

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号
特許第6640741号
(P6640741)

(45) 発行日 令和2年2月5日 (2020. 2. 5)

(24) 登録日 令和2年1月7日 (2020. 1. 7)

(51) Int. Cl.

F I

H 0 4 B 7 / 0 4 1 3 (2 0 1 7 . 0 1)

H 0 4 B 7 / 0 4 1 3 2 1 0

請求項の数 7 (全 42 頁)

(21) 出願番号	特願2016-566673 (P2016-566673)	(73) 特許権者	502032105
(86) (22) 出願日	平成27年4月30日 (2015. 4. 30)		エルジー エレクトロニクス インコーポ
(65) 公表番号	特表2017-520956 (P2017-520956A)		レイティド
(43) 公表日	平成29年7月27日 (2017. 7. 27)		大韓民国, ソウル, ヨンドゥンポーク, ヨ
(86) 国際出願番号	PCT/KR2015/004419		イーデロ, 1 2 8
(87) 国際公開番号	W02015/170857	(74) 代理人	100099759
(87) 国際公開日	平成27年11月12日 (2015. 11. 12)		弁理士 青木 篤
審査請求日	平成30年5月1日 (2018. 5. 1)	(74) 代理人	100092624
(31) 優先権主張番号	61/989, 463		弁理士 鶴田 準一
(32) 優先日	平成26年5月6日 (2014. 5. 6)	(74) 代理人	100114018
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		弁理士 南山 知広
		(74) 代理人	100165191
			弁理士 河合 章
		(74) 代理人	100151459
			弁理士 中村 健一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 共分散行列を適応的に用いて、グループ単位の前処理フィルタを共有するMIMO受信機の複雑度を低減する方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数のアンテナを有する多入力多出力 (MIMO) 受信器が受信信号を処理する方法であって、

複数のリソースエレメント (RE) を有する RE グループ内で基準 RE を選択するステップと、

前記基準 RE のチャネル情報に基づいて、前記 RE グループ内の前記複数の RE が共有する前処理フィルタを生成するステップと、

前記複数の RE のうち前記基準 RE を除いた RE のチャネル情報に基づいて、前記基準 RE を除いた RE のそれぞれに対する共分散行列を生成するステップと、

前記前処理フィルタ及び前記共分散行列を用いて前記複数の RE のそれぞれに対する受信信号を補償することによって、前記 RE グループに対する検出信号を生成するステップと、を有し、

前記共分散行列は、前記共分散行列を用いる場合の計算複雑度が前記共分散行列を用いない場合の計算複雑度より低いと決定されると、生成される、受信信号処理方法。

【請求項 2】

前記 MIMO 受信器の受信アンテナの数、前記受信信号のレイヤの数及び前記補償処理の予め決定された繰り返し回数の中の少なくとも 1 つに基づいて、前記共分散行列を用いる場合の計算複雑度が前記共分散行列を用いない場合の計算複雑度よりも低いかが決定される、請求項 1 に記載の受信信号処理方法。

【請求項 3】

前記検出信号を生成するステップにおいて、

前記共分散行列を用いる場合の計算複雑度が前記共分散行列を用いない場合の計算複雑度よりも高い場合、前記前処理フィルタ及び前記複数の R E のそれぞれのチャンネル情報を用いて前記受信信号を補償する、請求項 2 に記載の受信信号処理方法。

【請求項 4】

前記検出信号を生成するステップにおいて、前記基準 R E に対しては前記前処理フィルタのみを用いて補償し、前記基準 R E を除いた R E に対しては前記前処理フィルタ及びそれぞれの共分散行列を用いて補償する、請求項 1 に記載の受信信号処理方法。

【請求項 5】

前記共分散行列を生成するステップにおいて、前記基準 R E のチャンネル情報に基づいて、前記基準 R E に対する共分散行列をさらに生成し、

前記検出信号を生成するステップにおいて、前記基準 R E に対して、前記前処理フィルタ及び前記基準 R E に対する共分散行列を用いて前記基準 R E の受信信号を補償する、請求項 1 に記載の受信信号処理方法。

【請求項 6】

前記前処理フィルタは、前記受信信号を補償して前記検出信号を生成する処理の速度を向上させるための行列である、請求項 1 に記載の受信信号処理方法。

【請求項 7】

複数のアンテナを有し、前記複数のアンテナを介して受信される受信信号を処理するよう構成される多入力多出力 (M I M O) 受信器であって、

送信部と、

受信部と、

前記送信部及び前記受信部に接続されて前記受信信号を処理するよう構成されるプロセッサと、を有し、

前記プロセッサは、

複数のリソースエレメント (R E) を有する R E グループ内で基準 R E を選択し、

前記基準 R E のチャンネル情報に基づいて、前記 R E グループ内の前記複数の R E が共有する前処理フィルタを生成し、

前記複数の R E のうち前記基準 R E を除いた R E のチャンネル情報に基づいて、前記基準 R E を除いた R E のそれぞれに対する共分散行列を生成し、

前記前処理フィルタ及び前記共分散行列を用いて前記複数の R E のそれぞれに対する受信信号を補償することによって、前記 R E グループに対する検出信号を生成し、

前記共分散行列は、前記共分散行列を用いる場合の計算複雑度が前記共分散行列を用いない場合の計算複雑度より小さいと決定されると、生成される、受信器。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、大規模 (マッシブ) (massive) M I M O 環境で受信機 (器) の性能劣化を最小にしながらも、具現複雑度 (complexity) 及びメモリ所要量 (要求量) (memory requirements) を低減する方法に関する技術である。

【背景技術】

【0002】

10

20

30

40

【数 1】

多入力多出力（多重アンテナ）（Multiple Input Multiple Output : MIMO）システムは、複数の（多重）（multiple）送信アンテナと複数の受信アンテナとを利用する無線通信システムを意味する。MIMOシステムでは、ダイバーシチ技法を用いて、無線チャネルで発生するフェージングの影響を最小にしたり、空間多重化（マルチプレクシング）（spatial multiplexing）を用いて複数のストリームを同時に送信してスループット（収率）（throughput）を向上させることができる。送信アンテナの数が N_t であり、受信アンテナの数が N_r であれば、空間多重化（SM）技法の場合、伝送可能な最大のストリームの数は $\min(N_t, N_r)$ となる。特に、高SNR（high SNR）では通信容量（capacity）の勾配が $\min(N_t, N_r)$ と表されることが既に知られている。通信容量は、与えられたチャネルで理論的に伝送可能な最大スループットを意味するので、送受信アンテナの数が同時に増加する場合、通信容量も増加する。

10

【0003】

【数 2】

非常に多い送受信アンテナを有する大規模（massive）MIMOシステムは、5Gを構成する技術の一つとして注目を浴び（受け）ている。多数の論文及び実験において、大規模MIMOシステムは、複数のアンテナを有する1つの基地局（分散アンテナシステム（distributed antenna system）を含む。）と1つのアンテナを有する複数の端末を仮定する。この場合、端末は、1つのアンテナを有するが、複数の端末が1つの基地局から同時にサービス受けることから、基地局と全端末とのチャネルをMIMOとして理解してもよい。全端末の数を K として定義すれば、前述した高SNR環境で通信容量の勾配は $\min(N_t, K)$ と表現される。

20

【0004】

一方、理論的に無限数の送信アンテナを有する基地局が複数の端末にデータを同時に送信するとき、基地局の最適（optimal）送信アルゴリズムはMRT（Maximal Ratio Transmission）アルゴリズムである。一方、複数の端末が基地局に送信したデータを1つの基地局が受信するとき、基地局の最適受信アルゴリズムはMRC（Maximal Ratio Combining）アルゴリズムである。MRT及びMRCが干渉を考慮しないため、有限のアンテナ数を有する場合に性能の劣化を示すとしても、アンテナの数が無限大である場合にはそのような干渉が消えるため、MRTとMRCは最適なソリューションになり得る。

30

【0005】

基地局は、アンテナビームフォーミングを用いてビームを細く（sharp）することができる、特定の端末にエネルギーを集中させることができる。これは、少ない電力で同量の情報を伝達できる一方で、周辺における他の端末には干渉をほとんど与えないため、干渉によるシステムの性能劣化を最小にする方法（方案）であるといえる。

【発明の概要】

40

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

本発明は、上記のような一般的な技術の問題点を解決するために考案（案出）された（devised）ものであり、本発明の目的は、大規模（Massive）MIMO環境において受信器の性能を維持しながらも、受信信号検出の複雑度を最小にすることである。

【0007】

本発明の他の目的は、通信環境の変化に応じて共分散行列（covariance matrix）を用いるか否かを選択的に適用することによって、計算複雑度を効率的に改善することにある。

【0008】

50

本発明で達成しようとする技術的目的は、以上で言及した事項に制限されず、言及していない他の技術的課題は、以下に説明する本発明の実施例から、本発明の属する技術分野における通常の知識を有する者によって考慮され得る。

【課題を解決するための手段】

【0009】

上記技術的課題を解決するための受信信号処理方法は、複数のリソースエレメント (resource element ; RE) を有する RE グループ内で基準 RE を選択するステップと、基準 RE のチャネル情報に基づいて、RE グループ内の複数の RE が共有する前処理フィルタを生成するステップと、複数の RE のうち基準 RE を除いた RE のチャネル情報に基づいて、基準 RE を除いた RE のそれぞれに対する共分散行列を生成するステップと、前処理フィルタ及び共分散行列を選択的に用いて複数の RE のそれぞれに対する受信信号を補償することによって、RE グループに対する検出信号を生成するステップと、を有する。

10

【0010】

検出信号を生成するステップにおいて、多入力多出力 (Multiple Input Multiple Output ; MIMO) 受信器の受信アンテナの数、受信信号のレイヤの数及び補償処理 (過程、プロセス) (process) の予め決定された繰り返し回数の中の少なくとも1つに基づいて、共分散行列を用いるか否かを決定することができる。

【0011】

共分散行列は、受信アンテナの数、レイヤの数及び繰り返し回数の中の少なくとも1つに基づいて、計算された共分散行列を用いる場合の計算複雑度が共分散行列を用いない場合の計算複雑度よりも低いと決定される場合に生成されてもよい。

20

【0012】

検出信号を生成するステップにおいて、共分散行列を用いる場合の計算複雑度が共分散行列を用いない場合の計算複雑度よりも高い場合、前処理フィルタ及び複数の RE のそれぞれのチャネル情報を用いて受信信号を補償することができる。

【0013】

検出信号を生成するステップにおいて、基準 RE に対しては前処理フィルタのみを用いて補償し、基準 RE を除いた RE に対しては前処理フィルタ及びそれぞれの共分散行列を用いて補償することができる。

【0014】

共分散行列を生成するステップにおいて、基準 RE のチャネル情報に基づいて、基準 RE に対する共分散行列をさらに生成し、検出信号を生成するステップにおいて、基準 RE に対して、前処理フィルタ及び基準 RE に対する共分散行列を用いて基準 RE の受信信号を補償することができる。

30

【0015】

前処理フィルタは、受信信号を補償して、検出信号を生成する処理の速度を向上させるための行列であってもよい。

【0016】

検出信号を生成するステップにおいて、前処理フィルタの代わりに各 RE に対して最小平均二乗誤差 (Minimum Mean Square Error ; MMSE) フィルタ、ゼロ強制 (Zero Forcing ; ZF) フィルタ、干渉抑圧合成 (Interference Rejection Combining ; IRC) フィルタ又はベル研階層化時空間 (Bell Laboratories Layered Space-Time ; BLAST) フィルタを適用した結果と検出信号との間の誤差が閾値未満になるまで補償処理を繰り返して行い、補償処理を繰り返して行う最大回数は、MIMOチャネル環境又はユーザ入力によって決定されてもよい。

40

【0017】

検出信号は、受信信号に対して、共分散行列を用いて共役勾配 (Conjugate Gradient ; CG) アルゴリズム、ニュートン法 (Newton method) アルゴリズム又は最急降下法 (steepest descent method) アルゴリズムを適用することによって生成されてもよい。

【0018】

50

上記技術的課題を解決するための多入力多出力 (Multiple Input Multiple Output ; MIMO) 受信器は、送信部、受信部、及び送信部及び受信部に接続されて受信信号を処理するプロセッサを有し、プロセッサは、複数のリソースエレメント (Resource Element、RE) を有する RE グループ内で基準 RE を選択し、基準 RE のチャネル情報に基づいて、RE グループ内の複数の RE が共有する前処理フィルタを生成し、複数の RE のうち基準 RE を除いた RE のチャネル情報に基づいて、基準 RE を除いた RE のそれぞれに対する共分散行列を生成し、前処理フィルタ及び共分散行列を選択的に用いて複数の RE のそれぞれに対する受信信号を補償することによって、RE グループに対する検出信号を生成する。

【発明の効果】

10

【0019】

本発明の実施例によれば、次のような効果を期待することができる。

【0020】

第一に、RE のチャネル情報を用いた共分散行列を予め生成し、活用 (利用、使用) する (used) ことによって、アルゴリズムの繰り返し当たりの複雑度が減少することにより計算複雑度の利得が増加する。

