n, t)$ は、相関出力値として保存される。相関出力値は、図13Aの相関出力値メモリ52-13Aなどに保存される。

【0099】

チャンネル推定(CE)生成部60-13Aの相関出力分析部62-13Aは相関出力値を調べ、最大絶対値 $|Y(n, t)|_{\max}$ をステップ15-2で求める。相関出力分析部62-13Aは、最大絶対値 $|Y(n, t)|_{\max}$ を用いて、到来波のドップラーシフト(DS)と到達時間(TOA)とを求める。すなわち、ステップ15-3において、相関出力分析部62-13Aは、 $|Y(n, t)|_{\max}$ となるサンプリング窓時間インデックス t_{\max} を到来波の到達時間とする。また、ステップ15-4において、相関出力分析部62-13Aは、 $|Y(n, t)|_{\max}$ となるドップラーインデックス n_{\max} を到来波のドップラーシフト(DS)とする。到来波の振幅は、相関出力分析部62-13Aにおいて $|Y(n, t)|_{\max}$ をアンテナ信号行列を構成するパイロットデータセット数で割ることで求められる(ステップ15-5)。

40

【0100】

式5と図15のステップは、一般的なFFT計算を示したものである。図1の符号生成部

50

30を用いるようなCDMAにおいては、空間統合探索チャネル推定器のための式2を時間統合探索チャネル推定器向けに修正した式5の改良版を用いてFFT計算を行うことができる。

【0101】

統合探索チャネル推定器24-13Aにおける処理で得られた正しいチャネル推定値は、時間シグネチャとして検出器に伝えられる。波ごとの時間シグネチャは、ドップラー(周波数)シフトにマッピングされた到達時間(TOA)を含む。後述のように、各波のチャネル係数(CC)はドップラー周波数シフトから計算される。到達時間(TOA)とチャネル係数(CC)とは、図13Aのライン66-13Aと68-13Aを介してそれぞれ検出器に伝えられる。

10

【0102】

上述のように、各波のチャネル係数(CC)は、ドップラー周波数シフト(DS)から計算される。すなわち、ステップ15-4において、相関出力分析部62-13Aは、 $|Y(n, t)|_{\max}$ となる周波数インデックス n_{\max} を決め、 n_{\max} を $\frac{d}{dt}$ の微分である $\frac{d}{dt}$ などといった到来波のドップラーシフト周波数(DSF)に対応させる。したがって、アレー伝播ベクトルなどのチャネルインパルス応答ベクトル x は、式6にしたがって検出器インタフェース64-13Aから出力される。

【0103】

$$C[e^{j2\pi f(T+H)}, e^{j2\pi f(T_2+H)}, e^{j2\pi f(T_3+H)}, \dots, e^{j2\pi f(N+H)}] \quad (\text{式6})$$

式6において、 C は波の振幅、 f はドップラーシフトを含む信号の周波数、 T は2つのパイロットシンボル/シーケンス間の間隔(空間型の実施形態における一様アレーと同様に、周期的であると仮定する)、 H は第1パイロットシンボル/シーケンスにおける信号の複素値であって $\arg(\text{FFTmax})$ である。なお、簡単化のために、式6においては雑音は除かれているとともに、 C は時間 TN において一定であるものとする。

20

【0104】

チャネル推定(CE)生成部60-13A中の検出器インタフェース64-13Aの役割は、到達時間(TOA)と、ドップラーシフトから得られるチャネル係数(CC)とを式6などに基づいて求めることである。他の実施形態では、図1の検出器26などの検出器自身が、到達時間(TOA)とドップラーシフト(DS)とを到来波ごとに求め、到来方向(DOA)情報に対応する波ごとにチャネル係数を求めることもあり得る。このような構成では、到達時間と到来方向とが検出器インタフェース64-13Aから検出器に出力される。

30

【0105】

すなわち、統合探索チャネル推定器24-13Aは、個々のありうべきドップラー周波数シフトを調べ、最大の相関(最大の絶対値)を有するドップラー周波数を選択する。

【0106】

図13Aの統合探索チャネル推定器は、高速フーリエ変換(FFT)計算を行うフィルタなどのノンパラメトリック型相関器を備えるが、時間統合探索チャネル推定器がパラメトリック手法を用いる実施形態も可能である。図13Aの実施形態と同じように、図13Bにパラメトリック手法を用いる時間統合探索チャネル推定器24-13Bを、アンテナアレー22-13Bとともに示す。アンテナアレー22-13Bは、図14に示すように連続するパイロットデータセットを受信するアンテナ素子22-13B-1から構成される。

40

【0107】

上述の実施形態と同じように、統合探索チャネル推定器24-13Bは、アンテナ信号行列生成器42-13Bとアンテナ信号行列メモリ44-13Bとからなるアンテナ信号行列処理部40-13Bを備え、上述のノンパラメトリック手法の実施形態と同様の動作をする。例えば、アンテナ信号行列メモリ44-13Bに蓄えられた複素ベースバンド値は行列110として考えることができ、サンプリング窓時間インデックスを持つ。アンテナ信号行列110については図14を用いて先に説明したが、ここでも図13Bの統合探索チャネル推定器24-13Bをより詳細に説明するために図16Aを用いて説明する。

【0108】

50

統合探索チャンネル推定器 24-13B は、さらにパラメトリック推定部 51-13B を備え、パラメトリック出力推定ベクトルを出力してメモリ 52-13B に蓄える。また、先の実施形態と同様、統合探索チャンネル推定器 24-13B は、パラメトリック推定出力ベクトル分析部 62-13B と復調インタフェース 64-13B とからなるチャンネル推定生成部 60-13B を備える。図 17 に、図 13B の統合探索チャンネル推定器 24-13B のパラメトリック推定部 51-13B とパラメトリック推定出力ベクトル分析部 62-13B とで行われる基本動作を示す。

【0109】

アンテナ信号行列 110 のサンプリング窓時間インデックスごとに、ステップ 17-1 において、パラメトリック推定部 51-13B は時間周波数パラメータと時間振幅パラメータの 2 つのパラメータを推定する。時間周波数パラメータは、入射波が連続するパイロットシンボルとしてアンテナに到達したときの周波数を推定する。時間振幅パラメータは、推定した周波数の振幅である。時間周波数パラメータと時間振幅パラメータとはパラメータペアとして捉えることができ、サンプリング時間インデックスに沿ったサンプルごとの 1 パラメータとして図 16B ではこれらを示している。

10

【0110】

統合探索チャンネル推定器 24-13B において実行されるステップ 17-2 において、分析部 62-13B は、パラメトリック推定出力ベクトル 120 の「適格」値、すなわち時間振幅パラメータの最大値を検出する。パラメトリック推定出力ベクトル 120 の各適格値は、サンプリング窓の到来波に対応する。

20

【0111】

ステップ 17-3 において、パラメトリック出力推定ベクトル分析部 62-13B は、適格値をとるサンプリング窓時間インデックス t 、すなわちパラメトリック推定出力ベクトルの絶対値が最大 / 適格値となる時間インデックス t を到達時間 (TOA) とする。

【0112】

同様に、ステップ 17-4 において、パラメトリック出力推定ベクトル分析部 62-13B は、ステップ 17-3 で求められた到達時間における時間周波数パラメータをドップラースhift周波数 (DS) とする。

【0113】

ステップ 17-5 において、パラメトリック推定出力ベクトル分析部 62-13B は、最大 / 適格値となる振幅をパイロットデータセット数で割った値を振幅とする。

30

【0114】

すなわち、統合探索チャンネル推定器 24-13B は最適なドップラースhift周波数 (シフト) 周波数を検出し、時間シグネチャとして検出器に伝えられるチャンネル推定値を求める。時間シグネチャには到達時間 (TOA)、ドップラースhift周波数 (DSF)、振幅が含まれる。各波のチャンネル係数 (CC) は、ドップラースhift (DS) から式 6 で示したような手法でもって求めることができる。到達時間 (TOA) とチャンネル係数 (CC) とは、図 13B のライン 66-13B と 68-13B を介してそれぞれ検出器に伝えられる。

【0115】

以上の説明から、サンプリング窓においては、一つ以上の入射波の情報が含まれることもあり得ることが理解できよう。例えば、図 16B のパラメトリック推定出力ベクトル 120 において、パラメトリック推定出力ベクトル分析部 62-13B は高い値を他にも検出することがあり、適格値であるこれらの高い値ごとに到来波が識別される。例えば、二つの高い値が存在する場合には、チャンネルインパルス応答は二つの到来波を加味したものとなる。二つの到来波のそれぞれごとに、統合探索チャンネル推定器は到達時間 (TOA)、ドップラースhift周波数 (DSF)、振幅を検出し、二つの異なるチャンネル係数にマッピングされる。ここで、二つの異なるチャンネル係数がチャンネルインパルス応答のチャンネル推定値となる。

40

【0116】

以上、時間探索チャンネル推定器の動作を、アンテナアレー 22 の 1 アンテナ素子例でも

50

って説明した。しかしながら、アンテナアレー 2 2 が複数のアンテナ素子から構成される場合であっても、上述の動作をアレーの複数のアンテナ素子に対して独立に実行することができる。以下で述べるように、アンテナアレーの複数のアンテナに対して組み合わせて上記動作を実行することができる。

【0117】

上記の時間統合探索チャンネル推定器ならびに手法は、1つのアンテナを備える移動端末など、1アンテナ素子の受信機に特に適している。しかしながら、時間統合探索チャンネル推定手法は、受信機の複数のアンテナに対して独立にかつ並列に用いることもできる。

【0118】

パイロットデータセットセットT1に対するアンテナ素子 2 2 - 1 3 A - 1 (あるいは 2 2 - 1 3 B - 1) の出力が複素ベクトル a_{1-1} (と位相 ϕ_{1-1})、パイロットデータセットセットT2に対する同一アンテナ素子の出力が複素ベクトル a_{1-2} (と位相 ϕ_{1-2}) となるような図 1 1 の状況を考える。複素アンテナベースバンド信号とドップラー重みベクトル W_i とを線形結合することで、図 1 2 の加算部 1 0 0 に示すように時間領域における加算すなわちコヒーレント結合がなされる。複素ベクトルをコヒーレント加算することで、時間統合探索チャンネル推定器における探索チャンネル推定性能の向上を図ることができる。

【0119】

移動端末が静止しているとか、基地局に対して円周方向に移動しているなどにより、ドップラーシフトが存在しない状況では、ドップラーシフト周波数は 0 となる。このような場合には、到来波のパイロットデータは同一の複素値となる。ドップラーシフトが存在しない状況は、時間統合探索チャンネル推定器の動作においては特殊なケースとなる。移動端末が移動し始めると、ドップラーシフトが生じ、時間統合探索チャンネル推定器がドップラーシフト周波数を用いることができ、チャンネル推定値を改善できる。ドップラーシフトの強さによらず、ドップラーシフトを考慮することでチャンネル推定値を改善できる。

【0120】

図 1 3 A や図 1 3 B で示したノンパラメトリックFFT型相関器やパラメトリック手法は、アンテナ信号行列 1 1 0 において値や「トーン」を見つけるための2つの手法例である。他のパラメトリック手法として、「スペクトル分析入門、ストイカ、ペトレ、モーゼス、ランドルフ共著、ISBN-013-258419-0、プレントニス・ホール社発行(「Stoica, Petre, Moses, Rnadolph: Introduction To Spectral Analysis, ISBN-013-258419-0, Prentice Hall」)に記されている手法などを用いることができる。そのため、ここでは本書全体、特に第4章が引用により本明細書に組み込まれる。

【0121】

〔時空間統合探索チャンネル推定器〕

上記の空間型と時間型の双方の実施形態の特徴を組み合わせたさらなる実施形態においては、アンテナアレーの複数のアンテナ要素が、連続するパイロットデータセットに対して複数の信号列を生成する。このようなさらなる実施形態における統合探索チャンネル推定器では、複数のアンテナから得られる複数の信号列を同時に用いて、到達時間とチャンネル係数とを決定する。

【0122】

複数のアンテナから得られる信号を同時に用いることで、チャンネル推定では、到来方向を考慮に入れた到達時間とチャンネル係数との決定がなされる。また、各アンテナから得られる連続するパイロットデータセットからなる信号列を同時に用いることで、チャンネル推定では、送受信機の相対的な移動や送受信機間に位置するオブジェクトの移動などに起因するドップラーシフトなどの周波数シフトを考慮することができる。

【0123】

複数のアンテナにおいて得られる連続パイロットデータセットからなる信号列を用いるため、統合探索チャンネル推定器を3次元処理と捉えることができる。第1の次元は、サンプリング窓時間インデックスである。第2の次元は、アレーの複数アンテナの間隔によって決定される空間次元である。この空間次元において、アレーの複数アンテナからの信号

10

20

30

40

50

を同時に処理し、到達時間とチャネル係数とを決定するため、この統合探索チャネル推定器を「空間」統合探索チャネル推定器と呼ぶ。第3の次元は、連続するパイロットデータセットの時間区間によって決定される時間次元である。この時間次元において、連続するパイロットデータセットそれぞれを同時に処理し、到達時間とチャネル係数とを決定することから、この統合探索チャネル推定器を「時間」統合探索チャネル推定器と呼ぶ。空間型と時間型の双方を備えた統合探索チャネル推定器であるため、このような統合探索チャネル推定器を、「結合」時空間統合探索チャネル推定器あるいは時空間統合探索チャネル推定器と呼ぶ。

【0124】

複数の信号列の同時処理は、3次元同時モードと連続モードのどちらかで行われる。3次元同時モードは、アレーのすべてのアンテナからの複数の信号列すべてを同時に処理して、1ステップで到達時間とチャネル係数とを決定するモードである。これに対して、連続モードでは2ステップで到達時間とチャネル係数とを決定する。連続モードの第1ステップでは、複数アンテナから得られる複数信号列を同時に処理して、複数信号列に対する到達時間と到来方向とを求める。連続モードの第2ステップでは、第1ステップで求めた到来方向情報を含む複数の信号列を同時に処理して、ドップラースhiftに基づきチャネル係数の推定を改善する。なお、2つのステップの順番は逆であっても良い。すなわち、第1ステップで到達時間とドップラースhiftとを求め、第2ステップでは第1ステップで求めたドップラースhift情報を含む複数の信号列を同時に処理してチャネル推定値を改善する順番でも良い。

【0125】

図18Aは、時空間統合探索チャネル推定器24-18Aの一つの実施形態を示した図であり、アンテナアレー22-18Aもあわせて示している。アンテナアレー22-18Aとして、4つのアンテナ素子22-18A-1から22-18A-4を用いる例を示している。ここで、アンテナ素子22-18A-1から22-18A-4を一様線形アレー(ULA)として示しているが、一様線形アレー以外のアンテナ構成も可能であり、アンテナアレー中のアンテナ素子数も4に限定されるものではない。無線周波数処理がなされた後、アンテナ素子で得られた信号はベースバンド信号として統合探索チャネル推定器24-18Aに入力され、図18Aには示していない検出器に伝えられる。

【0126】

統合探索チャネル推定器24-18Aは、アンテナ信号行列処理部40-18Aを備える。示した実施形態では、アンテナ信号行列処理部40-18Aは、アンテナ信号行列生成器42-18Aとアンテナ信号行列メモリ44-18Aとからなる。ノンパラメトリック手法を用いる図18Aでは行列分析部は相関器50-18Aとなり、アンテナ信号行列メモリ44-18Aに蓄えられた複素値を処理する。相関器50-18Aはフィルタからなる。相関器50-18Aにおいて生成された出力値は、相関器出力値メモリ52-18Aなどに蓄積される。統合探索チャネル推定器24-18Aは、さらにチャネル推定(CE)生成部60-18Aを備える。示した実施形態では、チャネル推定(CE)生成部60-18Aは、相関出力分析部62-18Aと検出器インタフェース64-18Aとからなる。検出器インタフェース64-18Aは、波ごとに到達時間(TOA)とチャネル係数(CC)とを含むチャネル推定値を生成する。図18Aにおいて、検出器インタフェース64-18Aから出力される到達時間とチャネル係数は、それぞれライン66-18Aと68-18Aとを介して検出器に伝えられる。

【0127】

図18Aの統合探索チャネル推定器24-18Aにおいて、アンテナ行列処理部40-18Aは、アンテナ素子で受信したパイロットセットT1-T4などのパイロットデータセット列信号をサンプリングする。サンプリングされた信号を用いて、アンテナ信号行列生成部42-18Aは、図19に示すアンテナ信号行列130などのアンテナ信号行列を生成する。アンテナ信号行列130はアンテナ行列メモリ44-18Aなどに格納される。

【0128】

10

20

30

40

50

アンテナ信号行列 130 は、機能的には関連のある 3 次元の行列である。すなわち、複素サンプルは、3 つの異なるインデックスで指定されるアンテナ信号行列 130 に格納される。図 19 のアンテナ信号行列 130 では、第 1 のインデックスは図 19 の X 軸となるサンプリング窓時間インデックスとなる。拡散符号などの符号を用いる実施形態においては、第 1 のインデックスはチップインデックスとなる。したがって、サンプリング窓時間インデックスは、サンプリング窓の開始時点からの時間を表す。

【0129】

図 19 のアンテナ信号行列 130 では、Y 軸の第 2 のインデックスはアンテナインデックスとなる。アンテナインデックスは、アンテナ信号行列 130 の行を示し、各行はアンテナアレー 22 の各アンテナ素子に対応する。図 19 のアンテナ信号行列は 4 行であるが、これは先に示した 4 つのアンテナ素子からなるアンテナアレー例に対応している。なお、アンテナアレーのアンテナ数、アンテナ信号行列 130 の行数、アンテナインデックスの最大値は、受信機ごとに異なる値となり得る。ここでの 4 つのアンテナ構成は、例として示したものである。

10

【0130】

図 19 のアンテナ信号行列 130 では、Z 軸の第 3 のインデックスはパイロットセットインデックスとなる。パイロットセットインデックスは、どのパイロットデータセットからサンプルが得られたかを示すものである。例えば、パイロットセットインデックス T1 は、サンプルがパイロットセット T1 から得られたことを示し、パイロットセットインデックス T2 は、サンプルがパイロットセット T2 から得られたことを示す。これらは、行列 130 と連続パイロットデータセットを含む受信信号とを結んでいる矢印で示されている。パイロットセットインデックスは、アンテナ信号行列 130 の異なる平面を示し、各平面はそれぞれのパイロットデータセットに対応する。

20

【0131】

図 19 のアンテナ信号行列 130 は 4 つの平面であるが、これはアンテナ信号行列が 4 つの連続するパイロットデータセットを含むことを示している。アンテナ信号行列中のパイロットデータセット数、すなわちパイロットセットインデックスの最大値は、受信機ごとに異なる値となり得る。ここでの 4 つのパイロットデータセット構成は、例として示したものである。一般に、時空間統合探索チャネル推定器が同時に補足するパイロットデータセット数は、ドップラーの変化速度に依存する。タップ数 / 入射波数はマルチパスに依存する。すなわち、オープンな空間においては、一つの直接波のみとなり、チャンネルインパルス応答においては 1 つのチャンネル / タップ係数のみとなる。

30

【0132】

簡潔に記すために、図 19 のアンテナ信号行列 130 には、アンテナから得られた複素値を含むアンテナ信号行列中の複素値を記していない。このような複素値は、図 19 において第 4 の次元として示すことができる。

【0133】

図 19 のアンテナ信号行列 130 において、具体的にはアンテナ要素の間隔がそれ程離れていないような WCDMA の場合において、アンテナアレーに到達する平面波は同一のサンプリング窓時間インデックス（あるいはチップインデックス）に到達するものと考えることができる。

40

【0134】

波がアンテナ素子に、別々の時間に、サンプリング時間間隔に比べて小さい時間差で届いたとすると、図 19 のアンテナ信号行列 130 の列に蓄えられた複素値の位相値は、行ごとに異なる（例えば、0）。アンテナ素子が同間隔で並んでいるアレーでは、同一列における隣り合う行間での位相差は、雑音を考慮しなければ同一になる。いずれの間隔であっても、時間軸（到来波の到達時間）での位相変化率が、上述のように列から構成されるベクトルの位相回転速度すなわち周波数となる。この列ごとの周波数が、到来方向 (DOA) を与える。アンテナ信号行列 130 の列には複数のありうべき周波数が存在するが、この場合にはそれぞれのありうべき周波数が異なる波のありうべき到来方向 (DOA) に対応す

50

ることになる。ここで用いるノンパラメトリック手法においては、複数のありうべき周波数は連続値となる。複数のありうべき到来方向周波数は、周波数インデックス「 n_1 」で表現される。

【0135】

同様に、アンテナ信号行列130の「Z」軸方向の各平面の複素値は、異なる位相値をもつ。アンテナ信号行列130のZ軸に沿ったの種々の「Z」平面要素が異なる位相値をもつのは、受信した複数のパイロットデータセット列から検出されるありうべきドップラーシフトのためである。連続パイロットデータセット間でのZ軸方向の位相時間変化率は、ドップラーシフトに対応する周波数となる。アンテナ信号行列130のZ軸方向には複数のありうべき周波数が存在するが、この場合にはそれぞれのありうべき周波数が波のありうべきドップラーシフト(DS)に対応することになる。複数のありうべきドップラーシフト周波数は、周波数インデックス「 n_2 」で表現される。

【0136】

図18Aのチャンネル推定生成部60-18Aは、アンテナ信号行列130に蓄えられた複素値に基づいて「合成」チャンネル推定を行う。上述のように、アンテナアレー22-18Aは複数のアンテナ要素から構成されているため、波が到達するチャンネルは複数存在し、チャンネルインパルス応答あるいはチャンネル推定値はそれぞれのチャンネルごとに異なる。しかしながら、上述のように複素サンプルをアンテナ信号行列130に蓄え、到達時間(TOA)とチャンネル係数とをアンテナ信号行列130全体において同時に求めることで、チャンネル推定生成部60-18Aはすべてのアンテナ要素のすべてのチャンネルに対するチャンネル推定を行うことができる。すなわち、「合成」チャンネル推定を行う。