【0021】

第二に、共分散行列を用いるか否かを選択的に適用することによって、通信環境の変化に応じて計算複雑度を効率的に改善することができる。

【0022】

20

第三に、共分散行列を用いる場合において、共分散行列を用いない場合と同一の性能を得ることができるので、性能を低下させずに計算複雑度の利得を得ることができる。

【0023】

本発明の実施例から得られる効果は、以上で言及した効果に制限されず、言及していない他の効果は、以下の本発明の実施例に関する記載から、本発明の属する技術分野における通常の知識を有する者に明確に導出され、理解されるであろう。すなわち、本発明を実施することに伴う意図しない効果も、本発明の実施例から、当該技術分野における通常の知識を有する者によって導出可能である。

【図面の簡単な説明】

【0024】

30

【図1】本発明と関連して、MIMO (Multiple Input Multiple Output) 環境における受信ストリーム数による計算複雑度を示す図である。

【図2】本発明と関連して、MIMO 環境における受信ストリーム数によるメモリ所要量を示す図である。

【図3】本発明と関連して、MIMO 環境における同一のセル内の端末間の干渉を示す図である。

【図4】本発明と関連して、MIMO 環境における隣接セル間の干渉を示す図である。

【図5】本発明と関連して、端末に割り当てられるリソースブロック (Resource Block : RB) の構造を示す図である。

【図6】本発明と関連して、複数のリソースエレメント (Resource Element : RE) が形成する RE グループを示す図である。

40

【図7】本発明と関連して、従来の MIMO 受信器の動作処理を示す図である。

【図8】本発明と関連する MIMO 受信器の動作処理を示す図である。

【図9】本発明と関連する MIMO 受信器が検出信号を検出する処理を概念的に示す図である。

【図10】本発明と関連する MIMO 受信器が検出信号を検出する処理を概念的に示す図である。

【図11】本発明と関連する MIMO 受信器が前処理フィルタを生成する一例を示す図である。

【図12】本発明と関連する他の MIMO 受信器の動作処理を示す図である。

50

【図 1 3】本発明と関連する更に他の M I M O 受信器の動作処理を示す図である。

【図 1 4】本発明と関連する更に他の M I M O 受信器の動作処理を示す図である。

【図 1 5】本発明と関連する信号検出処理の計算複雑度を比較するグラフである。

【図 1 6】本発明の実施例に係る M I M O 受信器の動作処理を示す図である。

【図 1 7】本発明の実施例に係る M I M O 受信器の信号検出方法による計算複雑度を比較するグラフである。

【図 1 8】本発明の実施例に係る M I M O 受信器の信号検出方法による計算複雑度を繰り返し回数に応じて比較する表である。

【図 1 9】本発明の一実施例に係る端末及び基地局の構成を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

10

【 0 0 2 5 】

以下に添付する図面は、本発明に関する理解を助けるためのものであり、詳細な説明と共に本発明に関する実施例を提供する。ただし、本発明の技術的特徴が特定の図面に限定されるものではなく、各図に開示する特徴を組み合わせる新しい実施例として構成することができる。各図における参照番号 (reference numerals) は、構造的構成要素 (structural elements) を意味する。

【 0 0 2 6 】

本発明で使われる用語は、本発明における機能を考慮するとともに、可能な限り現在広く使われる一般的な用語を選択したが、これは、当該分野に従事する技術者の意図、判例、又は新しい技術の出現などによって変更されてもよい。また、特定の場合には、出願人が任意に選定した用語もあり、この場合、該当する発明の説明の部分において詳しくその意味を記載するものとする。したがって、本発明で使われる用語は、単純な用語の名称ではなく、その用語が有する意味と本発明の全般にわたる内容とに基づいて定義されなければならない。

20

【 0 0 2 7 】

以下の実施例は、本発明の構成要素及び特徴を所定の形態に結合したものである。各構成要素又は特徴は、別の明示的な言及がない限り、選択的なものとして考慮することができる。各構成要素又は特徴は、他の構成要素や特徴と結合しない形態で実施することもでき、一部の構成要素及び / 又は特徴を結合して本発明の実施例を構成することもできる。本発明の実施例で説明する動作の順序は変更されてもよい。ある実施例の一部の構成や特徴は、他の実施例に含まれてもよく、他の実施例の対応する構成又は特徴に置き換えてもよい。

30

【 0 0 2 8 】

図面に関する説明において、本発明の要旨を曖昧にさせ得る手順又は段階などは記述を省略し、当業者のレベルで理解可能な程度の手順又は段階も記述しないものとする。

【 0 0 2 9 】

明細書の全体を通じて、ある部分がある構成要素を “含む (有する) (又は、備える)” としたとき、これは、特別に反対する記載がない限り、他の構成要素を除外するという意味ではなく、他の構成要素をさらに含み得るということを意味する。また、明細書に記載された “...部”, “...器”, “モジュール” などの用語は、少なくとも一つの機能や動作を処理する単位を意味し、これは、ハードウェア、ソフトウェア、又はハードウェア及びソフトウェアの結合によって具現することができる。また、“一つ (a 又は a n) ”、“一 (o n e) ”、“上記 (前記) (t h e) ” 及び類似の関連語は、本明細書及び以下の請求項において、本明細書に特別に指示されたり又は文脈によって明らかに反駁されない限り、単数及び複数の両方の意味で使われるものとする。

40

【 0 0 3 0 】

本明細書において、本発明の実施例は、基地局と移動局との間におけるデータ送受信の関係を中心に説明されている。ここで、基地局は、移動局と直接通信を行うネットワークの終端ノード (terminal node) としての意味がある。本文書で基地局によって行われると説明された特定動作は、場合によっては、基地局の上位ノード (upper node) によって

50

行われてもよい。

【0031】

すなわち、基地局を含む複数のネットワークノード (network nodes) で構成されるネットワークにおいて移動局との通信のために行われる様々な動作は、基地局又は基地局以外のネットワークノードによって行われる。ここで、‘基地局’は、固定局 (fixed station)、Node B、eNode B (eNB)、高度 (発展した) 基地局 (Advanced Base Station、ABS)、又はアクセスポイント (access point) などの用語に言い換えてもよい。

【0032】

また、‘移動局 (Mobile Station、MS)’は、UE (User Equipment)、SS (Subscriber Station)、MSS (Mobile Subscriber Station)、移動端末 (Mobile Terminal)、高度移動端末 (発展した移動端末) (Advanced Mobile Station、AMS)、又は端末 (Terminal) などの用語に言い換えてもよい。

10

【0033】

また、送信端は、データサービス又は音声サービスを提供する固定及び/又は移動ノードを意味し、受信端は、データサービス又は音声サービスを受信する固定及び/又は移動ノードを意味する。このため、上りリンクでは移動局を送信端とし、基地局を受信端とすることができる。同様に、下りリンクでは移動局を受信端とし、基地局を送信端とすることができる。

【0034】

20

また、デバイスが‘セル’と通信を行うという記載は、デバイスが該当のセルの基地局と信号を送受信することを意味することができる。すなわち、デバイスが信号を送受信する実質的な対象は特定の基地局であるが、記載の便宜上、特定の基地局によって形成されるセルと信号を送受信すると記載してもよい。同様に、‘マクロセル’及び/又は‘スモールセル’という記載は、それぞれ、特定のカバレッジ (coverage) を意味してもよく、‘マクロセルを支援 (サポート) する (supporting) マクロ基地局’及び/又は‘スモールセルを支援するスモールセル基地局’を意味してもよい。

【0035】

本発明の実施例は、無線接続システムであるIEEE 802.x xシステム、3GPPシステム、3GPP LTEシステム、及び3GPP2システムのうち少なくとも一つに開示された標準文書によって裏付けることができる。すなわち、本発明の実施例において説明していない自明な段階又は部分は、上記の文書を参照して説明することができる。

30

【0036】

また、本文書で開示している全ての用語は、上記の標準文書によって説明することができる。特に、本発明の実施例は、IEEE 802.16システムの標準文書であるP802.16e-2004、P802.16e-2005、P802.16.1、P802.16p及びP802.16.1b標準文書のうち一つ以上によって裏付けることができる。

【0037】

以下、本発明に係る好適な実施形態を、添付の図面を参照して詳細に説明する。添付の図面と共に以下に開示する詳細な説明は、本発明の例示的な実施の形態を説明するためのものであり、本発明が実施され得る唯一の実施の形態を示すためのものではない。

40

【0038】

また、本発明の実施例で使われる特定の用語は、本発明の理解を助けるために提供されるものであり、このような特定の用語の使用は、本発明の技術的思想から逸脱しない範囲で他の形態に変更されてもよい。

【0039】

1. 大規模MIMOシステム

大規模MIMOシステムの構築において、大規模MIMO受信アルゴリズムの開発は必須である。既存のMIMOシステムに比べて、大規模MIMOシステムでの受信器は次の

50

2つの側面で向上（改善）（to be improved）が必要である。

【0040】

第一に、大規模MIMO環境では、受信器が同時に受信すべきデータストリームの数が増加する。同時に処理すべきデータストリームの数の増加は、受信器における計算複雑度及びメモリ所要量の増加を招き、結果としてシステム具現コスト及び処理（プロセッシング）（processing）時間の増加につながり、受信システムに大きな負担を与える。既存の（existing）MIMO受信アルゴリズムの受信ストリームの数による計算複雑度及びメモリ所要量は、図1及び図2に示すように幾何級数的（指数関数的）な（exponentially）増加特性（属性）を示す。

【0041】

第二に、大規模MIMO環境では、干渉源の数が増加することにより、向上した（改善された）（improved）干渉除去性能を有する受信アルゴリズムが要求される。大規模MIMOシステムにおいて基地局が数十～数百名のユーザに同時にデータを送信すると、各ユーザは、自身に送信されるデータ信号以外にも、数十個以上のマルチ（多重）ユーザ（multi-user）干渉信号を受信する。したがって、それらを効率的に除去するための大規模MIMO受信アルゴリズムが必要である。また、高密度（密集した）スモールセル環境まで考慮すると、周辺セル及び周辺セルのユーザから受信される干渉の効率的な除去も要求される。

【0042】

このような技術的課題を解決するために、下記のような技術的問題（technical issues）を考慮する必要がある。

【0043】

まず、大規模MIMO環境における計算複雑度及びメモリ所要量の増加について説明する。送信器のアンテナの数が増加するにつれて、送信器から送信可能なストリームの数は受信器のアンテナの数に比例して増加する。このとき、受信器は、受信信号からそれぞれのストリームを検出するために受信フィルタを用いる。LTEシステムの場合、フィルタはサブフレームごとに再計算される必要がある。

【0044】

【数3】

このような計算処理による負荷を計算複雑度及びメモリ所要量として定量化させることができる。複雑度及びメモリ所要量は、受信ストリームの数の2乗或いは3乗に比例する。したがって、受信ストリームの数（ N_s ）が大きき場合、計算複雑度及び所要メモリは急増する。これは図1に示されている。なお、ハードウェアの性能（specification）はワーストケース（worst case）によって決定されるため、ハードウェア具現コストも、ストリームの数の増加によって大きく増加する。

【0045】

以下では、従来のMIMO受信器の受信アルゴリズム及び／又はフィルタによる計算複雑度及びメモリ所要量について説明する。

【0046】

【数4】

MRC（Maximum Ratio Combining）アルゴリズムは、最小の計算複雑度（ $O(N_s^2)$ ）及びメモリを要求する。しかし、MRCアルゴリズムはストリーム間の干渉を考慮しないため、低い性能（すなわち、低い受信SINR）を提供する。

【0047】

【数 5】

MMSE (Minimum Mean Square Error) フィルタは、線形 (linear) 検出方法のうち、最良の性能 (すなわち、高い受信 SINR) を提供する。しかし、複雑度は $O(N_s^3)$ で表され、逆行列演算のための追加の $O(N_s^2)$ 分だけのメモリを要求する。前述した図 1 及び図 2 は、MMSE フィルタの受信ストリームの数による複雑度及びメモリ所要量を示す。

【0048】

10

【数 6】

MMSE フィルタを用いた受信のためにはチャネル行列に対する逆行列演算が必要である。この逆行列の大きさは受信ストリームの数によって決定されるが、例えば、ハイパフォーマンスティン (Field Programmable Gate Array) が 15×15 逆行列を求めるためにかかる時間は約 $150 \mu s$ である。このような時間遅延は、LTE チャネルモデルで仮定したコヒーレンスタイム (可干渉時間) (coherence time) $500 \mu s$ の約 30% に該当する。

【0049】

20

また、MMSE 受信のための逆行列演算のためには、新しいメモリに全てのチャネル情報に移す処理が必要であり、これは相当な遅延を招く (誘発する) (leading)。また、プロセッサが逆行列演算のためにメモリにアクセス (接近) する (access) が、これは更なる遅延を招く。このような遅延は、全システムの処理時間を大きく増加させる。

【0050】

最後に、IC (Interference Cancellation) フィルタは、非線形 (non-linear) 検出方法であり、IC の一例である D-BLAST 受信器の場合、最大通信容量に対応 (該当) する (corresponding) 性能を得ることができる。これよりも具現複雑度が低い V-BLAST 受信器の場合、MMSE と SIC とが結合された形態で構成されている。特に、MIMO-OFDM 環境における V-BLAST 受信器は、チャネルの選択性 (セレクトイビティ) (selectivity) が高いほど、最大通信容量に近接した性能を示す。しかし、V-BLAST も、MMSE フィルタに基づくものであるため、MMSE よりも高い複雑度及びメモリ所要量を要求する。