【0137】

合成チャンネル推定値は、上述のように、サンプリング窓における到来波ごとの到達時間(TOA)とチャンネル係数とからなる。ここで、到達時間(TOA)とチャンネル係数とは関連づけられている。したがって、チャンネル推定値は、到達時間(TOA)とチャンネル係数とからなるデータペアのセットとなる。そのため、相関器50-18Aでは、アンテナ信号行列130中で到来波を最もよく示す値すなわち「トーン」をサンプリング窓において見つける処理が行われる。

【0138】

アンテナ信号行列130中で到来波を最もよく示す値すなわち「トーン」を見つける処理は、パラメトリック手法やノンパラメトリック手法などの種々の手法で行うことができる。以下では、3次元同時モードで用いる高速フーリエ変換(FFT)による手法を、相関器50-18Aを用いたノンパラメトリック型手法の一つの代表例として示す。

【0139】

図20は、高速フーリエ変換(FFT)を用いたときに相関器50-18Aと分析部62-18Aにおいて実行される基本ステップの一例を示したものである。3次元同時モードで動作する時空間統合探索チャンネル推定器の実施形態として、図20とともに図21において、アンテナ信号行列、ドップラー重み及びアンテナ重みベクトル、ノンパラメトリック推定出力ベクトルを示している。ステップ20-1において、図18Aの相関器50-18Aは式8を計算する。

【0140】

$$Y(n_1, n_2, t) = \text{FFT}(n_1, n_2, X(:, :, t)) \quad (\text{式 } 8)$$

ここで、 t はサンプリング窓時間インデックス、 $X(:, :, t)$ は複素アンテナ行列(コロン「:」は1サンプリング窓時間インデックスにおけるすべてのアンテナインデックスを示す)、 n_1 は到来方向周波数インデックス、 n_2 はドップラーシフトインデックスである。FFT計算はベースバンド信号に対しての2次元FFTであり、ドップラーシフト周波数に対応する。FFT計算はベースバンド信号に対しての2次元FFTであり、周波数インデックス n_1 として示される到来方向と、周波数インデックス n_2 として示されるドップラーシフトとに対応する。

【0141】

10

20

30

40

50

式 8 を用いて計算された相関器 5 0 - 1 8 A の出力値 $Y(n1, n2, t)$ は、相関出力値として保存される。相関出力値は、図 1 8 A の相関出力値メモリ 5 2 - 1 8 A などに保存される。

【 0 1 4 2 】

チャンネル推定(CE)生成部 6 0 - 1 8 A の相関出力分析部 6 2 - 1 8 A は相関出力値 $Y(n1, n2, t)$ を調べ、最大絶対値 $|Y(n1, n2, t)|_{\max}$ をステップ 2 0 - 2 で求める。相関出力分析部 6 2 - 1 8 A は、最大絶対値 $|Y(n1, n2, t)|_{\max}$ を用いて、サンプリング窓内の到来波の到来方向(DOA)と到達時間(TOA)とを求める。すなわち、ステップ 2 0 - 3 において、相関出力分析部 6 2 - 1 8 A は、 $|Y(n1, n2, t)|_{\max}$ となるサンプリング窓時間インデックス t_{\max} を到来波の到達時間とする。また、ステップ 2 0 - 4 において、相関出力分析部 6 2 - 1 8 A は、 $|Y(n1, n2, t)|_{\max}$ となる周波数インデックス $n1_{\max}$ を到来波の到来方向(DOA)とする。さらに、ステップ 2 0 - 5 において、相関出力分析部 6 2 - 1 8 A は、 $|Y(n1, n2, t)|_{\max}$ となるインデックス $n2_{\max}$ を到来波のドップラーシフトとする。

10

【 0 1 4 3 】

到来波の振幅は、相関出力分析部 6 2 - 1 8 A において $|Y(n1, n2, t)|_{\max}$ をアンテナアレーを構成するアンテナ数と行列 1 3 0 に含まれるパイロットデータセット数との積で割ることで求められる(ステップ 2 0 - 6)。

【 0 1 4 4 】

式 8 と図 2 0 のステップは、一般的な FFT 計算を示したものである。図 1 の符号生成部 3 0 を用いるような CDMA においては、式 9 のような式 8 の修正版でもって FFT 計算を行うことができる。

20

【 0 1 4 5 】

$$Y(n1, n2, t) = C_j * \text{FFT}(n1, n2, X(:, :, t)), j = 1, K \quad (\text{式 9})$$

式 9 は式 1 から理解できよう。ここで、 C_j は符号シーケンスシンボル値 j 、 K は符号シーケンス長である。

【 0 1 4 6 】

時空間統合探索チャンネル推定器 2 4 - 1 8 A における処理で得られた正しいチャンネル推定値は、時空間シグネチャとして検出器に伝えられる。空間シグネチャは到来方向を、時間シグネチャはドップラーシフトを含む。到達時間ならびにアンテナ素子ごとのチャンネル係数(CC)は到来方向(DOA)とドップラーシフトから計算される。到達時間(TOA)とチャンネル係数(CC)とは、図 1 8 A のライン 6 6 - 1 8 A と 6 8 - 1 8 A を介して検出器に伝えられる。

30

【 0 1 4 7 】

上述のように、各波のチャンネル係数(CC)は、到来方向(DOA)とドップラーシフト(DS)から計算される。ステップ 1 8 - 4 において、分析部 6 2 - 1 8 A は、 $|Y(n1, n2, t)|_{\max}$ となる周波数インデックス $n1_{\max}$ を決め、到来波の到来方向(DOA)とする。すなわち、この周波数インデックスが などの到来方向に対応する。また、分析部 6 2 - 1 8 A は、 $|Y(n1, n2, t)|_{\max}$ となる周波数インデックス $n2_{\max}$ を決め、到来波のドップラーシフトとする。すなわち、この周波数インデックスがドップラーシフトに対応する。したがって、アレー伝播ベクトルなどのチャンネルインパルス応答ベクトル x は、同一イソトロピックアンテナ素子の場合、式 1 0 にしたがって検出器インタフェース 6 4 - 1 8 A から出力される。

40

【 0 1 4 8 】

$$x = \begin{bmatrix} (1, e^{(jkd * \sin \theta)}, e^{(jkd * 2 \sin \theta)}, \dots, e^{(jkd * (K-1) \sin \theta)}) * C_0; \\ (1, e^{(jkd * \sin \theta)}, e^{(jkd * 2 \sin \theta)}, \dots, e^{(jkd * (K-1) \sin \theta)}) * C_1; \dots \\ (1, e^{(jkd * \sin \theta)}, e^{(jkd * 2 \sin \theta)}, \dots, e^{(jkd * (K-1) \sin \theta)}) * C_N \end{bmatrix} \quad (\text{式 1 0})$$

式 1 0 において、 $C_N = e^{(j^2 \sin^2 \theta T N = H)}$ であり、 H などのパラメータは既に定義済みである。

【 0 1 4 9 】

50

チャンネル推定(CE)生成部60-18A中の検出器インタフェース64-18Aの役割は、到達時間(TOA)と、到来方向とドップラーシフトから得られるチャンネル係数(CC)とを式11などに基づいて求めることである。他の実施形態では、図1の検出器26などの検出器自身が、到達時間(TOA)、到来方向(DOA)、ドップラーシフトを到来波ごとに求め、到来方向(DOA)情報ならびにドップラーシフト情報に対応する波ごとにチャンネル係数を求めることもあり得る。このような構成では、到達時間、到来方向、ドップラーシフトが検出器インタフェース64-18Aから検出器に出力される。

【0150】

式8や式9を計算する相関器50-18Aは、3次元同時モードの動作例である。式8や、WCDMA環境のときの式9によれば、アンテナアレーのすべてのアンテナからの信号を複数列として同時に考慮することで、到達時間とチャンネル係数とを単一ステップで求めることができるためである。すなわち、3次元同時モードとして示した例では、式8や式9の高速フーリエ変換(FFT)の引数は n_1 , n_2 , $X(:, :t)$ の3つであり、FFTはこれらの引数を同時に処理する。

10

【0151】

3次元同時モードに対して、到達時間とチャンネル係数を2ステップで決定するのが連続モードである。連続モードの第1の別の実現方法の第1ステップでは、複数のアンテナからの信号の複数列の第1を同時に考慮して、到達時間と到来方向とを決定する。例えば、連続モードの第1の別の実現方法における第1ステップでは、式1やWCDMA環境での式2などといったFFTを用いる。第1ステップでの第1のFFT計算結果から、到達時間(TOA)と仮チャンネル係数が求められる。次いで、連続モードの第1の別の実現方法の第2ステップでは、第1ステップで求めた到来方向を有する複数列をさらに入力して、仮チャンネル係数をドップラーシフトなどのありうべき周波数シフトを考慮して更新する。連続モードの第2の別の実現方法では、ステップの順番が逆となる。すなわち、第1ステップでは、時間領域でFFTを行い、到達時間と仮チャンネル係数とを求める。第2ステップでは、空間領域でのFFTにより、仮チャンネル係数を更新する。

20

【0152】

図22Aと図22Bに、ノンパラメトリック手法を用いた連続モードの第1の別の実現方法での手順を図23とともに示す。図22Aと図22Bは、連続時空間統合探索チャンネル推定器の実施形態におけるアンテナ信号行列、アンテナ重みベクトル、ノンパラメトリック推定出力ベクトルとを示している。図22Aにおいて、空間領域においてFFTを実行し、アンテナ行列の時間間隔ごとにFFTベクトル W_i で示されるFFT値を計算する。そして、最大絶対値をとる到来方向インデックスと時間インデックスとを選択し、到達時間を決定する。なお、このインデックスがすべての時間間隔で一致しない場合には、多数決判定などの手法により、インデックスを決定する。

30

【0153】

到達時間インデックスと到来方向インデックスを決定した後、FFT周波数ベクトル W_j で示しているように、これらのFFTサンプルに対して時間方向にさらにFFT計算を行う。図22Bは、到達時間と到来方向で指定される空間フィルタリングされたサンプル(図中の灰色)に対して、時間ベクトルでフィルタリングを行う様子を示している。第2のFFT処理の後、最大値を有するサンプルからチャンネル推定値が得られる。図23のステップ23-1からステップ23-7も、連続モード第1の別の実現方法の手順を示したものである。

40

【0154】

図24Aと図24Bに、ノンパラメトリック手法を用いた連続モードの第2の別の実現方法での手順を図25とともに示す。図24Aと図24Bは、アンテナ信号行列、ドップラー重みベクトル、ノンパラメトリック推定出力ベクトルを示している。図24Aにおいて、時間領域においてFFTを実行し、アンテナ行列の時間間隔ごとにFFTベクトル W_j で示されるFFT値を計算する。そして、最大絶対値をとるドップラーインデックスと時間インデックスとを選択し、到達時間を決定する。なお、このインデックスがすべての時間間隔で一致しない場合には、多数決判定などの手法により、インデックスを決定する。到達時間

50

インデックスとドップラーインデックスを決定した後、FFT周波数ベクトル W_i で示しているように、これらのFFTサンプルに対して空間方向にさらにFFT計算を行う。図24Bは、到達時間とドップラーシフトで指定される空間フィルタリングされたサンプル(図中の灰色)に対して、空間ベクトルでフィルタリングを行う様子を示している。第2のFFT処理の後、最大値を有するサンプルからチャンネル推定値が得られる。図25のステップ25-1からステップ25-7も、連続モード第2の別の実現方法の処理を示したものである。

【0155】

図18Aの統合探索チャンネル推定器は、高速フーリエ変換(FFT)計算を行うフィルタなどのノンパラメトリック型相関器を備えるが、統合探索チャンネル推定器がパラメトリック手法を用いる実施形態も可能である。図18Aの実施形態と同じように、図18Bにパラメトリック手法を用いる時空間統合探索チャンネル推定器24-18Bを、アンテナアレー22-18Bとともに示す。アンテナアレー22-18Bは、4つのアンテナ素子22-18B-1から22-18B-4からなる。アンテナ素子で得られた信号それぞれは、統合探索チャンネル推定器24-18Bに入力され、図18Bには図示していない検出器に伝えられる。

10

【0156】

上述の実施形態と同じように、統合探索チャンネル推定器24-18Bは、アンテナ信号行列生成器42-18Bとアンテナ信号行列メモリ44-18Bとからなるアンテナ信号行列処理部40-18Bを備え、上述のノンパラメトリック手法の実施形態と同様の動作をする。例えば、アンテナ信号行列メモリ44-18Bに蓄えられた複素ベースバンド値は行列130として考えることができ、サンプリング窓時間インデックスを持つ。アンテナ信号行列130については図19を用いて先に説明した。

20

【0157】

統合探索チャンネル推定器24-18Bは、さらにパラメトリック出力推定ベクトルを出力するパラメトリック推定部51-18Bを備える。また、先の実施形態と同様、統合探索チャンネル推定器24-18Bは、パラメトリック推定出力ベクトル分析部62-18Bと復調インタフェース64-18Bとからなるチャンネル推定生成部60-18Bを備える。

【0158】

図26は、時空間統合探索チャンネル推定器の実施形態におけるアンテナ信号行列とパラメトリック推定出力ベクトルを示したものである。ノンパラメトリック推定と同様、パラメトリック手法においても3次元同時モードと連続モードのどちらでも実現可能である。なお、連続モードにおいては、二つの異なる実現方法がある。

30

【0159】

図27に、パラメトリック3次元同時モードにおける基本ステップを示す。ステップ27-1において、統合探索チャンネル推定器24-18Bはパラメトリック推定出力ベクトルを生成する。ステップ27-2において、分析部62-18Bは、パラメトリック推定出力ベクトルの「適格」値を検出する。

【0160】

ステップ27-3において、パラメトリック出力推定ベクトル分析部62-18Bは、適格値をとるサンプリング窓時間インデックス t 、すなわちパラメトリック推定出力ベクトルの絶対値が最大/適格値となる時間インデックス t を到達時間(TOA)とする。

40

【0161】

ステップ27-4において、パラメトリック出力推定ベクトル分析部62-18Bは、パラメトリック推定出力ベクトルの絶対値が最大/適格値となる時空間周波数を、時空間周波数パラメータとする。

【0162】

ステップ27-5において、パラメトリック推定出力ベクトル分析部62-18Bは、ステップ27-2で求めた到達時間における時空間振幅値を振幅とする。

【0163】

以上の説明から、サンプリング窓においては、一つ以上の入射波の情報が含まれること

50

もあり得ることが理解できよう。例えば、図26のパラメトリック推定出力ベクトル140において、パラメトリック推定出力ベクトル分析部62-18Bは高い値を他にも検出することがあり、適格値であるこれらの高い値ごとに到来波が識別される。

【0164】

図28Aと図28Bに、パラメトリック手法を用いた連続モードの第1の別の実現方法での手順を図29とともに示す。図28Aと図28Bは、第1の別の実現方法におけるパラメトリック手法を用いた連続統合探索チャンネル推定器を示している。図28Aと図28Bにおいて、まず空間次元においてパラメトリック処理を行い、時間送信間隔における時点ごとに空間周波数パラメータを求める。到達時間は、最大の絶対値を有する空間周波数振幅値を選択することで求められる。到来方向(DOA)は、空間周波数パラメータの値となる。ここで、到達時間がすべての時間間隔で一致しない場合には、多数決判定などの手法により、到達時間を決定する。図28Bに示すように、到達時間インデックスと到来方向インデックスを決定した後、これらのサンプルに対して時間方向にパラメトリック処理を行う。第2の処理の後、時間パラメータからチャンネル推定値が得られる。図29のステップ29-1からステップ29-5も、パラメトリック連続モード第1の別の実現方法の手順を示したものである。

10

【0165】

図30Aと図30Bに、パラメトリック手法を用いた連続モードの第2の別の実現方法での手順を示す。図30Aと図30Bにおいて、まず時間次元においてパラメトリック処理を行い、時間送信間隔における時点ごとに時間周波数パラメータを求める。到達時間は、最大の絶対値を有する時間周波数振幅値を選択することで求められる。ドップラーシフト周波数(DSF)は、時間周波数パラメータの値となる。ここで、到達時間がすべての時間間隔で一致しない場合には、多数決判定などの手法により、到達時間を決定する。図30Bに示すように、到達時間インデックスとDSFを決定した後、これらのサンプルに対して空間方向にパラメトリック処理を行う。第2の処理の後、空間パラメータからチャンネル推定値が得られる。図31のステップ31-1からステップ31-7も、パラメトリック連続モード第2の別の実現方法の手順を示したものである。

20

【0166】

上述のノンパラメトリックFFT型相関器やパラメトリック線形結合論理手法は、到来波に対応するアンテナ信号行列130における値や「トーン」を見つけるための2つの手法例である。他のパラメトリック手法として、「スペクトル分析入門、ストイカ、ペトレ、モーゼス、ランドルフ共著、ISBN-013-258419-0、プレントニス・ホール社発行(「Stoica, Petre, Moses, Rnadolph: Introduction To Spectral Analysis, ISBN-013-258419-0, Prentice Hall」)に記されている手法などを用いることができる。そのため、ここでは本書全体、特に第4章が引用により本明細書に組み込まれる。

30

【0167】

上記の時空間統合探索チャンネル推定器ならびに手法は、複数の受信アンテナを備える受信機に適している。すなわち、時空間統合探索チャンネル推定器は、特に複数のアンテナを備える基地局に適している。また、複数のアンテナを備える移動端末に対しても、時空間統合探索チャンネル推定器を適用することができる。

40

【0168】

統合探索チャンネル推定器は、検出及び推定処理を多次元でかつ最適に行うアプローチである。ここで示した多次元統合探索チャンネル推定器は、従来の1次元探索器よりも高性能である。多次元統合探索チャンネル推定器は、到達時間の検出を行うことのできるSINRを向上させることができ、正確な到達時間が得られる確率が高くなる。これにより、より良いチャンネル推定値を得ることが可能となる。

【0169】

ここで示した統合探索チャンネル推定器の実現手法の観点からは、種々の実施形態におけるブロック、ユニット、機能は様々な形態をとり得る。例えば、個別のハードウェア回路、適切にプログラムされたデジタルマイクロプロセッサあるいは汎用コンピュータと組

50

み合わせて機能するソフトウェア、特定用途向け集積回路(ASIC)、1つあるいは複数のデジタルシグナルプロセッサ(DSP)などでもって、統合探索チャネル推定器の1つあるいは複数の機能を実現することができることは専門家であれば理解できよう。また、統合探索チャネル推定器の機能は、ここで示した形態である必要もない。例えば、機能を、分散して、組み合わせ、分割して、再構成して配置したとしても、同一の機能を実現することができる。

【0170】

上記においては実現例のいくつかとしてWCDMAを用いる例を示したが、統合探索チャネル推定器の利用方法や動作は、WCDMA伝送に限定されるものではない。ここで示した原理、技術、手段、装置は、WCDMAのみならずGSMなどといった他の種類のネットワークに対しても適用可能である。

10

【0171】

上記においては、説明を明解にするために、無線受信機構造や動作において本質ではない部位の説明を省いている。すなわち、パルスシェイピング、サンプリング周波数、時間ジッタ、時間整列、復調、シンボル間干渉(ISI)、チャネル間干渉(CCI)などといった専門家であれば理解できるような部位の説明は省いている。

【0172】

以上、現時点でもっとも現実的でかつ好適であると考えられる実施形態で本発明を説明したが、本発明はここに示した実施形態に限定されるものではなく、種々の修正や同等の構成などをも網羅するものであることが理解されよう。

20

【図面の簡単な説明】

【0173】

【図1】統合探索チャネル推定器を備える汎用無線通信受信機の例を示す図である。

【図2A】、

【図2B】空間統合探索チャネル推定器の種々の実施形態をアンテナアレーとともに示した図である。

【図3】送信アンテナから無線通信受信機のアンテナアレーまで3つの異なるマルチパスを介して信号が伝送される様子を示した図である。

【図4】アンテナアレーに伝播する波の様子を示す図である。

【図5A】、

30

【図5B】アンテナアレーに波が到来したときに得られる信号を示す図である。

【図6】アンテナ信号行列を示す図である。

【図7】空間統合探索チャネル推定器の実施形態において、ノンパラメトリック分析手法を用いる行列分析部とチャネル推定生成部で実行される基本ステップを示す図である。

【図8A】、

【図8B】、

【図8C(1)】、

【図8C(2)】、

【図8C(3)】空間統合探索チャネル推定器の性能と従来の探索器の性能とを比較するための動作評価結果を示す図である。

40

【図9A】アンテナ信号行列、アンテナ重みベクトル、ノンパラメトリック出力推定ベクトルを示す図である。

【図9B】アンテナ信号行列とパラメトリック出力推定ベクトルを示す図である。

【図10】空間統合探索チャネル推定器の実施形態において、パラメトリック分析手法を用いる行列分析部とチャネル推定生成部で実行される基本ステップを示す図である。

【図11】統合探索チャネル推定器における信号出力のコヒーレント結合を示す図である。

【図12】図11におけるコヒーレント結合を可能とするアンテナ重みベクトルを示す図である。

【図13A】ノンパラメトリック分析手法を用いる行列分析部を備える時間統合探索チャ

50

ネル推定器の実施形態をアンテナアレーとともに示した図である。

【図 1 3 B】パラメトリック分析手法を用いる行列分析部を備える時間統合探索チャネル推定器の実施形態をアンテナアレーとともに示した図である。

【図 1 4】時間統合探索チャネル推定器を用いる受信機において受信されるパイロットデータセット列とユーザデータセット列を、時間統合探索チャネル推定器において用いるアンテナ信号行列とともに示した図である。

【図 1 5】時間統合探索チャネル推定器の実施形態において、ノンパラメトリック分析手法を用いる行列分析部とチャネル推定生成部で実行される基本ステップを示す図である。