30

【0051】

また、IC 技法は、以前に検出されたシンボル及びレイヤを受信信号から除去することによって干渉を制御する。したがって、以前に検出された値が誤りを有する場合、後に検出性能が大きく低下する誤り伝搬現象が発生する。このような問題点を補完した様々な IC アルゴリズムが提案されたが、従来 (既存) (conventional method) に比べて複雑度が非常に増加するという問題点がある。

【0052】

40

図 3 は、本発明と関連して、MIMO 環境における同一のセル内の端末間の干渉を示す図である。図 4 は、本発明と関連して、MIMO 環境における隣接セル間の干渉を示す図である。前述した計算複雑度及びメモリ所要量の増加に加えて、大規模 MIMO 環境で発生する干渉について、図 3 及び図 4 を用いて説明する。

【0053】

基地局のアンテナが多い場合、1つの基地局は、図 3 に示すように、複数の端末を同時に支援することができる。この場合、基地局が端末 A に送信した信号は端末 B に干渉として作用し、同様に、端末 B に送信した信号は端末 A に干渉として作用する。上記干渉は、所望 (選好) 信号 (desired signal) の基地局と同じ基地局から送信されたため、同じパスロス (path loss) を経ることになる。したがって、干渉信号の電力は所望信号の電力

50

と類似して受信され、受信 S I N R が急に減少する。このような問題点を解決するために、基地局は干渉を最小にするために M U - M I M O (Multi User-MIMO) プリコーディングを行うことができるが、この場合にも、チャンネル情報の誤り、チャンネルエージング (aging) 現象、及びコードブックサイズの制限などによって、マルチユーザ干渉を完璧に除去することは困難である。

【 0 0 5 4 】

また、マルチ (多重) セル (multi-cell) 環境を考慮すれば、様々なセル間干渉が存在する。典型的には (代表的に) (Representatively)、図 4 のような環境で、端末 A は基地局 B から、端末 B は基地局 A から干渉の影響を受ける。特に、端末が隣接セルとの境界に近接する場合、端末が隣接基地局から受ける干渉は一層大きくなる。そのうえ、スモールセル (例えば、マイクロセル、ピコセル、フェムトセルなど) のようにセル間の間隔が狭い場合、端末が隣接基地局から強い干渉を受ける確率は一層高くなる。

10

【 0 0 5 5 】

大規模 M I M O が導入された高密度 (密集した) (dense) マルチセル環境を考慮するとき、M I M O 受信器の干渉除去能力の向上は必須である。特に、強い干渉が存在する場合、I C (Interference Cancellation) 系列の干渉除去受信アルゴリズムが必要であるが、既存の I C 受信器は、干渉源の数よりも多い受信アンテナの数が必要である。例えば、受信器で 10 個の干渉源を除去するためには 11 個の受信アンテナが必要である。十分な数のアンテナを装着し難い小型端末の場合、このような限界を克服するための技術の導入が必要である。例えば、マルチユーザ及びマルチセル干渉に対して改善された I S (Interference Suppression) 技術が適用されたり、送信器で干渉アラインメント (整列) (interference alignment) 技術を用いて干渉を特定の信号空間に揃えた (整列させた) (align) 後、I C 系列の受信器を適用して、限られた数の受信アンテナで多数の干渉源からの干渉を除去することができる。

20

【 0 0 5 6 】

次に、以下では、上述した問題点と関連して従来の M I M O 受信器の動作アルゴリズムを説明する。図 5 は、本発明と関連して、端末に割り当てられるリソースブロック (Resource Block: R B) の構造を示す図である。図 6 は、本発明と関連して、複数のリソースエレメント (Resource Element: R E) が形成する R E グループを示す図である。図 7 は、本発明と関連して、従来の M I M O 受信器の動作処理を示す図である。

30

【 0 0 5 7 】

【数 7】

図 5 は、特定端末に割り当てられた 1 つの R B を示し、縦軸／横軸はそれぞれ周波数軸／時間軸を表す。1 個の R B は $N_{SC}^{RB} N_{symp}^{DL}$ 個の R E で構成されており、各 R E で受信信号は次式 1 のように表現される。

【 0 0 5 8 】

【数 8】

40

〔式 1〕

$$\mathbf{y}_l = \mathbf{G}_l \mathbf{s}_l + \mathbf{i}_l + \mathbf{w}_l, l = 0, \dots, N_{SC}^{RB} N_{symp}^{DL} - 1$$

【 0 0 5 9 】

【数 9】

式1において、 l は、REのインデックスを表現し、 \mathbf{G}_l は、受信器でDMRS (De-Modulation Reference Signal) を用いて推定したチャネルを意味し、 \mathbf{s}_l は伝送信号、 \mathbf{I}_l は干渉を表す。 \mathbf{W}_l は、白色雑音 (white noise) を表し、 \mathbf{W}_l の共分散 (covariance) 行列は、 $\sigma_w^2 \mathbf{I}$ である。

10

【0060】

一方、前述したように、受信器は、受信信号からチャネルの影響を除去するためにMMSE (Minimum Mean Square Error) フィルタを用いることができる。MMSEフィルタを用いて受信信号から検出した伝送信号は、次の式2のように表現される。

【0061】

【数10】

〔式2〕

$$\hat{\mathbf{s}}_l = \mathbf{B}_l \mathbf{y}_l \text{ with } \mathbf{B}_l = (\mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l + \mathbf{R}_l)^{-1} \mathbf{G}_l^H$$

20

【0062】

【数11】

式2において、 \mathbf{B}_l は、MMSEフィルタを表し、 $\hat{\mathbf{s}}_l$ は、MMSEフィルタによって推定された伝送信号である。共分散行列 \mathbf{R}_l は、 $\mathbf{R}_l = \mathbf{i}_l \mathbf{i}_l^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}$ として定義される。このとき、MMSEフィルタを用いて伝送信号を推定するために必要な複素数の乗算の計算複雑度は、概略的に式3のように表現することができる。

30

【0063】

【数12】

〔式3〕

$$\left(\frac{1}{2} N_r N_s^2 + \frac{1}{2} N_s^3 + N_s^2 + N_r N_s \right) N_{RB}^{DL} N_{syb}^{DL}$$

【0064】

40

【数 1 3】

大規模MIMOの場合、受信アンテナ数 (N_r) が多く、この場合、最大受信アンテナ数だけのストリーム数 (N_s) のストリームを受信することができる (the number N_r of receive antennas is large and, in this case, streams corresponding in number N_s to a maximum number of receive antennas may be received)。この場合、受信器の通信容量を最大 N_s 倍だけ向上させることができるが、複雑度は、ストリーム数の3乗 ($O(N_s^3)$) に比例して急に増加する。したがって、受信ストリームの数が多い場合に、性能低下を最小にしながらも、低い複雑度で処理できる受信器が必要である。

10

【0065】

一方、図6は、図5のRBの一部を示すものであり、複数のREで構成されるREグループを示す。各REグループ内で各REのチャネルは互いに相関関係を有することができる。特に、ドップラ効果が小さい場合(受信器が低速で移動したり固定されている場合)、同じ横軸に位置しているREの相関関係が大きい。一方、チャネルの電力遅延分散(power delay spread)が少ない場合、同じ縦軸に位置しているREの相関関係が大きい。仮に、ドップラ効果が小さいと共に、チャネルの電力遅延分散が小さい場合、図6に示す全REの相関関係が大きくなる。図6の場合、中心REと周辺REとの相関関係を、陰影の濃さで示した。すなわち、各REの陰影が濃いほど中心REとの相関関係が大きく、逆に、薄いほど相関関係が小さい。

20

【0066】

図7に示すように、従来(既存)の(conventional)MIMO受信器は、このようなRE間の相関関係を考慮しないでそれぞれのREに同一の処理を行って伝送信号を検出した。すなわち、従来のMIMO受信器は、受信信号に対して、各REごとにチャネル情報 G_i からフィルタ B_i を計算し(710)、それぞれのREに対して伝送信号を検出してデコードした(720)。しかし、このような従来の受信アルゴリズムは、上述したように、大規模MIMO環境でストリーム数の増加による計算複雑度及びメモリ所要量の増加を考慮する場合、改善される必要がある。

30

【0067】

以下では、上述したRE間の相関関係を用いて、既存のアルゴリズムと同じ性能を提供しながらも、より一層小さい複雑度を有するアルゴリズムによって動作するMIMO受信器を提案する。

【0068】

2. 前処理フィルタを用いたMIMO受信器の動作方法

図8は、本発明の一実施例によって前処理フィルタを用いるMIMO受信器の動作処理を示す図である。

【0069】

40

【数 1 4】

前処理フィルタを用いるMIMO受信器は、図6で説明したように、チャネル間の相関関係が相対的に大きい複数のREを（Nの大きさを有する）一つのREグループとして設定する。以下において、REグループ内の l 番目のREの受信信号から受信信号検出器（例えば、MMSEフィルタ）を用いて検出された信号 \hat{S}_l を‘検出信号’として定義する。図7で説明したMIMO受信器の場合、受信信号から検出信号を検出する処理でレイヤの数が多い場合、図1のような複雑度の問題が発生する。このような複雑度を低減するために、提案するMIMO受信器は、MMSEフィルタを直接計算してREグループ内のREの検出信号を検出する代わりに、数値解析アルゴリズム（例えば、CG（Conjugate Gradient）アルゴリズム）を用いる。

10

【0070】

以下において、 V_1 は、REグループ内の1番目のREのMIMOチャネルに基づいて生成された‘前処理フィルタ（又は、加速フィルタ）’を意味する。上述した数値解析アルゴリズムは、繰り返し計算処理を通じて解を見つけ、各繰り返し毎に計算される解が正確な解に近づく。このような繰り返し計算処理で前処理フィルタ V_1 を活用する場合、MIMO受信器は、少ない繰り返し数（すなわち、速い速度で）のみでも所望の解を見つけることができる。

20

【0071】

しかし、上述したように所望の解を見つけるための速度を十分に速くするための前処理フィルタを生成することにもまた、高い複雑度を要求する。したがって、REグループ内で全てのREに対してそれぞれ前処理フィルタを求める計算複雑度を低減するために、特定のRE（例えば、上述した1番目のRE）で前処理フィルタを生成し、REグループ内の他のREがこれを共有して使用することができる。すなわち、REグループ内のREが検出信号を検出する処理において、数値解析アルゴリズムは同一の前処理フィルタを活用する。上述した特定のRE（又は、1番目のRE）を‘基準RE’として定義することができ、これは、単に前処理フィルタを計算する基準となるREを意味し、REグループ内でREの順序やインデックスとは関係がない。

30

【0072】

したがって、グループ内のRE間のチャネル相関関係が大きい場合、提案するMIMO受信器は、一つのREから生成した前処理フィルタ（810）をREグループ内の全てのREで共有し、数値解析アルゴリズムは、前処理フィルタを用いて検出信号を生成する（820, 830, 840）。これによって、従来のMIMO受信器よりも少ない複雑度のみでも同じ性能を具現することができる。REグループ内で1番目のREと他のREとの間のチャネル相関関係が大きいほど、このような繰り返し速度の短縮効果は大きくなる。

【0073】

図9及び図10は、前処理フィルタを活用するMIMO受信器が検出信号を検出する処理を概念的に示した図である。図9は、受信信号検出器（又は、受信フィルタ）を共有する方式によって動作するMIMO受信器の検出信号検出処理を示し、図10は、上述した前処理フィルタを共有する方式によって動作するMIMO受信器の検出信号検出処理を示す。図9及び図10で矢印は、数値解析アルゴリズムが計算を繰り返すそれぞれの処理を意味する。

40

【0074】

まず、図9において、円の中心（920）は、MIMO受信器が所望する（望む）解、すなわち、正確な検出信号を意味する。検出信号が正確な解から多少差がある場合（910）、数値解析アルゴリズムは、正確な解（920）に到達するためには、複数回の繰り返し処理を経なければならない。一方、検出信号が正確な解に相対的に近い場合（930, 940）、少ない回数の繰り返しのみでも正確な解（920）を見つけることができる

50

(9 5 0)。したがって、受信フィルタ共有方式によって動作する M I M O 受信器は、受信フィルタを共有することによって、検出信号の初期値が正確な解に近づく（すなわち、誤差が小さくなる（少ない誤差を有する）（an error decreases））方向に動作する。

【 0 0 7 5 】

一方、図 1 0 において、前処理フィルタを共有する方式によって動作する M I M O 受信器は、検出信号の初期値を所望の解（すなわち、円の中心（ 1 0 2 0 ））に近付ける（近く）計算を行うよりは（instead of enabling the initial value of the detection signal to become close to the desired value (that is, the center 1020 of the circles)）、繰り返し回数を低減する方向に動作する。すなわち、提案する方式による M I M O 受信器は、数値解析アルゴリズムの所望の解（ 1 0 2 0 ）と相対的に大きい差を有する初期値が計算されるとしても（ 1 0 1 0 ）、図 9 に比べて相対的に少ない回数の繰り返し（ 1 0 3 0 ）のみで所望の解を見つけることができる。換言すれば、図 1 0 での M I M O 受信器は、数値解析アルゴリズムの繰り返し計算による収束速度を急激に増加させて複雑度を減少させる方向に動作する。