【図 1 6 A】時間統合探索チャネル推定器におけるアンテナ信号行列、ドップラー重みベクトル、ノンパラメトリック出力推定ベクトルを示す図である。

【図 1 6 B】時間統合探索チャネル推定器におけるアンテナ信号行列とパラメトリック出力推定ベクトルを示す図である。

【図 1 7】時間統合探索チャネル推定器の実施形態において、パラメトリック分析手法を用いる行列分析部とチャネル推定生成部で実行される基本ステップを示す図である。

【図 1 8 A】ノンパラメトリック分析手法を用いる行列分析部を備える時空間統合探索チャネル推定器の実施形態をアンテナアレーとともに示した図である。

【図 1 8 B】パラメトリック分析手法を用いる行列分析部を備える時空間統合探索チャネル推定器の実施形態をアンテナアレーとともに示した図である。

【図 1 9】時空間統合探索チャネル推定器を用いる受信機において受信されるパイロットデータセット列とユーザデータセット列を、利用するアンテナ信号行列とともに示した図である。

【図 2 0】時空間統合探索チャネル推定器の実施形態において、ノンパラメトリック分析手法を用いる行列分析部とチャネル推定生成部で実行される基本ステップを示す図である。

【図 2 1】3次元同時モードで動作する時空間統合探索チャネル推定器の実施形態におけるアンテナ信号行列、ドップラー重み及びアンテナ重みベクトル、ノンパラメトリック出力推定ベクトルを示す図である。

【図 2 2 A】、

【図 2 2 B】ノンパラメトリック連続時空間統合探索チャネル推定器の第 1 の別の実現方法の動作を示す図である。

【図 2 3】空間処理の後に時間処理を行う時空間連続モードにおけるノンパラメトリック手法の手順を示す図である。

【図 2 4 A】、

【図 2 4 B】ノンパラメトリック連続時空間統合探索チャネル推定器の第 2 の別の実現方法の動作を示す図である。

【図 2 5】時間処理の後に空間処理を行う時空間連続モードにおけるノンパラメトリック手法の手順を示す図である。

【図 2 6】時空間統合探索チャネル推定器の実施形態におけるアンテナ信号行列とパラメトリック推定出力ベクトルを示す図である。

【図 2 7】時空間統合探索チャネル推定器の実施形態において、パラメトリック分析手法を用いる行列分析部とチャネル推定生成部で実行される基本ステップを示す図である。

【図 2 8 A】、

【図 2 8 B】パラメトリック連続時空間統合探索チャネル推定器の第 1 の別の実現方法の動作を示す図である。

【図 2 9】空間処理の後に時間処理を行う時空間連続モードにおけるパラメトリック手法の手順を示す図である。

【図 3 0 A】、

【図 3 0 B】パラメトリック連続時空間統合探索チャネル推定器の第 2 の別の実現方法の動作を示す図である。

【図 3 1】時間処理の後に空間処理を行う時空間連続モードにおけるパラメトリック手法

10

20

30

40

50

の手順を示す図である。

【図32】従来の無線通信受信機を示す図である。

【図1】

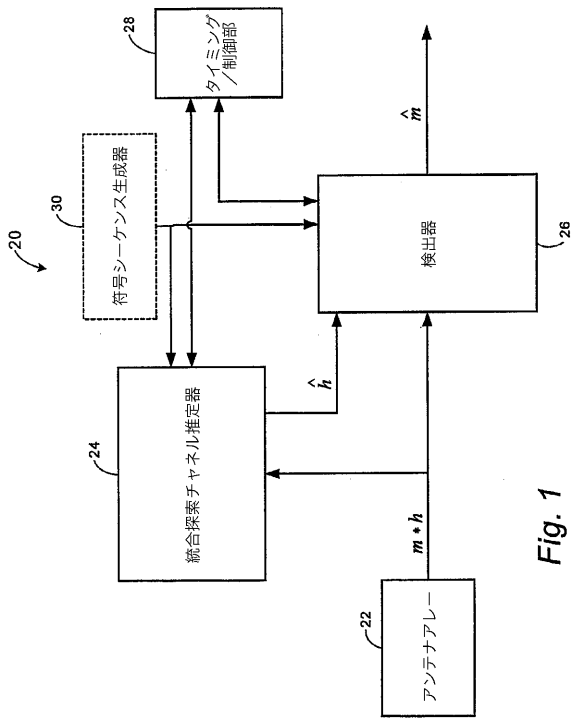


Fig. 1

【図2A】

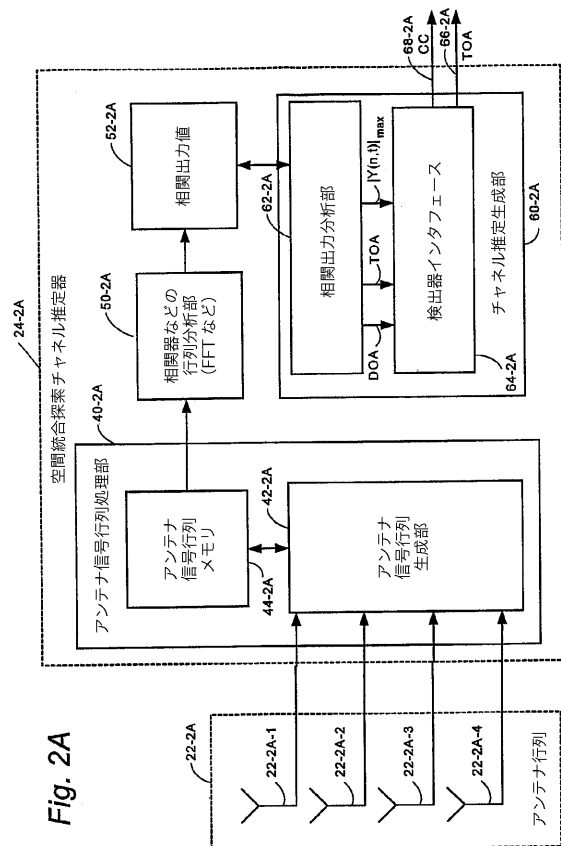


Fig. 2A

【 図 2 B 】

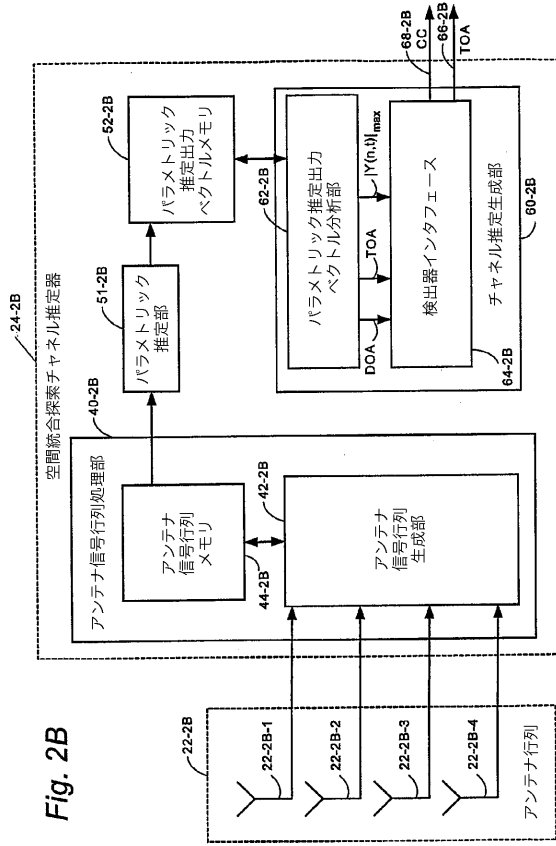


Fig. 2B

【 図 4 】

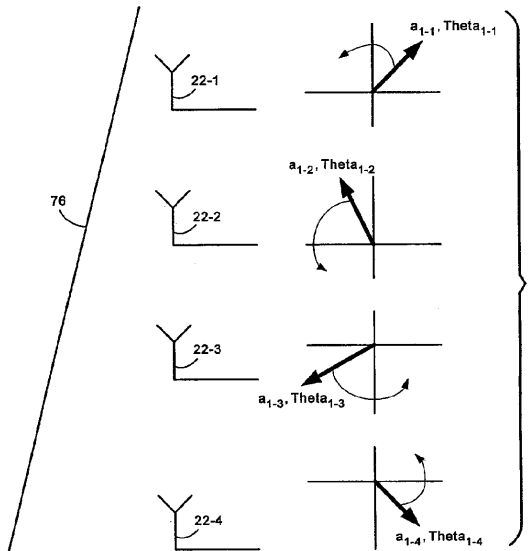


Fig. 4

【 図 3 】

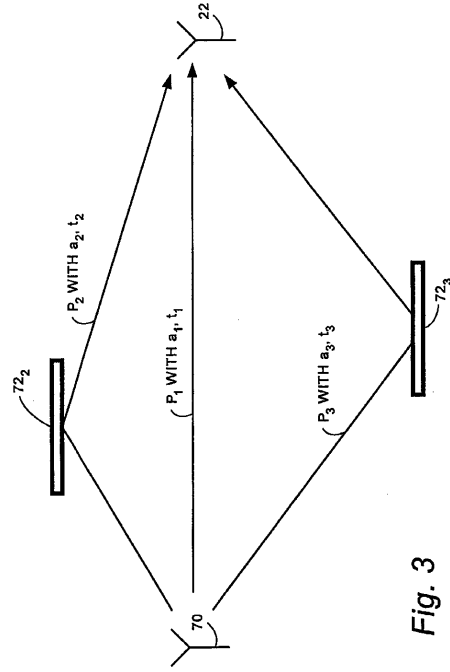


Fig. 3

【 図 5 A 】

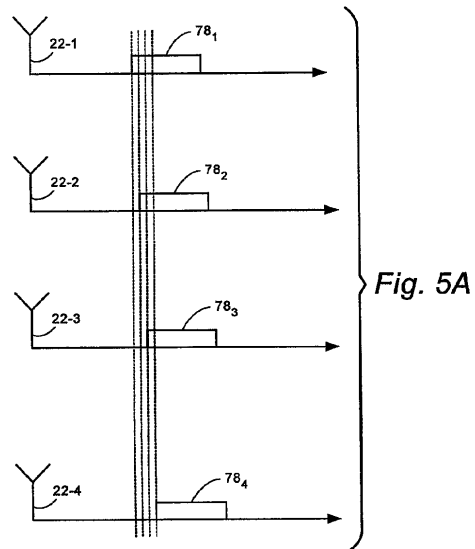
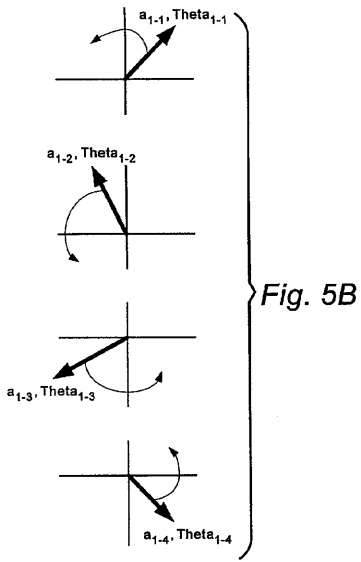