【 0 0 7 6 】

以下では、このような M I M O 受信器が前処理フィルタ V_1 を生成する具体的な実施例について説明する。

【 0 0 7 7 】

第 1 の実施例によれば、前処理フィルタは、ヤコビ（Jacobi）方式、ガウスザイデル（Gauss-Seidel）方式、S Q R プレコンディショニング（SQR preconditioning）方式、不完全コレスキ因数分解（incomplete Cholesky factorization）方式などの様々なアルゴリズムによって生成されてもよい。

【 0 0 7 8 】

【数 1 5】

まず、基準 R E（1 番目の R E）の M I M O チャネルに基づいて、任意の行列 A_1 は、次式 4 のように定義することができる。

【 0 0 7 9 】

【数 1 6】

〔式 4〕

$$A_1 = G_1^\dagger G_1 + R$$

【 0 0 8 0 】

【数 1 7】

式 4 において、行列 A_1 は、正定値行列（positive definite matrix）であり、対称性を有するため、次式 5 のように分解することができる。

【 0 0 8 1 】

10

20

30

40

【数 1 8】

〔式 5〕

$$A_1 = L_1 + D_1 + L_1^H$$

【 0 0 8 2 】

【数 1 9】

10

式 5 において L_1 は、下三角行列 (lower triangular matrix) であり、 D_1 は、対角行列 (diagonal matrix) である。式 5 において、上述した様々な方式のうち 3 つの方式による前処理フィルタ V_1 を定義することができる。

【 0 0 8 3 】

【数 2 0】

$$\text{ヤコビ方式: } V_1 = D_1^{-1}$$

20

$$\text{ガウスザイデル方式: } V_1 = (L_1 + D_1)^{-1}$$

$$\text{SQR プレコンディショニング方式: } V_1 = w(L_1 + wD_1)^{-1} \quad (w \text{ は、任意の定数})$$

【 0 0 8 4 】

【数 2 1】

上述した方式のうち、ガウスザイデル方式及び SQR プレコンディショニング方式は、実際の逆行列を計算して前処理フィルタ V_1 を明確に表現することができる。しかし、逆行列を求める計算複雑度を低減しようとする場合、 V_1 を正確に計算する代わりに、次式 6 による後退代入 (back substitution) 処理を通じて V_1 を計算することもできる。

30

【 0 0 8 5 】

【数 2 2】

〔式 6〕

$$\mathbf{x} = V^{-1}\mathbf{y} \rightarrow V\mathbf{x} = \mathbf{y}$$

40

【 0 0 8 6 】

【数 2 3】

式6において、 \mathbf{V} が下三角行列であれば、式6の解である \mathbf{X} は、式6の右側の式から順次計算され得る。

【0 0 8 7】

【数 2 4】

10

上述した3つの方式に加え、不完全コレスキ因数分解方式が適用される場合、式5の \mathbf{A}_1 は、次式7のように不完全コレスキファクタ $\hat{\mathbf{L}}_1$ に分解され得る。 $\hat{\mathbf{L}}_1$ は、下三角行列である。

【0 0 8 8】

【数 2 5】

〔式7〕

$$\mathbf{A}_1 \approx \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{L}}_1^H$$

20

【0 0 8 9】

【数 2 6】

不完全コレスキ因数分解方式は、完全コレスキ因数分解 (complete Cholesky factorization) 方式に比べて少ない複雑度で \mathbf{A}_1 を分解することができるが、近似された下三角行列が定義される。不完全コレスキ因数分解方式の場合、前処理フィルタ \mathbf{V}_1 は、次式8のように定義される。

30

【0 0 9 0】

【数 2 7】

〔式8〕

$$\mathbf{V}_1 = \left(\hat{\mathbf{L}}_1^H \right)^{-1} \hat{\mathbf{L}}_1^{-1}$$

40

【0 0 9 1】

【数 2 8】

式8による前処理フィルタ \mathbf{V}_1 もまた、直接逆行列を計算して正確に表現されてもよく、後退代入処理によって計算及び表現されてもよい。

【0 0 9 2】

50

【数 2 9】

本発明の実施例に係る前処理フィルタ \mathbf{V}_1 は、上述した4つの方式以外にも、様々な方式により計算され、定義されてもよい。例えば、‘Iterative Methods for Sparse Linear Systems’などの文献で紹介された種々の方式とアルゴリズムが、前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を計算する処理に活用されてもよい。

【0 0 9 3】

10

【数 3 0】

前処理フィルタを生成する第2の実施例として、前処理フィルタ \mathbf{V}_1 は、REのMIMOチャネルの特性を用いて生成されてもよい。上述した第1の実施例によって \mathbf{A}_1 を計算するためには、行列X行列の演算 $(\mathbf{G}_1^\dagger \mathbf{G}_1)$ 処理が要求される。このような演算処理の計算複雑度を改善するために、第2の実施例では、REのMIMOチャネルを活用して低い（少ない）（low）複雑度で \mathbf{A}_1 を計算する。

20

【0 0 9 4】

【数 3 1】

具体的に説明すると、基準REで $\mathbf{G}_1^\dagger \mathbf{G}_1$ は、次式9の対角行列 \mathbf{Z}_1 に近似され得る。

【0 0 9 5】

【数 3 2】

30

$$\begin{aligned}
 & \text{〔式9〕} \\
 & \mathbf{Z}_1 \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{g}_2^H \mathbf{g}_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{g}_{N_s}^H \mathbf{g}_{N_s} \end{bmatrix} \approx \mathbf{G}_1^\dagger \mathbf{G}_1 \\
 & \mathbf{G}_1 = [\mathbf{g}_1 \ \mathbf{g}_2 \ \cdots \ \mathbf{g}_{N_s}]
 \end{aligned}$$

40

【0 0 9 6】

【数 3 3】

式9の近似処理は、ストリームの数 (N_s) が多くなり、チャネル要素間の相関関係が小さいほど正確になる。このような近似処理は、大規模MIMO環境でのチャネルの特徴によって非対角行列成分 (off-diagonal term) を0に近似することができるという点に起因する。上述した近似処理によって、行列 \mathbf{A}_1 は、次式10の対角行列で定義することができる。

【0 0 9 7】

10

【数 3 4】

〔式10〕

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{R}$$

【0 0 9 8】

【数 3 5】

20

次いで、式10の \mathbf{A}_1 は、対角成分のみで表現できるため、式10の \mathbf{A}_1 に対して、第1の実施例で説明したヤコビ方式を適用して前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を計算することができる。第2の実施例の場合、近似処理での誤差が大きい場合、数値解析アルゴリズムの繰り返し回数が減少する量は大きくない。すなわち、所望の解に収束する速度が大きく増加しない。

【0 0 9 9】

次いで、前処理フィルタを生成する第3の実施例を図11と共に説明する。図11は、本発明と関連してMIMO受信器が前処理フィルタを生成する一例を示す図である。

30

【0 1 0 0】

【数 3 6】

第3の実施例では、第1の実施例での $\mathbf{G}_1 \mathbf{G}_1^\dagger$ との誤差が小さい \mathbf{Z}_1 を見つけ、第2の実施例で提案した方法を活用する。例えば、MIMOチャネル行列 \mathbf{G}_1 が、図11に示された1110, 1120, 1130に示された形態の行列 $\tilde{\mathbf{G}}_1$ に近似される場合、 \mathbf{A}_1 を計算するための複雑度を大幅に低減することができる。図11で黒色成分は0ではない値を、白色成分は0値をそれぞれ示す。すなわち、チャネル行列のそれぞれの成分の大きさを所定の閾値と比較し、閾値よりも小さい成分の値 (チャネルサイズ) (value) は0に近似する。このとき、近似された $\tilde{\mathbf{G}}_1$ のランクが \mathbf{G}_1 と同一でなければならない。

40

【0 1 0 1】

【数 3 7】

以上では、前処理フィルタ V_1 を計算する 3 つの実施例について説明した。以下では、前処理フィルタを活用して検出信号を検出する数値解析アルゴリズムについて説明する。

【0 1 0 2】

数値解析アルゴリズムは、RE グループ全体に対して検出信号を検出し、生成するための MMSE、ZF (Zero Forcing)、IRC (Interference Rejection Combining)、BLAST アルゴリズムなどの逆行列演算を代替する。提案する数値解析アルゴリズムは、TR 36.866 for NAIC v1.1.0 に記述された全ての MIMO 受信器に適用可能である。このような数値解析アルゴリズムは、上述した逆行列演算のみを代替するアルゴリズムであるので、従来の MIMO 受信器よりも複雑度が改善されると共に、同一又は類似の水準の検出性能を示す。

【0 1 0 3】

【数 3 8】

数値解析アルゴリズムとして、CG (Conjugate Gradient)、ニュートン法 (Newton method)、最急降下法 (steepest descent method) などのアルゴリズムを活用することができる。数値解析アルゴリズムは、上述した前処理フィルタ V_1 を用いて少ない繰り返し回数で (すなわち、速い速度で) 解を算出し、前処理フィルタを生成した基準 RE と他の RE との間の相関関係が大きいほど、繰り返し回数の減少効果は大きくなる。

【0 1 0 4】

図 8 及び CG アルゴリズムを例に挙げて数値解析アルゴリズムを具体的に説明する。CG アルゴリズムは、予め決定された正確度を導出するまで反復的に演算するアルゴリズムであり、収束アルゴリズム (converging algorithm) であって、アルゴリズムの繰り返しによって誤差が減少する方向に結果が導出される。

【0 1 0 5】

まず、MIMO 受信器は、相関関係が一定以上である複数の RE を束ねて図 6 のような一つの RE グループを形成する。RE グループに含まれたいずれか 1 つの RE が基準 RE (1 番目の RE) となり、MIMO 受信器は、基準 RE の MIMO チャネルを用いて前処理フィルタを生成する。基準 RE は、RE グループにおいて時間軸 / 周波数軸上で最も中心に近い RE となり得るが、このような例に限定されるものではない。

【0 1 0 6】

【数 3 9】

MIMO 受信器は、基準 RE の前処理フィルタ V_1 に基づいて、RE グループ内の他の RE に対して、数値解析アルゴリズム (CG アルゴリズム) を用いて検出信号 \hat{S}_j を生成する。CG アルゴリズムは、次式 11 のような形態で具現することができる。

【0 1 0 7】

【 数 4 0 】

〔式 1 1〕

$$\hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{I}_{N_s \times 1}$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$$

$$\mathbf{b} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{y}_l$$

$$\mathbf{g}^{(0)} = \mathbf{b} - \mathbf{t}$$

$$\mathbf{d}^{(0)} = \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(0)}$$

while $\|\mathbf{g}^{(i)}\| > \delta \|\mathbf{g}^{(0)}\|$ do

$$t = (\mathbf{g}^{(i)})^\dagger \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i)}$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \mathbf{d}^{(i)} + \mathbf{R} \mathbf{d}^{(i)}$$

$$\alpha^{(i)} = \frac{t}{(\mathbf{d}^{(i)})^\dagger \mathbf{t}}$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{(i+1)} = \hat{\mathbf{s}}^{(i)} + \alpha^{(i)} \mathbf{d}^{(i)}$$

$$\mathbf{g}^{(i+1)} = \mathbf{g}^{(i)} - \alpha^{(i)} \mathbf{t}$$

$$\beta^{(i+1)} = \frac{(\mathbf{g}^{(i+1)})^\dagger \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)}}{t}$$

$$\mathbf{d}^{(i+1)} = \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)} + \beta^{(i+1)} \mathbf{d}^{(i)}$$

end while

$$\hat{\mathbf{s}}_l = \hat{\mathbf{s}}^{(end)}$$

10

20

【 0 1 0 8 】

30

【 数 4 1 】

式 1 1 において、 $\hat{\mathbf{s}}^{(i)}$ は、数値解析アルゴリズムの i 番目の繰り返しにおいて推定された伝送信号である。0 番目の繰り返しの伝送信号、すなわち、初期値 $\hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ は、全てのエンタリー (entry) が 1 で構成されたベクトルに設定される。 $\hat{\mathbf{g}}^{(i)}$ 、 $\hat{\mathbf{d}}^{(i)}$ 、 $\mathbf{b}^{(i)}$ は、解を求めるための一時 (臨時) (temporary) ベクトルを示し、 f_1 、 f_2 は、上記一時ベクトルの関係を決定する関数である。 $\hat{\mathbf{g}}^{(i)}$ ベクトルは、勾配ベクトル (gradient vector) であり、繰り返し実行アルゴリズムが正確な解へと進行する最も速い方向を示す。このとき、更新されたベクトル $\mathbf{g}^{(i)}$ と初期に生成された $\mathbf{g}^{(0)}$ ベクトルとの差が特定閾値未満である場合、アルゴリズムの繰り返しが止まる。すなわち、上記 $\hat{\mathbf{g}}^{(i)}$ ベクトルの大きさから、MMSE フィルタを直接算出して求めた結果と 2 次信号との誤差の大きさを間接的に知ることができる。 $\mathbf{g}^{(i)}$ 値が 0 である場合、2 次信号と MMSE フィルタを用いて求めた結果との差は 0 になる。