Fig. 5A

【 図 5 B 】



【 図 6 】

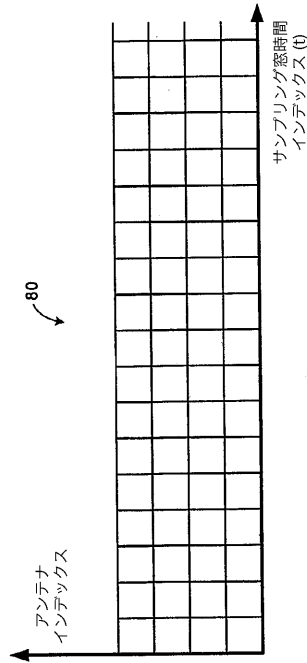


Fig. 6

【 図 7 】

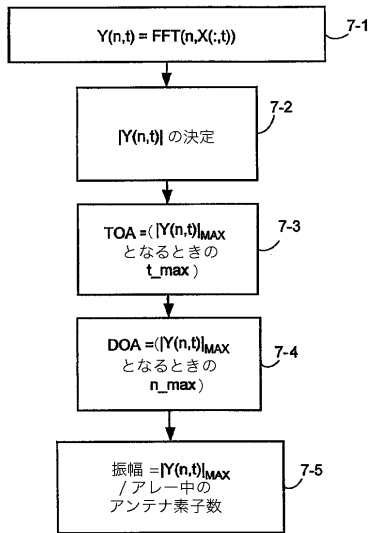


Fig. 7

【 図 8 A 】

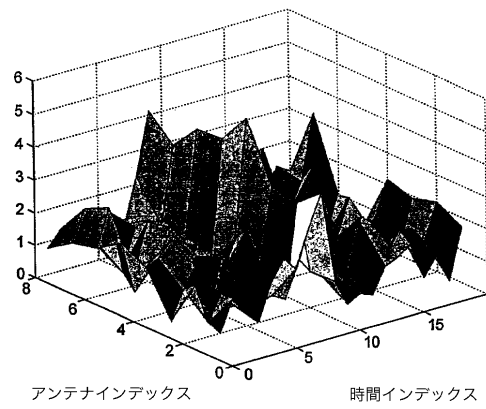


Fig. 8A

【図 8 B】

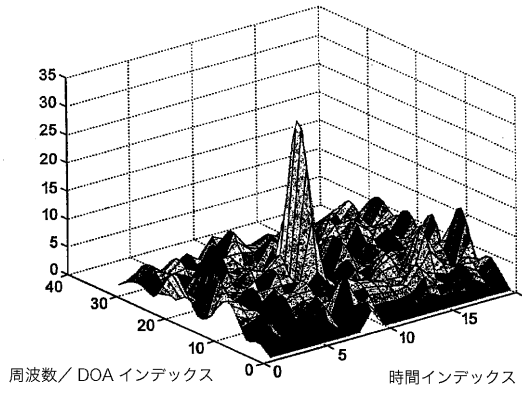


Fig. 8B

【図 8 C (2)】

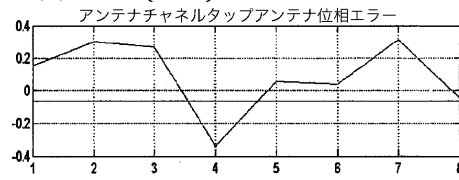


Fig. 8C(2)

【図 8 C (3)】

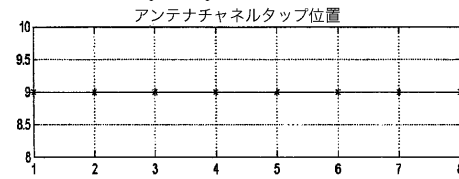


Fig. 8C(3)

【図 8 C (1)】

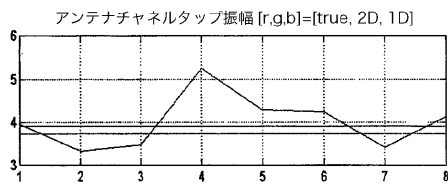


Fig. 8C(1)

【図 9 A】

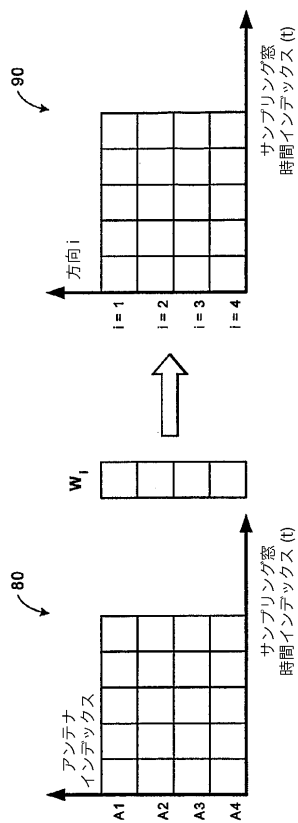


Fig. 9A

【図 9 B】

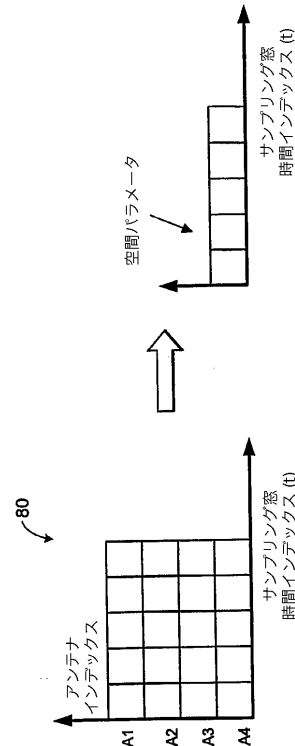


Fig. 9B

【 図 1 0 】

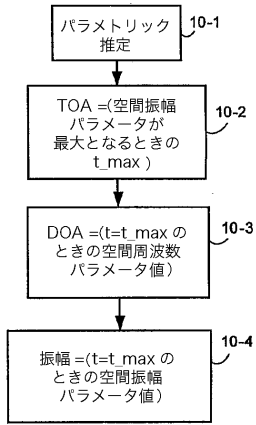


Fig. 10

【 図 1 1 】

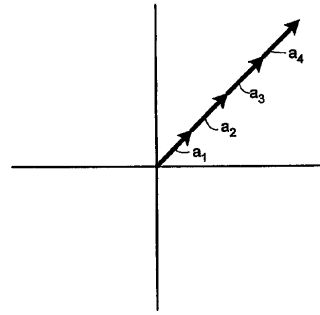


Fig. 11

【 図 1 2 】

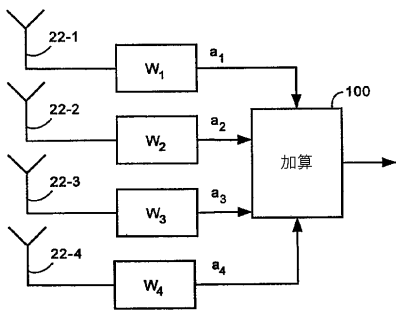


Fig. 12

【 図 1 3 A 】

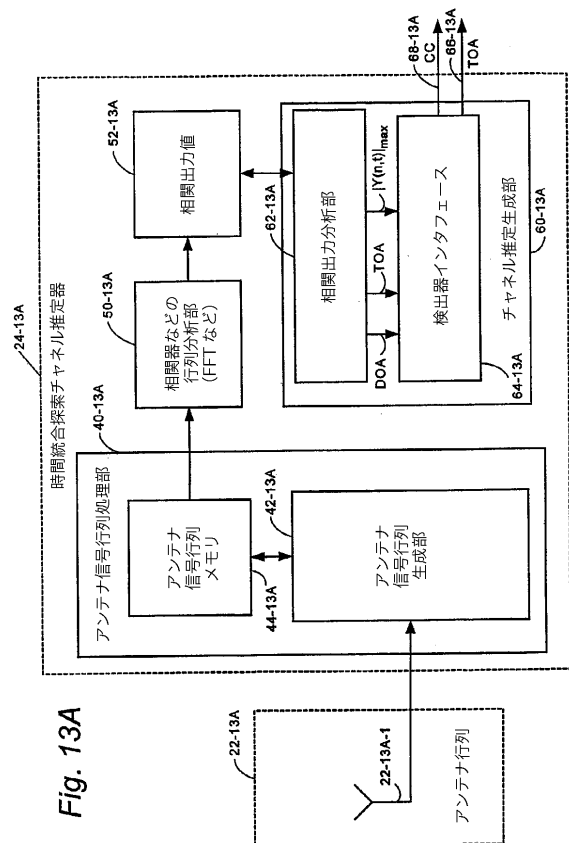


Fig. 13A

【 図 1 3 B 】

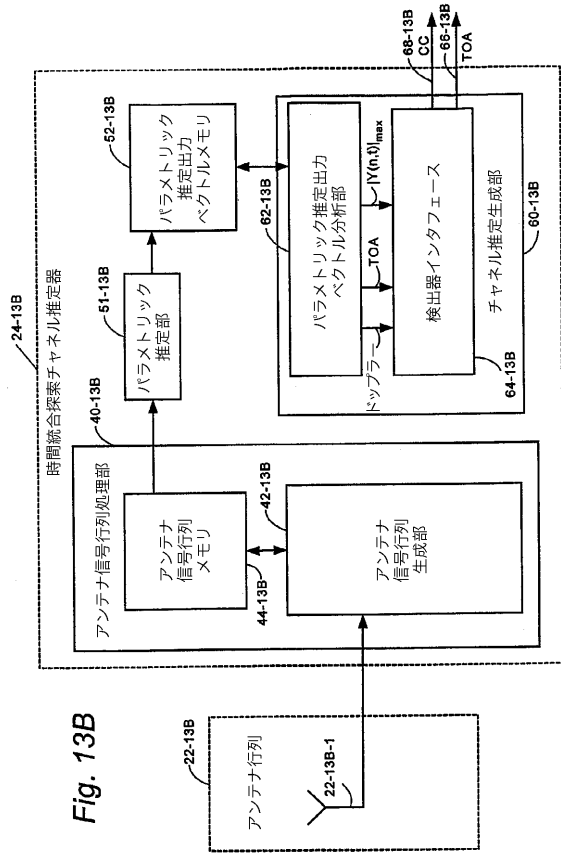


Fig. 13B

【 図 1 5 】

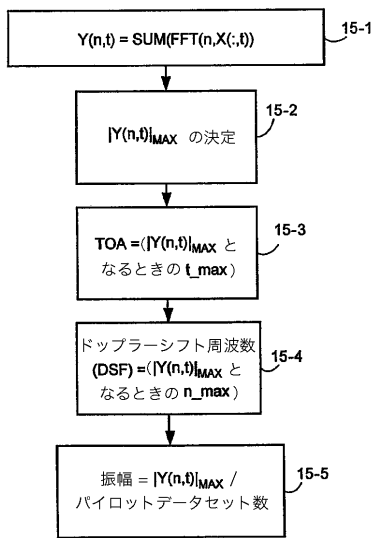


Fig. 15

【 図 1 4 】

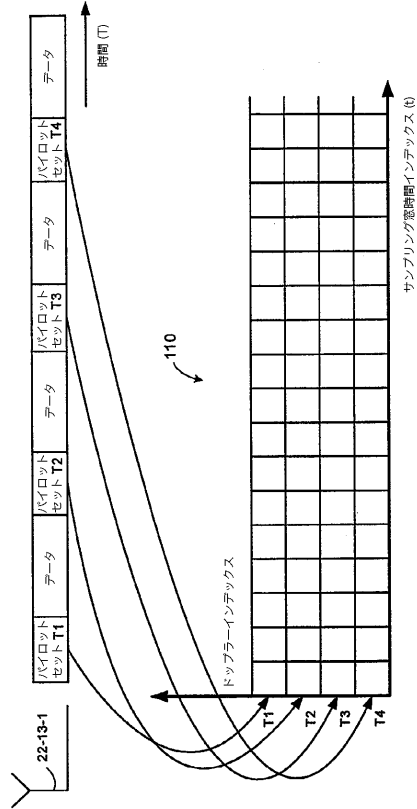


Fig. 14

【 図 1 6 A 】

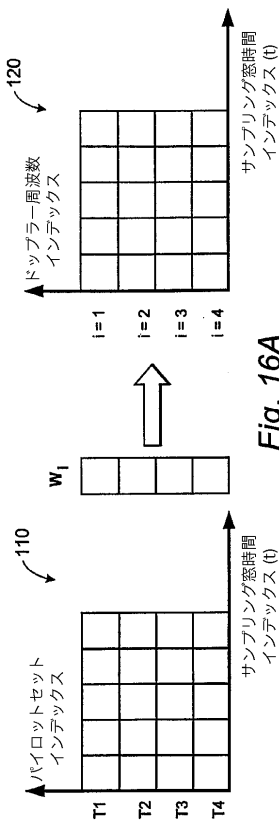


Fig. 16A

【図 16 B】

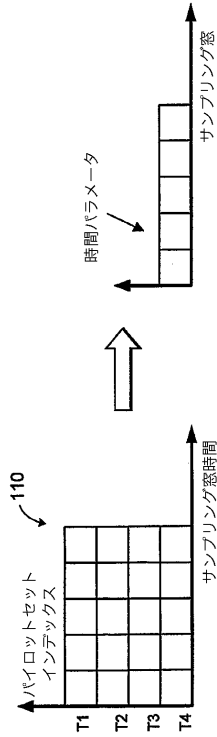


Fig. 16B

【図 17】

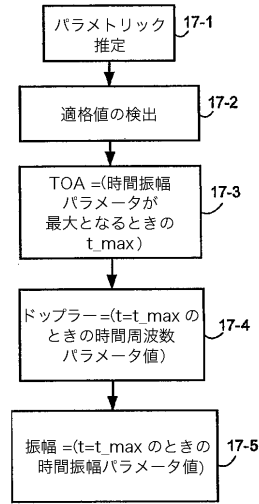


Fig. 17

【図 18 A】

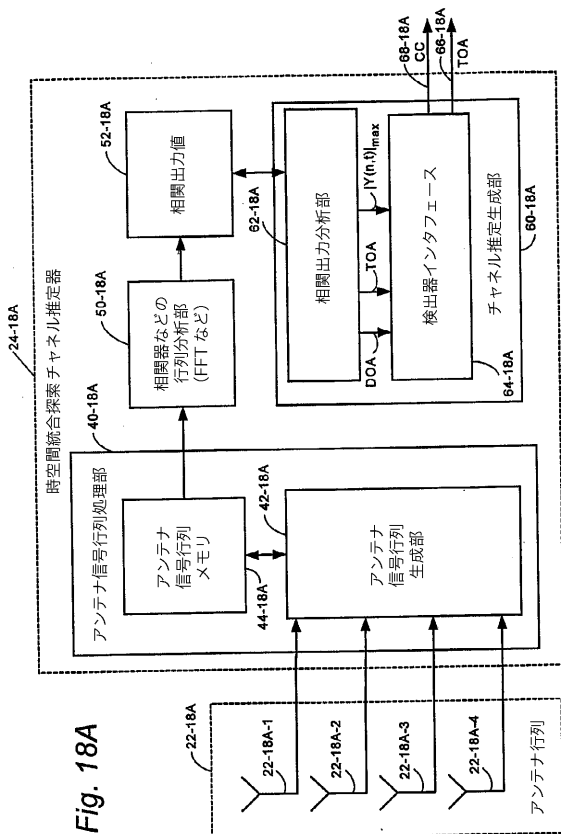


Fig. 18A

【図 18 B】

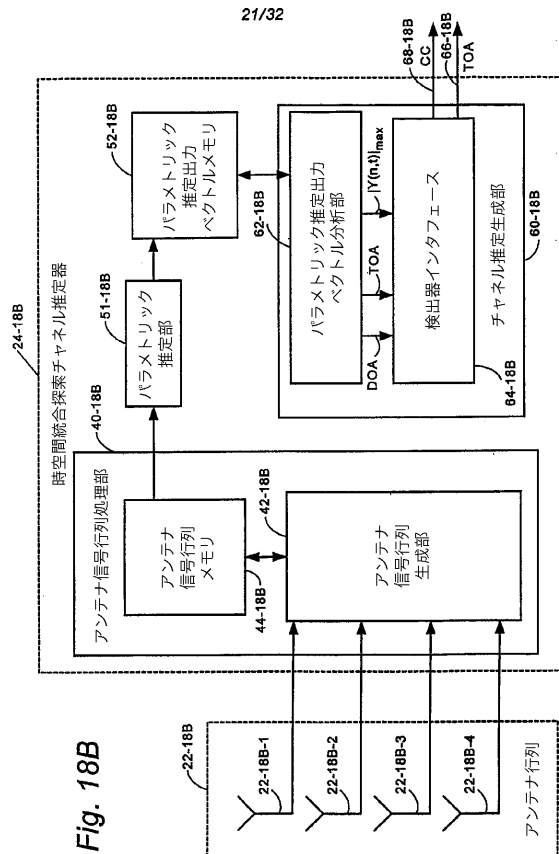


Fig. 18B

【 図 19 】

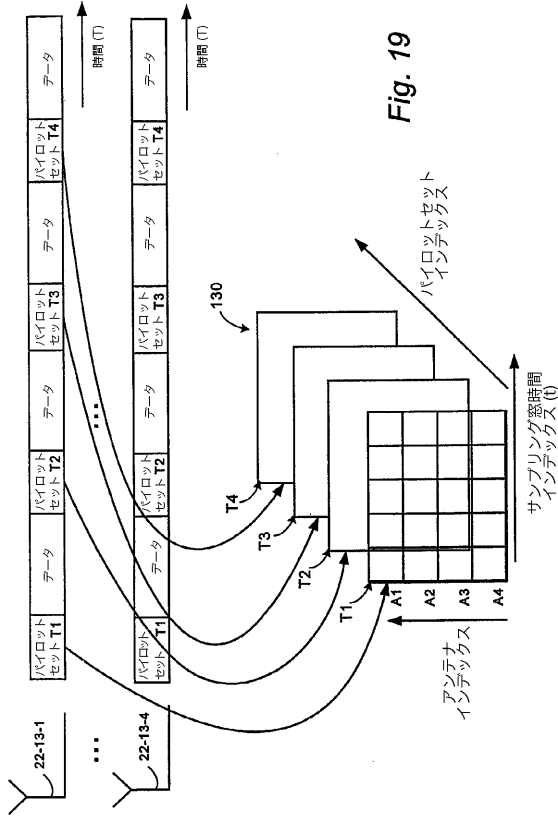


Fig. 19

【 図 20 】

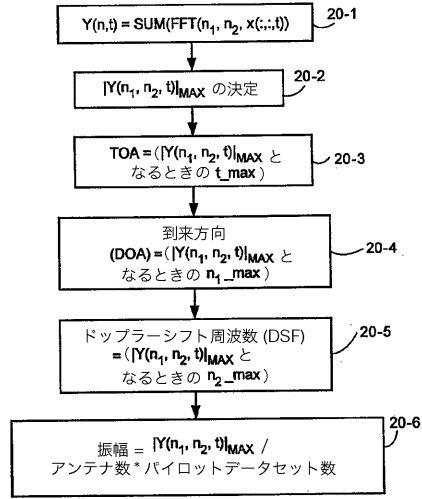


Fig. 20

【 図 21 】

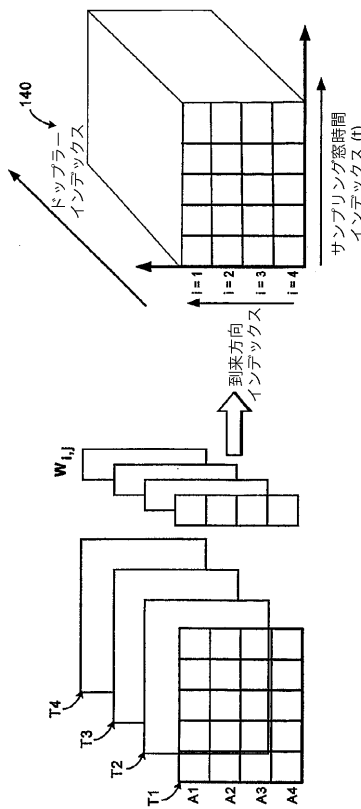


Fig. 21

【 図 22 A 】

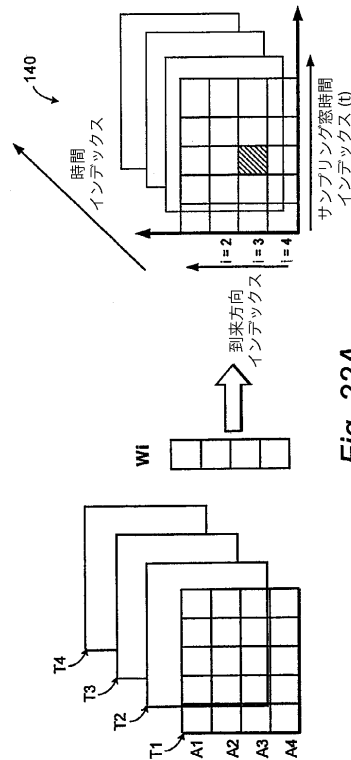


Fig. 22A

【 図 2 2 B 】

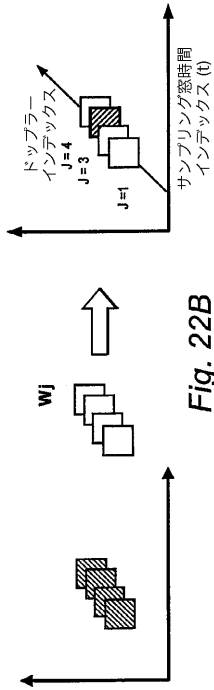


Fig. 22B

【 図 2 3 】

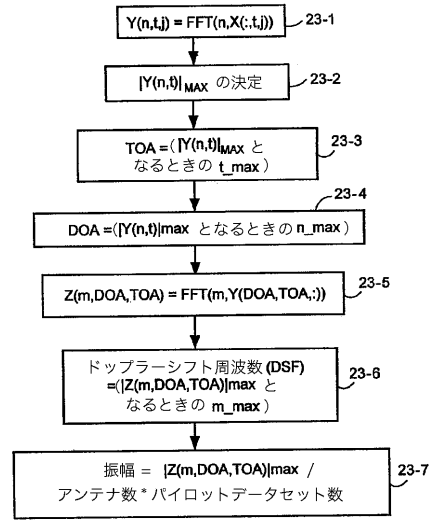


Fig. 23

【 図 2 4 A 】

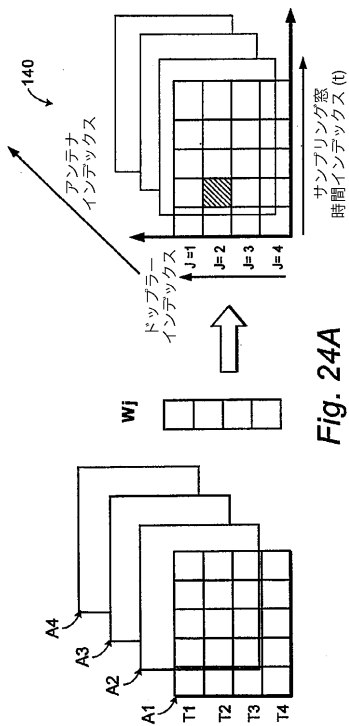


Fig. 24A

【 図 2 4 B 】

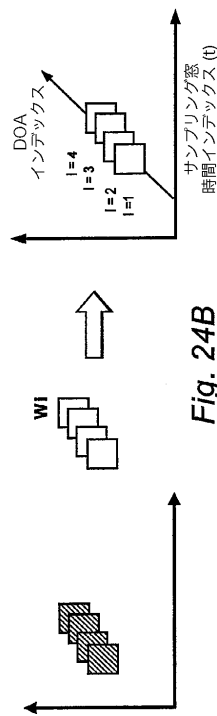


Fig. 24B

【 図 2 5 】

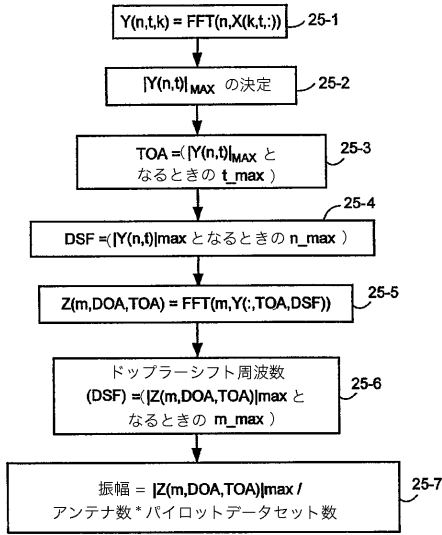


Fig. 25

【 図 2 6 】

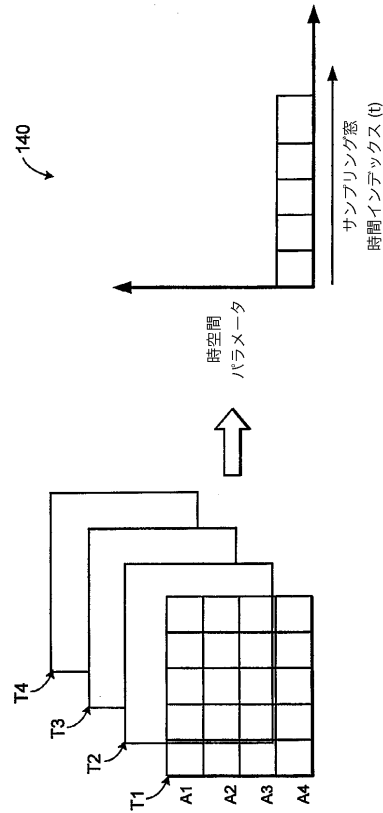


Fig. 26

【 図 2 7 】

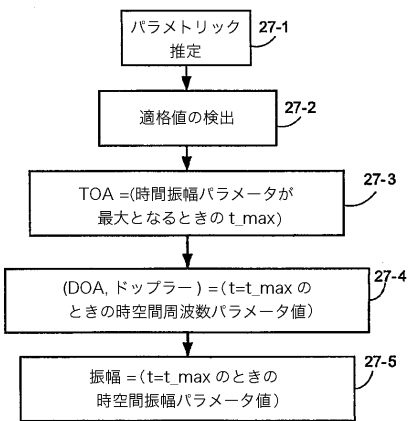


Fig. 27

【 図 2 8 A 】

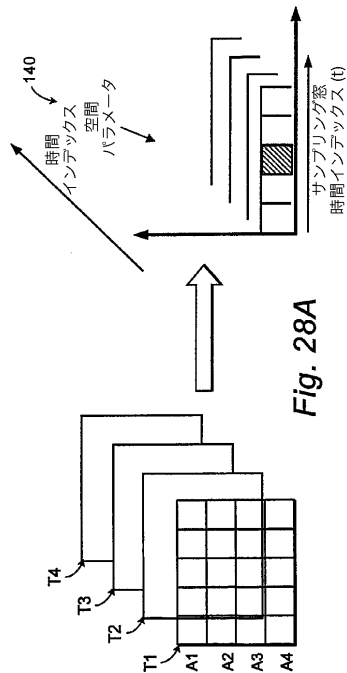


Fig. 28A

【 図 28 B 】

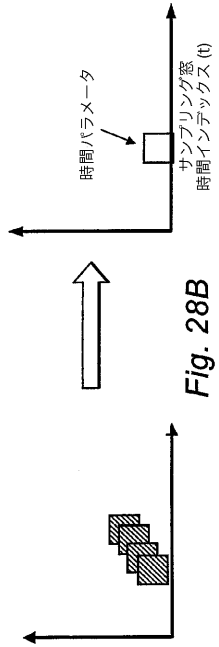


Fig. 28B

【 図 29 】

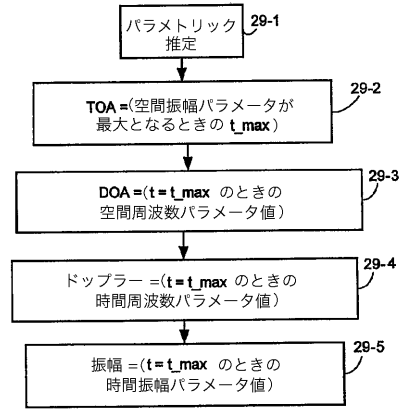


Fig. 29

【 図 30 A 】

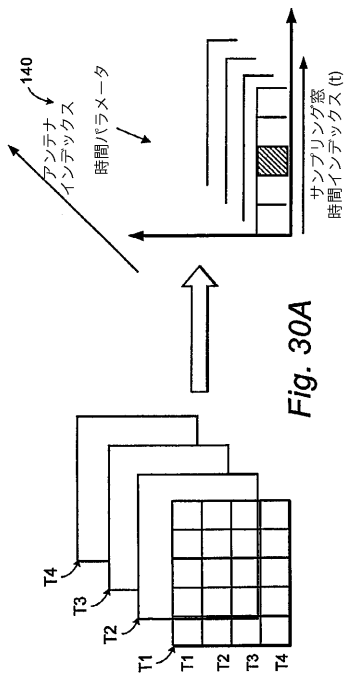


Fig. 30A

【 図 30 B 】

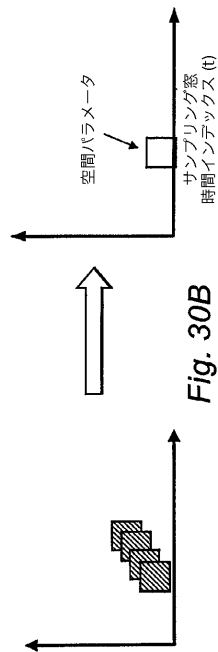


Fig. 30B

【 図 3 1 】

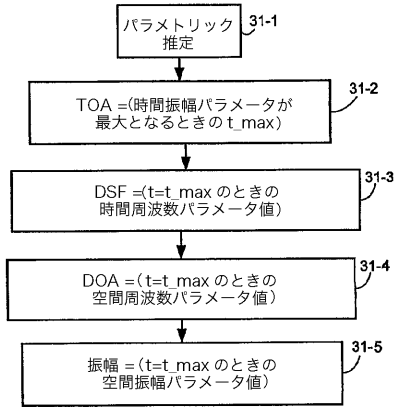


Fig. 31

【 図 3 2 】