40

【 0 1 0 9 】

50

【数 4 2】

式11において、 δ は、上記アルゴリズムの終了時点を決定し、アルゴリズムが目標とする正確度を意味し得る。 δ は、システムによって自動的に決定されてもよく、ユーザの入力によって決定されてもよい。 δ が小さいほど、アルゴリズムの繰り返しが多く行われるが、結果の正確度が高く、 δ が大きいほど、アルゴリズムの繰り返しが少なく行われるが、結果の正確度は低下する。すなわち、 δ の大きさによって、CGアルゴリズムを用いて求めた解とMMSEフィルタを用いて求めた解との許容誤差が決定される。MIMO受信器は、 δ を調節することによって、複雑度と性能とのトレードオフ (trade-off) を提供することができる。一方、CGアルゴリズムは、繰り返し回数が正方行列の大きさと同一になる場合、CGアルゴリズムを通じて得た解と、MMSEフィルタを用いて求めた解とが同一になる。

10

【0110】

一実施例によれば、MIMO受信器は、数値解析アルゴリズムの繰り返し回数を制限することによって、検出信号を検出するのにかかる最大時間を制限することができる。MIMO受信器が特定のREの信号を検出するのにかかる時間が、他のREよりも相対的に長い場合、システム全体の総処理時間に影響を与えることになる。このような状況を防止するために、検出信号を検出する時間を特定範囲内に制限することができる。

20

【0111】

検出時間は、数値解析アルゴリズムの繰り返し回数を制限することによって共に制限され得る。すなわち、数値解析アルゴリズムの各繰り返しを実行するのにかかる時間は一定であるため、繰り返し回数を制限することによって、MIMO受信器は繰り返し時間を調節することができる。一方、繰り返し回数を制限することは、CGアルゴリズムを通じて求めた解と、MMSEフィルタを用いて求めた解との誤差が大きくなり得るため、性能劣化と処理時間とのトレードオフとして作用し得る。

【0112】

【数 4 3】

30

図12は、前処理フィルタが適用される他の実施例のMIMO受信器の動作処理を示す図である。図12では、前処理フィルタ V_1 を生成する他の実施例を説明する。

【0113】

【数 4 4】

40

図12において、前処理フィルタ V_1 は、REグループ内の全REのチャネルを用いて計算される。例えば、 V_1 は、次式12で計算される G_A に基づいて生成され得る。

【0114】

【数 4 5】

〔式 1 2〕

$$\mathbf{G}_A = \frac{1}{N} \sum_{l=1}^N w_l \mathbf{G}_l$$

【 0 1 1 5 】

【数 4 6】

10

式 1 2 において、 N は、RE グループ内のRE の個数を意味し、 w_l は、各チャネル行列に対する重み値を意味し、 $w_l = 1$ である場合、 \mathbf{G}_A は、全体のチャネル行列の平均として定義される。MIMO 受信器は、式 1 2 で計算されたチャネル行列 \mathbf{G}_A に基づいて、RE グループ全体で共有される前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を計算する (1 2 1 0)。次いで、MIMO 受信器は、前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を用いて各RE に対する検出信号を検出する (1 2 2 0, 1 2 3 0, 1 2 4 0)。

20

【 0 1 1 6 】

【数 4 7】

上記図 8 乃至図 1 2 では、MIMO 受信器が前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を生成する実施例、及び \mathbf{V}_1 を用いて検出信号を生成する実施例について説明した。以下の図 1 3 乃至図 1 5 では、前処理フィルタをRE グループ内で共有する実施例に加え、RE グループ内で受信フィルタが共有される実施例を説明する。

30

【 0 1 1 7 】

【数 4 8】

図 1 3 は、前処理フィルタが適用される更に他の実施例に係るMIMO受信器の動作処理を示す図である。図 1 3 では、図 8 とは異なり、MIMO 受信器が、RE グループ内の基準RE のチャネル \mathbf{G}_1 に基づいて前処理フィルタ \mathbf{V}_1 及び受信フィルタ \mathbf{B}_1 を生成する (1 3 1 0)。 \mathbf{V}_1 及び \mathbf{B}_1 は、RE グループ内の全RE で共有され、MIMO 受信器は、受信フィルタ \mathbf{B}_1 を用いて、受信信号から 1 次信号を検出する (1 3 2 0, 1 3 3 0)。次いで、MIMO 受信器は、前処理フィルタ \mathbf{V}_1 と各RE の固有チャネルに基づいた数値解析アルゴリズムとを活用して 1 次信号を補償する処理を経て 2 次信号を検出する (1 3 4 0, 1 3 5 0, 1 3 6 0)。

40

【 0 1 1 8 】

上述した処理を、次式 1 3 を参照して具体的に説明する。

【 0 1 1 9 】

【数 4 9】

〔式 1 3〕

$$\mathbf{b} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{y}_l$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{B}_1 \mathbf{b}$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$$

$$\mathbf{g}^{(0)} = \mathbf{b} - \mathbf{t}$$

$$\mathbf{d}^{(0)} = \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(0)}$$

while $\|\mathbf{g}^{(i)}\| > \delta \|\mathbf{g}^{(0)}\|$ do

$$t = (\mathbf{g}^{(i)})^\dagger \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i)}$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \mathbf{d}^{(i)} + \mathbf{R} \mathbf{d}^{(i)}$$

$$\alpha^{(i)} = \frac{t}{(\mathbf{d}^{(i)})^\dagger \mathbf{t}}$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{(i+1)} = \hat{\mathbf{s}}^{(i)} + \alpha^{(i)} \mathbf{d}^{(i)}$$

$$\mathbf{g}^{(i+1)} = \mathbf{g}^{(i)} - \alpha^{(i)} \mathbf{t}$$

$$\beta^{(i+1)} = \frac{(\mathbf{g}^{(i+1)})^\dagger \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)}}{t}$$

$$\mathbf{d}^{(i+1)} = \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)} + \beta^{(i+1)} \mathbf{d}^{(i)}$$

end while

$$\hat{\mathbf{s}}_l = \hat{\mathbf{s}}^{(end)}$$

【 0 1 2 0 】

【数 5 0】

式 1 3 において、 $\hat{\mathbf{s}}_l^{(0)}$ は、基準 RE のチャンネルに基づいて生成された受信フィルタ \mathbf{B}_1 を用いて l 番目の RE の受信信号から検出された 1 次信号を示す。式 1 3 の数値解析アルゴリズムは、基準 RE から生成された前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を用いて 1 次信号を補償して 2 次信号 $\hat{\mathbf{s}}_l$ を生成する。基準 RE と RE グループ内の他の RE との間の相関関係が大きい場合、共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 を用いて検出された 1 次信号は、MMSE フィルタを直接用いて求めた解とほぼ同様であり、数値解析アルゴリズムが前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を用いて 1 次信号を補償して 2 次信号を検出する処理はさらに迅速に行われる。逆に、相関関係が小さい場合、1 次信号は、MMSE フィルタを直接用いて求めた解と誤差が大きく、2 次信号を検出する処理もまた、前処理フィルタを用いていない場合とあまり差がなくなる。

【 0 1 2 1 】

【数 5 1】

一方、以下では、図 1 3 の実施例で前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を求める実施例について説明する。
 図 1 3 では、図 8 とは異なり、RE グループ内で共有される共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 が計算されるため、前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を計算する処理が図 8 とは異なり得る。

【0 1 2 2】

10

【数 5 2】

まず、基準 RE のチャネルに基づいて任意の行列 \mathbf{A}_1 を次式 1 4 のように定義する。

【0 1 2 3】

【数 5 3】

$$\begin{aligned} & \text{〔式 1 4〕} \\ & \mathbf{A}_1 = \mathbf{G}_1^H \mathbf{G}_1 + \mathbf{R} \end{aligned}$$

20

【0 1 2 4】

【数 5 4】

式 1 4 において、 \mathbf{A}_1 は、共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 と逆行列関係 ($\mathbf{B}_1 = \mathbf{A}_1^{-1}$) にある。MIMO 受信器は、行列 \mathbf{A}_1 に基づいて、以下の 3 つの実施例によって前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を定義することができる。

30

【0 1 2 5】

【数 5 5】

第一に、前処理フィルタ \mathbf{V}_1 は、共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 の逆行列となり得る。すなわち、共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 がすなわち前処理フィルタ \mathbf{V}_1 となり得る。本実施例は、次式 1 5 のように表現され、MIMO 受信器は、共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 が計算されると、これをそのまま前処理フィルタとして使用する。共用受信フィルタと前処理フィルタとが同一であるので、MIMO 受信器は、追加して \mathbf{V}_1 を計算する必要がなく、 \mathbf{V}_1 を計算し、格納するのに要求されるメモリが不要になる。

40

【0 1 2 6】

【数 5 6】

〔式 1 5〕

$$\mathbf{V}_1 = \mathbf{A}_1^{-1} = \mathbf{B}_1$$

【 0 1 2 7 】

【数 5 7】

10

第二に、MIMO受信器は、完全コレスキ因数分解 (complete Cholesky factorization) 方式によって \mathbf{A}_1 を分解して前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を計算することができる。この処理は、以下の順序によって3つの段階を経て行われる。

【 0 1 2 8 】

【数 5 8】

20

$$\text{i) } \mathbf{A}_1 = \mathbf{L}_1 \mathbf{L}_1^H \quad (\mathbf{L}_1 \text{ は下三角行列})$$

$$\text{i i) } \mathbf{B}_1 = (\mathbf{L}_1^H)^{-1} \mathbf{L}_1^{-1}$$

$$\text{i i i) } \mathbf{V}_1 = (\hat{\mathbf{L}}_1^H)^{-1} \hat{\mathbf{L}}_1^{-1}, \quad \hat{\mathbf{L}}_1 \approx \mathbf{L}_1$$

【 0 1 2 9 】

【数 5 9】

30

後退代入演算処理が用いられる場合、段階 i i) で下三角行列 \mathbf{L}_1 の逆行列を求める処理は省略してもよい。すなわち、2番目の方式では、 $\mathbf{B}_1, \mathbf{V}_1$ の適用において、後退代入演算処理を活用して複雑度を軽減させることができ、この場合、前処理フィルタ \mathbf{V}_1 及び共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 を作る処理全体における主要な複雑度は、段階 i) で発生する。

【 0 1 3 0 】

【数 6 0】

40

一方、段階 i i i) は、 $\hat{\mathbf{L}}_1 \approx \mathbf{L}_1$ 処理の近似を通じてスパース (疎) (sparse) な前処理フィルタ (行列のほとんどの元素が0である行列) を生成する処理である。この処理は、前処理フィルタがスパース (sparse) フィルタである場合、数値解析アルゴリズムの繰り返し毎に発生する計算複雑度が大幅に低減されるためである。

【 0 1 3 1 】

【数 6 1】

最後の第三の方法として、不完全コレスキ因数分解 (incomplete Cholesky factorization) 方式によって前処理フィルタ \mathbf{V}_1 が計算され得る。この処理は、以下の順序によって3つの段階を経て行われる。

【0 1 3 2】

【数 6 2】

10

$$i) \mathbf{A}_1 \approx \hat{\mathbf{L}}_1 \hat{\mathbf{L}}_1^H \quad (\hat{\mathbf{L}}_1 \text{ は下三角行列})$$

$$i \ i) \mathbf{B}_1 = (\hat{\mathbf{L}}_1^H)^{-1} \hat{\mathbf{L}}_1^{-1}$$

$$i \ i \ i) \mathbf{V}_1 = (\hat{\mathbf{L}}_1^H)^{-1} \hat{\mathbf{L}}_1^{-1}$$

【0 1 3 3】

【数 6 3】

20

第2の実施例における前処理フィルタ \mathbf{V}_1 及び共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 を作る処理の主要な複雑度は、段階 i) で発生する。したがって、第3の実施例では、段階 i) で完全コレスキ因数分解を用いる代わりに、不完全コレスキ因数分解を用いて $\hat{\mathbf{L}}_1$ を計算する。

【0 1 3 4】

【数 6 4】

30

$\hat{\mathbf{L}}_1$ に基づいて前処理フィルタ \mathbf{V}_1 及び共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 を計算する場合、第2の実施例とは異なり、基準REに対しても補償処理を経て2次信号を計算しなければならない。これは、 \mathbf{B}_1 自体が近似された逆行列であるため、基準REに対しても誤差が発生し得るためである。結果的に、上述した3つの実施例のうち第3の実施例は、共用受信フィルタ及び前処理フィルタの生成に最も小さい複雑度が要求されるが、補償処理における各繰り返し回数は最も多く必要となり得る。

40

【0 1 3 5】

上述した実施例は、単なる例示に過ぎず、これらの方法以外にも、様々な方法によって前処理フィルタ及び共用受信フィルタを定義することができる。

【0 1 3 6】

【数 6 5】

一方、図 1 3 と関連して上述した実施例とは異なり、RE 間のチャネル相関関係に応じて、前処理フィルタ及び RE の固有チャネルを用いた補償処理 (1 3 4 0, 1 3 5 0) は省略されてもよい。すなわち、基準 RE と他の RE との間の相関関係が十分に大きい場合、共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 を用いて検出された 1 次信号の誤差が相対的に小さい。このように、RE の 1 次信号の誤差が最終結果の性能に及ぼす影響が小さいと予想される場合、1 次信号に対する補償処理が省略され、1 次信号は直ちにデコーダ 1 3 7 0 に入力される。すなわち、補償処理で要求される計算複雑度及びメモリ所要量を減少させることができる。

10

【0 1 3 7】

【数 6 6】

図 1 4 は、前処理フィルタを活用する更に他の方式の MIMO 受信器の動作処理を示す図である。図 1 4 は、共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 を活用するという観点では、図 1 3 とほぼ同様である。しかし、図 1 4 の実施例では、基準 RE のチャネルに基づいて前処理フィルタ \mathbf{V}_1 を計算するものではなく、RE グループ内の各 RE の固有チャネルを用いてそれぞれの RE に対して前処理フィルタを計算する。1 次信号の補償処理は、 \mathbf{V}_1 ではなく、それぞれの RE の固有チャネルに基づいて生成された前処理フィルタを用いて行われる。

20

【0 1 3 8】

【数 6 7】

具体的に説明すると、MIMO 受信器は、基準 RE のチャネルに基づいて共用受信フィルタ \mathbf{B}_1 を計算する (1 4 1 0)。 \mathbf{B}_1 は、RE グループ内の RE に共有され、1 次信号を生成するのに活用される (1 4 3 0)。一方、1 次信号に対する補償処理に先立ち、MIMO 受信器は、それぞれの RE の固有チャネルに基づいて前処理フィルタを生成する (1 4 4 0, 1 4 6 0)。すなわち、2 番目の RE に対しては、 G_2 に基づいて \mathbf{V}_2 を計算し (1 4 4 0)、N 番目の RE に対しては、 G_N に基づいて \mathbf{V}_N を計算する (1 4 6 0)。

30

【0 1 3 9】

それぞれの RE に対して固有の前処理フィルタを生成する処理は、上記の図 8 乃至図 1 3 で説明した実施例が適用されてもよい。次いで、MIMO 受信器は、それぞれの RE に対して生成された固有の前処理フィルタを用いて、数値解析アルゴリズムに基づいた補償処理を行う (1 4 5 0, 1 4 7 0)。補償処理を経て生成された 2 次信号 (1 4 8 0) は、デコーダ 1 4 9 0 に入力されて処理される。

40

【0 1 4 0】

図 1 4 の実施例によれば、それぞれの RE 毎に前処理フィルタが生成されるため、追加の複雑度が要求される。しかし、RE 間のチャネル相関関係が低い場合、図 8 乃至図 1 3 の方式によって前処理フィルタを共有する実施例は、補償処理の繰り返し回数が増加する。これによって、図 1 4 の固有の前処理フィルタを活用する実施例は、全体の複雑度及び計算処理にかかる時間の短縮においてより一層効果的である。

【0 1 4 1】

50

【数 6 8】

さらに、後退代入演算処理を仮定するヤコビ、ガウスザイデル、SQRプレコンディショニング方式によって前処理フィルタを生成する場合、前処理フィルタを計算する処理で発生する複雑度の増加を最小にすることができるので、MIMO受信器に大きな負担にはならない。一方、サイズNである下三角逆行列を後退代入処理により処理する場合、複雑度は N^2 よりも小さい。

【0 1 4 2】

10

図15は、従来技術と前処理フィルタを適用する場合との計算複雑度を比較するグラフである。

【0 1 4 3】

【数 6 9】

図15において、グラフに四角形が示された曲線は、REグループ内の全REに対して、それぞれMMS Eフィルタを用いて信号を検出する場合の計算複雑度を示す。星が示された曲線は、REグループ内で前処理フィルタ V_1 が共有される場合を、三角形が示された曲線は、REグループ内で V_1 は共有されないが、共用受信フィルタ B_1 が共有されて補償処理が行われる場合をそれぞれ示す。図15において目視で確認できるように、以上で提案したMIMO受信器は、受信ストリームの数が多いほど、より多くの複雑度利得を有する。

20

【0 1 4 4】

【数 7 0】

以上で説明した実施例によれば、REグループ内で全REの相関関係が1である場合、各REの受信フィルタ B_i は基準REの受信フィルタ B_1 と同一になる。したがって、 B_1 のみを使用しても、1次信号は性能が低下することなくデコーダに入力され得る。これによって、REグループ内で1つの受信フィルタのみを求めればよいので、全体の計算複雑度は $1/N$ (Nは、REグループ内のREの個数) に減少する。

30

【0 1 4 5】

【数 7 1】

REグループ内のRE間の相関関係が1よりも小さい場合、共用受信フィルタ B_1 を用いて計算された1次信号の誤差は、前処理フィルタ V_1 を用いて補償される。RE間の相関関係が大きいほど、前処理フィルタを用いた数値解析アルゴリズムの補償処理は迅速に行われる（すなわち、繰り返し回数が減少する）。このとき、前処理フィルタを適用する補償処理は、前処理フィルタを適用していない場合よりも計算複雑度は増加し得るが、繰り返し回数がそれより大幅に減少する。結果的に、提案されたMIMO受信器は、RE間の相関関係を最大限用いることによって、性能低下を最小にしながらも複雑度を減少させることができる。

40

50

【 0 1 4 6 】

計算複雑度をさらに低減しようとする場合、MIMO受信器は、前処理フィルタを活用した補償処理で誤差による性能劣化を甘受する代わりに、計算複雑度を低減することもできるので、計算複雑度と性能とのトレードオフを提供することができる。

【 0 1 4 7 】

また、提案された技法によれば、基準REを除いたREに対しては逆行列を直接計算しないため、全ての演算が行列×ベクトル演算で行われる。逆行列演算は分散処理が難しい一方、行列×ベクトル演算は、並列化が容易であるため、分散処理技法を容易に適用することができる。これによって、全体の処理時間を著しく減らすことができる。

【 0 1 4 8 】

10

3. 提案するMIMO受信器の動作方法

以上では、MIMO受信器が前処理フィルタを適用して受信信号を処理する動作処理について記述した。以下では、MIMO受信器がREグループに対する共分散行列を用いて受信信号を処理する処理について説明する。

【 0 1 4 9 】

提案する実施例において、MIMO受信器は、REグループに含まれたREのチャネル情報に基づいて共分散行列を生成する。REグループに含まれたREのうち基準REを除いたREのそれぞれに対して共分散行列が生成され、それぞれのREは、固有の共分散行列を有する。

【 0 1 5 0 】

20

【 数 7 2 】

具体的には、REグループに対する共分散行列は、次式16のように定義され、式16において、 l は、REグループ内の l 番目のREを意味する。

【 0 1 5 1 】

【 数 7 3 】

〔式16〕

$$\mathbf{U}_l = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l + \mathbf{R}$$

30

【 0 1 5 2 】

【 数 7 4 】

式16で、 \mathbf{G}_l は、 l 番目のREで推定されたチャネルを意味し、 \mathbf{R} は、共分散行列において干渉に対する成分を意味する。以下では、MIMO受信器が、上述した式16による共分散行列を用いて受信信号から検出信号を生成する処理を説明する。

40

【 0 1 5 3 】

【数 7 5】

図8及び式11では、MIMO受信器が、前処理フィルタ \mathbf{V}_1 及び数値解析アルゴリズム (CGアルゴリズム) を用いて受信信号を補償することによって、REグループ内の各REに対する検出信号を生成する処理を説明した。また、図13及び式13では、MIMO受信器が前処理フィルタ \mathbf{V}_1 及び受信フィルタ \mathbf{B}_1 に数値解析アルゴリズムを適用して検出信号を生成する処理を説明した。式11及び式13は、次式17のように表すことができる。

10

【0154】

【数 7 6】

[式17]

$$\mathbf{b} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{y}_l$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{I}_{N_r \times 1} \text{ or } \hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{B}_1 \mathbf{b}$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$$

$$\mathbf{g}^{(0)} = \mathbf{b} - \mathbf{t}$$

$$\mathbf{d}^{(0)} = \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(0)}$$

while $\|\mathbf{g}^{(i)}\| > \delta \|\mathbf{g}^{(0)}\|$ do

$$\mathbf{t} = (\mathbf{g}^{(i)})^\top \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i)}$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \mathbf{d}^{(i)} + \mathbf{R} \mathbf{d}^{(i)}$$

$$\alpha^{(i)} = \frac{\mathbf{t}}{(\mathbf{d}^{(i)})^\top \mathbf{t}}$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{(i+1)} = \hat{\mathbf{s}}^{(i)} + \alpha^{(i)} \mathbf{d}^{(i)}$$

$$\mathbf{g}^{(i+1)} = \mathbf{g}^{(i)} - \alpha^{(i)} \mathbf{t}$$

$$\beta^{(i+1)} = \frac{(\mathbf{g}^{(i+1)})^\top \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)}}{\mathbf{t}}$$

$$\mathbf{d}^{(i+1)} = \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)} + \beta^{(i+1)} \mathbf{d}^{(i)}$$

end while

$$\hat{\mathbf{s}}_l = \hat{\mathbf{s}}^{(end)}$$

20

30

40

【0155】

【数 7 7】

式 1 7 において、 $\hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{I}_{N_s \times 1}$ は、式 1 1 で説明した実施例が適用される場合を示し、
 $\hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{B}_1 \mathbf{b}$ は、式 1 3 で説明した実施例が適用される場合を示す。式 1 1 とは異なり、
 式 1 3 の実施例の場合には、受信フィルタを用いて 1 次信号を生成した後、1 次信号を補償し
 て 2 次信号（すなわち、検出信号）を生成するためである。式 1 7 のアルゴリズムによって検
 出信号を生成する場合、MIMO 受信器は、 $\mathbf{t} = \mathbf{G}_I^H \mathbf{G}_I \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ を計算する処理で、
 MIMO チャンネルを行列とベクトルとの積の形態で計算し、このような計算の複雑度は
 $2N_r N_s + N_s^2$ となる。

10

【0 1 5 6】

一方、次式 1 8 は、MIMO 受信器が共分散行列を用いて受信信号を処理する処理での
 数値解析アルゴリズム（CG アルゴリズム）を示す。

【0 1 5 7】

【数 7 8】

〔式 1 8〕

$$\mathbf{b} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{y}_l$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{I}_{N_s \times 1} \text{ or } \hat{\mathbf{s}}^{(0)} = \mathbf{B}_1 \mathbf{b}$$

$$\mathbf{U}_l = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l + \mathbf{R}$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{U}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$$

$$\mathbf{g}^{(0)} = \mathbf{b} - \mathbf{t}$$

$$\mathbf{d}^{(0)} = \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(0)}$$

while $\|\mathbf{g}^{(i)}\| > \delta \|\mathbf{g}^{(0)}\|$ **do**

$$t = (\mathbf{g}^{(i)})^\top \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i)}$$

$$\mathbf{t} = \mathbf{U}_l \mathbf{d}^{(i)}$$

$$\alpha^{(i)} = \frac{t}{(\mathbf{d}^{(i)})^\top \mathbf{t}}$$

$$\hat{\mathbf{s}}^{(i+1)} = \hat{\mathbf{s}}^{(i)} + \alpha^{(i)} \mathbf{d}^{(i)}$$

$$\mathbf{g}^{(i+1)} = \mathbf{g}^{(i)} - \alpha^{(i)} \mathbf{t}$$

$$\beta^{(i+1)} = \frac{(\mathbf{g}^{(i+1)})^\top \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)}}{t}$$

$$\mathbf{d}^{(i+1)} = \mathbf{V}_1 \mathbf{g}^{(i+1)} + \beta^{(i+1)} \mathbf{d}^{(i)}$$

endwhile

$$\hat{\mathbf{s}}_l = \hat{\mathbf{s}}^{(end)}$$

【 0 1 5 8 】

【数 7 9】

式 1 7 とは異なり、式 1 8 での数値解析アルゴリズムには、 $\mathbf{U}_l = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l + \mathbf{R}$ の計算を通じて共分散行列を定義する処理が追加され、計算された共分散行列を通じて $\mathbf{t} = \mathbf{U}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ が計算される。式 1 7 では、 $\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ を通じて \mathbf{t} を計算することは上記で説明した。

【 0 1 5 9 】

10

20

30

40

【数 8 0】

一方、式 1 8 によって検出信号を生成する場合、 $\mathbf{U}_l = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l + \mathbf{R}$ の計算複雑度は $(N_r N_s^2 + N_r N_s) / 2$ であり、 $\mathbf{t} = \mathbf{U}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ の計算複雑度は N_s^2 である。すなわち、式 1 8 において共分散行列を生成して検出信号を生成する場合の計算複雑度は、上記の式 1 7 で説明した計算複雑度である $2N_r N_s + N_s^2$ よりも高い。

10

【0 1 6 0】

【数 8 1】

しかし、式 1 8 での共分散行列は、数値解析アルゴリズムの計算処理で初期に 1 回だけ生成される。すなわち、MIMO 受信器が検出信号の生成のために数値解析アルゴリズムを反復的に行う場合、式 1 8 による場合の全体の計算複雑度は $\mathbf{t} = \mathbf{U}_l \mathbf{d}^{(i)}$ に比例して増加する。一方、式 1 7 による場合の計算複雑度は $\mathbf{t} = \mathbf{G}_l^H \mathbf{G}_l \hat{\mathbf{s}}^{(0)} + \mathbf{R} \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$ に比例して増加する。次式 1 9 は、このような 2 つの方式の計算複雑度を比較して示す。