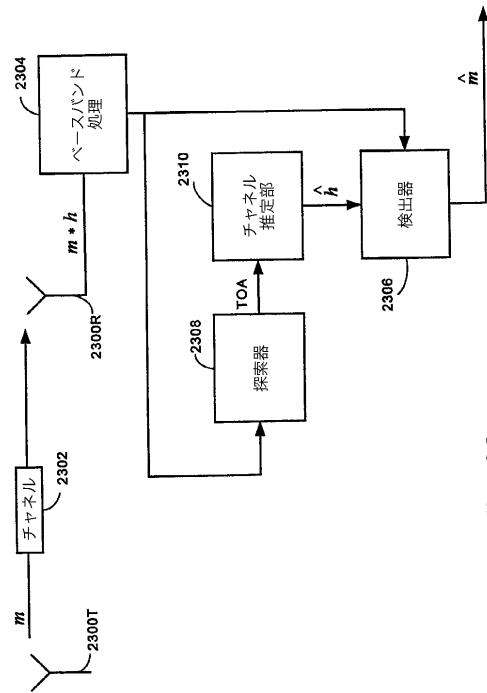


Fig. 32

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/SE 2004/001624
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
IPC7: H04B 1/707, H04B 7/08 According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)		
IPC7: H04B		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
SE,DK,FI,NO classes as above		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
EPO-INTERNAL, WPI DATA, PAJ		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 20030067970 A1 (KIM, J.H.), 10 April 2003 (10.04.2003), paragraphs 0007, 0010, 0031 - 0036 --	1-20
A	US 20030095530 A1 (LIN, C-L.), 22 May 2003 (22.05.2003), paragraphs 0005, 0020 --	1-20
A	US 20020041624 A1 (KIM, K.S. ET AL), 11 April 2002 (11.04.2002), the whole document -- -----	1-20
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "B" earlier application or patent but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance: the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search		Date of mailing of the international search report
3 March 2005		08-03-2005
Name and mailing address of the ISA/ Swedish Patent Office Box 5055, S-102 42 STOCKHOLM Facsimile No. +46 8 666 02 86		Authorized officer Catharina Karlsson /OGU Telephone No. +46 8 782 25 00

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

30/01/2005

International application No.
PCT/SE 2004/001624

US	20030067970	A1	10/04/2003	CN	1413039 A	23/04/2003
				GB	0223221 D	00/00/0000
				GB	2385477 A	20/08/2003
				KR	2003029314 A	14/04/2003

US	20030095530	A1	22/05/2003	NONE		
----	-------------	----	------------	------	--	--

US	20020041624	A1	11/04/2002	KR	2002028685 A	17/04/2002
----	-------------	----	------------	----	--------------	------------

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), EP(AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW

(72)発明者 フェルテール, ステファン

スウェーデン国 プロンマ, エス - 1 6 7 5 3, アルヴィクスヴェーゲン 5 5

Fターム(参考) 5K022 EE02 EE14 EE31

5K059 CC03 CC07 DD31