20

【0 1 6 1】

【数 8 2】

〔式 1 9〕

$$Cpx_{without U} = 3N_s^2 + 5N_s N_r + \frac{5}{2} N_s + (iter - 1) \left(N_r N_s^2 + N_r N_s + \frac{7}{2} N_s \right)$$

$$Cpx_{with U} = \frac{1}{2} N_s N_r (N_s + 3) + 4N_s^2 + \frac{5}{2} N_s + (iter - 1) \left(N_s^2 + \frac{7}{2} N_s \right)$$

30

【0 1 6 2】

【数 8 3】

式 1 9 において、 $Cpx_{without U}$ は、共分散行列を用いない式 1 7 の実施例の場合の計算複雑度を示し、 $Cpx_{with U}$ は、共分散行列を用いる式 1 8 の実施例の場合の計算複雑度を示す。

40

【0 1 6 3】

結果的に、検出信号を生成するために受信信号を処理する一連の処理が繰り返される回数が増加するほど、式 1 8 によって共分散行列を活用する実施例の場合、計算複雑度に利得が増加する。2 つの方式による計算複雑度の比較結果は、図 1 8 で具体的に説明する。

【0 1 6 4】

【数 8 4】

もちろん、MIMO受信器は、式18によって検出信号を生成する場合、共分散行列 \mathbf{U}_l の生成のための追加メモリが要求される。式17及び式18の数値解析アルゴリズムは、計算複雑度及びメモリ所要量においては差があるが、同じ条件（受信アンテナの数、伝送レイヤの数、アルゴリズムの繰り返し回数）のときの性能は完全に同一である。

【0165】

以下では、図16乃至図18を参照して、式16及び式18で説明したREグループの共分散行列を用いるMIMO受信器の動作処理を説明する。図16は、本発明の実施例に係るMIMO受信器の動作処理を示す図である。

10

【0166】

【数 8 5】

まず、MIMO受信器は、REグループ内の基準REに対して測定されたチャネル \mathbf{G}_1 及び測定された干渉 \mathbf{R} に基づいて前処理フィルタ \mathbf{V}_1 及び受信フィルタ \mathbf{B}_1 を生成する（1610）。 \mathbf{V}_1 及び \mathbf{B}_1 は、REグループ内の全REで共有され、MIMO受信器は、受信フィルタ \mathbf{B}_1 を用いて受信信号から1次信号を検出する（1620, 1630）。

20

【0167】

【数 8 6】

MIMO受信器は、REグループ内の各REに対して測定されたチャネル $\mathbf{G}_2, \dots, \mathbf{G}_N$ 及び干渉に基づいて、REグループ内の他のREに対する共分散行列 $\mathbf{U}_2, \dots, \mathbf{U}_N$ を生成する（1640）。一方、このような共分散行列の計算処理は、共分散行列を用いる場合の計算複雑度が共分散行列を用いない場合よりも有利であると判断される場合にのみ行われる。すなわち、MIMO受信器は、計算複雑度に利得がある場合にのみ上述した共分散行列を生成することができ、具体的には、図18で説明する。

30

【0168】

次いで、MIMO受信器は、REグループ内の各REに対して前処理フィルタ及び共分散行列を活用して1次信号を補償する処理を経て2次信号を検出する（1650, 1660, 1670）。すなわち、上記の図13で説明した実施例とは異なり、MIMO受信器は、各REのチャネル情報ではなく共分散行列を用いて各REを補償する。各REに対する共分散行列は、各REのチャネル情報を用いて生成されるので、各REのチャネル情報から検出信号を直接計算する場合との性能の差はなく、2次信号を検出する前に予め生成されているので、MIMO受信器は、2次信号を検出する処理での繰り返し回数が増加するのに伴い、計算複雑度の観点で利得を得ることができる。補償処理を経て生成された2次信号1670は、デコーダ1680に入力されて処理される。

40

【0169】

逆に、共分散行列を用いない場合、MIMO受信器は、上述したように前処理フィルタ及び受信フィルタのみを用いて受信信号を処理する。

【0170】

一方、図16に示された実施例とは異なり、MIMO受信器は、受信フィルタを用いて1次信号を検出する処理を省略し、共分散行列を用いて受信信号を直接処理することでも

50

きる。すなわち、図 8 で M I M O 受信器は、R E のチャネル及び前処理フィルタ V_1 を用いて受信信号から検出信号を生成する。提案する追加実施例での M I M O 受信器は、図 8 とは異なり、各 R E のチャネル情報に基づいて共分散行列 U_1, U_2, \dots, U_N を予め生成し、各 R E に対する受信信号にチャネル情報の代わりに共分散行列を適用して検出信号を生成することもできる。このような実施例の場合、基準 R E に対する補償処理が行われなければならないため、基準 R E に対しても共分散行列が生成され、受信信号が処理されなければならない。

【 0 1 7 1 】

図 1 7 及び図 1 8 は、本発明の実施例に係る M I M O 受信器の信号検出方法による計算複雑度を説明するグラフ及び表である。M I M O 受信器は、上述した共分散行列を用いるか否かを選択的に決定することができ、図 1 7 及び図 1 8 を参照して具体的に説明する。

【 0 1 7 2 】

図 1 7 のグラフにおいて三角形で示された線は、共分散行列を用いない場合の計算複雑度を示し、逆三角形で示された線は、共分散行列を用いる場合の計算複雑度を示す。アルゴリズムの繰り返し回数は 2 回に固定された場合を示す。三角形及び逆三角形の場合の両方とも、受信フィルタ及び前処理フィルタを活用する場合を示し、共分散行列を用いるか否かのみが互いに異なる点である。図 1 7 において、2 つのケースはいずれも、ダイレクト M M S E フィルタを用いた受信信号処理方法に比べて改善された計算複雑度が得られることを確認することができる。

【 0 1 7 3 】

一方、共分散行列を用いる場合及び用いない場合の計算複雑度は、式 1 9 で説明しており、計算複雑度は、受信アンテナの数 (N_r)、受信レイヤの数 (N_s)、アルゴリズムの繰り返し回数 (iter) を変数とする。このような変数は固定された値であって、M I M O 受信器で予め知っている値である。このような点を参考にする場合、図 1 7 で確認できるように、受信アンテナ及び受信レイヤの数が 1 0 よりも小さい場合には、共分散行列を用いる場合 (逆三角形) の複雑度が、共分散行列を用いない場合 (三角形) の複雑度よりも低いことがわかる。すなわち、受信アンテナ及び受信レイヤの数が 1 0 よりも小さい場合には、共分散行列を用いることが計算複雑度に利得がある。一方、受信アンテナと受信レイヤの数が増加する場合には、共分散行列を用いない場合に計算複雑度の利得がある。

【 0 1 7 4 】

このような点を考慮する場合、M I M O 受信器は、アンテナの数、受信レイヤの数、アルゴリズムの繰り返し回数が予め決定されると、共分散行列を用いるか否かを決定することができる。

【 0 1 7 5 】

図 1 8 の表では、繰り返し (反復) (iteration) 回数による計算複雑度の差を示す。上述したように、繰り返し回数が 2 であり、受信レイヤの数が 1 0 よりも大きい場合、共分散行列を用いる場合には、そうでない場合に比べて計算複雑度がさらに高く要求される。しかし、計算繰り返し回数が増加するほど、共分散行列を用いる場合に全体の計算複雑度の増加幅がさらに低くなる。表 1 8 は、数値解析アルゴリズムの繰り返し回数のそれぞれに対して、横軸を受信レイヤの数、縦軸を受信アンテナの数として示す。受信レイヤの数は、受信アンテナの数よりも常に小さいか又は同一である。

【 0 1 7 6 】

図 1 8 の各セルにパーセントで示された数値は、共分散行列を用いる場合の共分散行列を用いない場合に対する計算複雑度を意味する。すなわち、各セルのパーセント数値が正数である場合には、共分散行列を用いることが計算複雑度に利得があること (すなわち、計算複雑度が相対的にさらに低い) を示し、負数である場合には、共分散行列を用いないことが計算複雑度に利得があることを意味する。図 1 8 で確認できるように、アンテナの数が少ないほど、受信レイヤの数が少ないほど、繰り返し回数が多いほど、共分散行列を用いる場合に計算複雑度の利得がある。

【 0 1 7 7 】

MIMO受信器は、図17及び図18で説明したように、受信アンテナの数、受信レイヤの数、繰り返し回数のうちの少なくとも1つを考慮して、共分散行列を適用するか否かを決定することができる。共分散行列を適用したか否かに関係なく性能は同一であるので、MIMO受信器は、場合によって選択的に共分散行列を適用することによって、常に低い計算複雑度を得ることができる。MIMO受信器は、共分散行列を用いるか否かを決定するための計算複雑度を、図18の表の形態のルックアップテーブル (look-up table) として予め生成して用いることもできる。MIMO受信器は、共分散行列を用いる場合の計算複雑度が有利であると判断される場合には、REに対して共分散行列を生成し、不利であると判断される場合には、共分散行列を生成しない。

【0178】

10

以上で説明したように、MIMO受信器は、計算複雑度の観点で、共分散行列を用いるか否かを予め決定する。共分散行列を用いる場合、REグループに含まれたREに対する共分散行列を生成し、活用して受信信号を処理することができる。受信レイヤの数が少ないか、又はアルゴリズムの繰り返し回数が増加するほど、共分散行列の利用による計算複雑度の改善の程度が大きい。提案した方式を用いて、MIMO受信器は、性能を低下させずに計算複雑度を低下させることができる。

【0179】

4. 装置構成

図19は、本発明の一実施例に係る端末及び基地局の構成を示すブロック図である。

【0180】

20

図19において、端末100及び基地局200は、それぞれ、無線周波(RF)ユニット110、210、プロセッサ120、220、及びメモリ130、230を含むことができる。図19では、端末100と基地局200との間の1:1通信環境を示しているが、複数の端末と基地局200との間に通信環境が構築されてもよい。また、図19に示す基地局200は、マクロセル基地局にもスモールセル基地局にも適用することができる。

【0181】

各RFユニット110、210は、それぞれ、送信部111、211及び受信部112、212を含むことができる。端末100の送信部111及び受信部112は、基地局200及び他の端末と信号を送信及び受信するように構成し、プロセッサ120は、送信部111及び受信部112と機能的に接続して、送信部111及び受信部112が他の機器と信号を送受信する処理を制御するように構成することができる。また、プロセッサ120は、送信する信号に対する各種処理を行った後に送信部111に送信し、受信部112が受信した信号に対する処理を行う。

30

【0182】

必要な場合、プロセッサ120は、交換されたメッセージに含まれた情報をメモリ130に格納させることができる。このような構造により、端末100は、以上で説明した本発明の様々な実施の形態の方法を実行することができる。

【0183】

基地局200の送信部211及び受信部212は、他の基地局及び端末と信号を送信及び受信するように構成し、プロセッサ220は、送信部211及び受信部212と機能的に接続して送信部211及び受信部212が他の機器と信号を送受信する処理を制御するように構成することができる。また、プロセッサ220は、送信する信号に対する各種処理を行った後に送信部211に送信し、受信部212が受信した信号に対する処理を行うことができる。必要な場合、プロセッサ220は、交換されたメッセージに含まれた情報をメモリ230に記憶させることができる。このような構造により、基地局200は、前述した様々な実施形態の方法を実行することができる。

40

【0184】

端末100及び基地局200のプロセッサ120、220は、それぞれ、端末100及び基地局200における動作を指示(例えば、制御、調整、管理など)する。それぞれのプロセッサ120、220は、プログラムコード及びデータを格納するメモリ130、2

50

30と接続してもよい。メモリ130, 230は、プロセッサ120, 220に接続して、オペレーティングシステム、アプリケーション、及び一般ファイル(general files)を格納する。

【0185】

本発明のプロセッサ120, 220は、コントローラ(controller)、マイクロコントローラ(microcontroller)、マイクロプロセッサ(microprocessor)、マイクロコンピュータ(microcomputer)などと呼ぶこともできる。一方、プロセッサ120, 220は、ハードウェア(hardware)又はファームウェア(firmware)、ソフトウェア、又はそれらの組み合わせによって具現することができる。ハードウェアを用いて本発明の実施例を具現する場合には、本発明を実行するように構成されたASIC(Application Specific Integrated Circuit)、DSP(Digital Signal Processor)、DSPD(Digital Signal Processing Device)、PLD(Programmable Logic Device)、FPGA(Field Programmable Gate Array)などをプロセッサ120, 220に具備することができる。

10

【0186】

一方、上述した方法は、コンピュータで実行可能なプログラムとして作成することができ、コンピュータ読み取り可能媒体を用いて上記プログラムを動作させる汎用デジタルコンピュータで具現することができる。また、上述した方法で用いられたデータの構造は、コンピュータ読み取り可能媒体に様々な手段によって記録されてもよい。本発明の様々な方法を実行するための実行可能なコンピュータコードを含む格納デバイスを説明するために使用可能なプログラム格納デバイスは、搬送波(carrier waves)又は信号などの一時的な対象を含むものとして理解してはならない。上記コンピュータ読み取り可能媒体は、磁気記憶媒体(例えば、ROM、フロッピー(登録商標)ディスク、ハードディスクなど)、光学的読み取り媒体(例えば、CD-ROM、DVDなど)などの記憶媒体を含む。

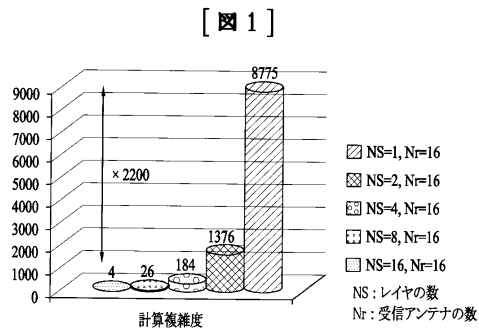
20

【0187】

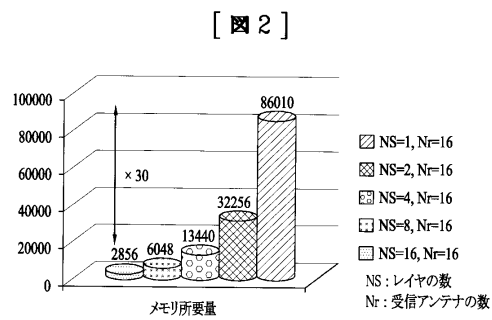
本願発明の実施例に関連した技術の分野における通常の知識を有する者にとって、上述した本質的な特性から逸脱しない範囲で様々な変形が可能であることは明らかである。したがって、開示された方法は、限定的な観点ではなく説明的な観点で考慮しなければならない。本発明の範囲は、発明の詳細な説明ではなく特許請求の範囲によって定められ、特許請求の範囲と同等範囲内における差異点はいずれも本発明の範囲に含まれるものとして解釈しなければならない。

30

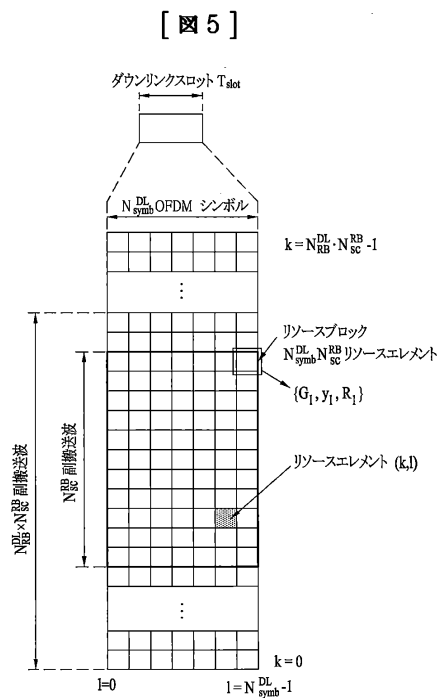
【図 1】



【図 2】

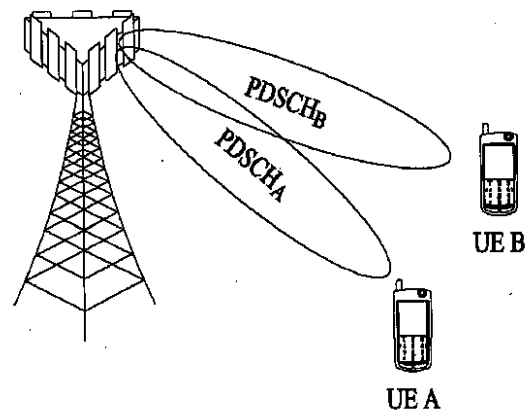


【図 5】



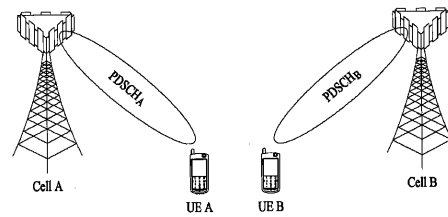
【図 3】

FIG. 3

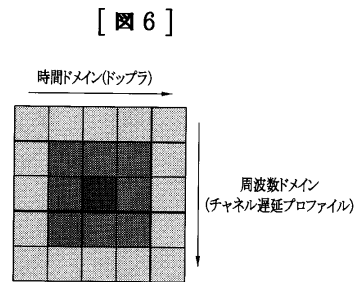


【図 4】

FIG. 4

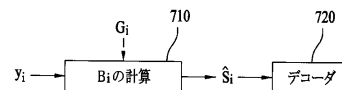


【図 6】

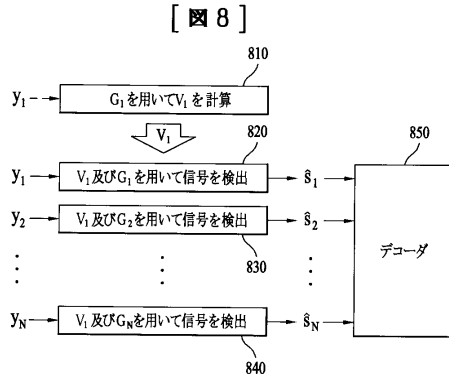


【図 7】

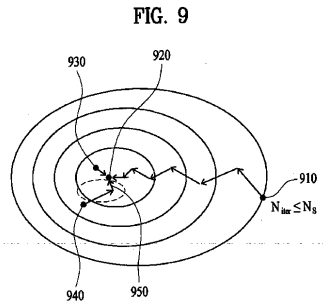
【図 7】



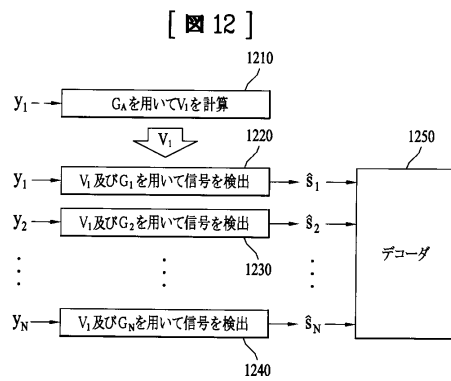
【図 8】



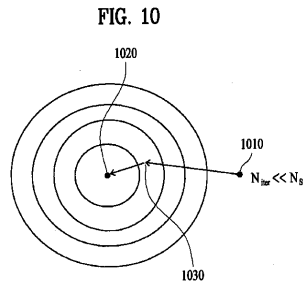
【図 9】



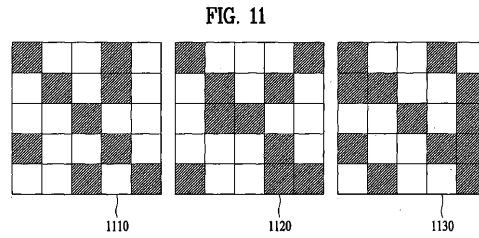
【図 12】



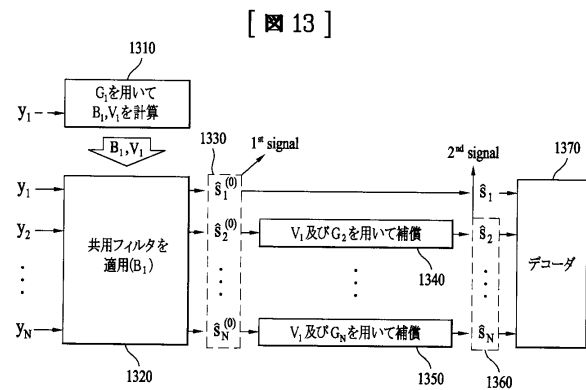
【図 10】



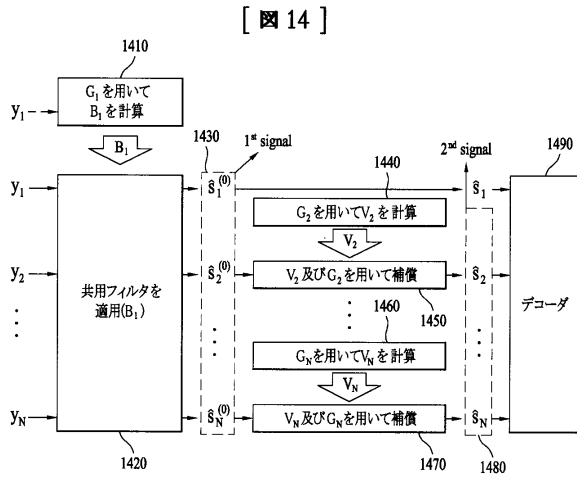
【図 11】



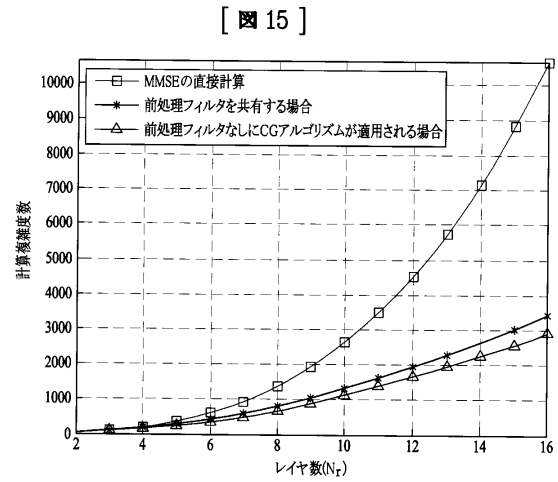
【図 13】



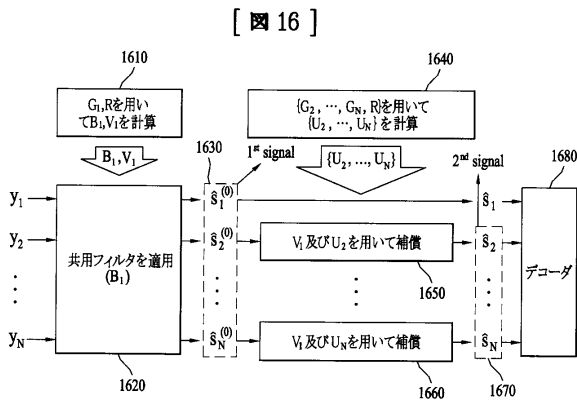
【図 14】



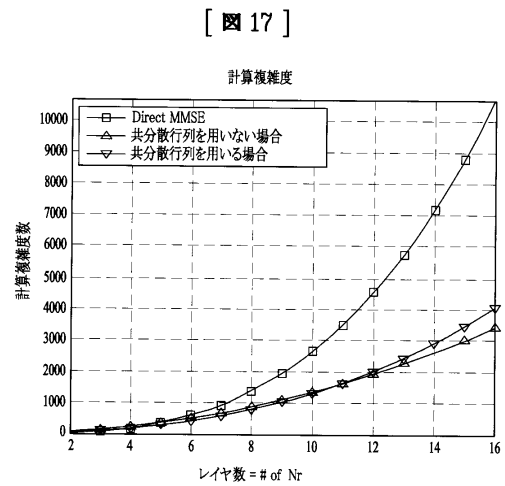
【図 15】



【図 16】



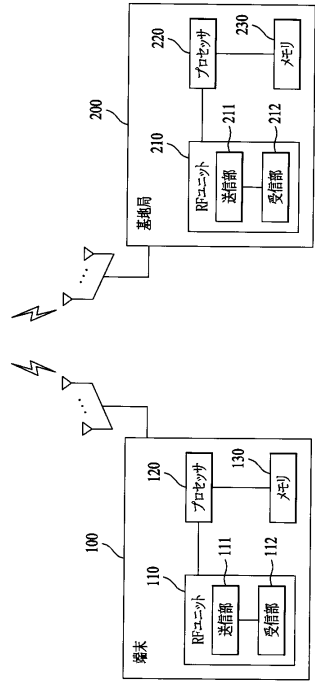
【図 17】



【図 18】

反復=1									
Nr \ Ns	3	4	5	6	7	8			
4	23.2%	15.6%	-	-	-	-			
8	29.3%	20.5%	12.8%	6.0%	0.0%	-5%			
16	33.8%	24.4%	15.6%	7.5%	0.0%	-7%			
反復=2									
Nr \ Ns	3	4	5	6	7	8	~	12	
4	30.7%	24.0%	-	-	-	-	-	-	
8	40.0%	32.5%	26.0%	20.0%	15.0%	10%	-	-	
16	47.0%	39.0%	32.0%	20.0%	20.0%	14%	~	-4.20%	
反復=3									
Nr \ Ns	3	4	5	6	7	8	~	16	
4	34.5%	28.3%	-	-	-	-	-	-	
8	45.5%	38.8%	33.0%	27.8%	23.2%	19%	-	-	
16	54.0%	47.4%	41.3%	35.7%	30.5%	26%	~	-2.8	
反復=4									
Nr \ Ns	3	4	5	6	7	8	~	16	
4	36.8%	30.9%	-	-	-	-	-	-	
8	48.5%	42.5%	37.0%	32.3%	28.0%	24%	-	-	
16	58.0%	52.4%	46.8%	41.7%	37.0%	33%	~	6.8%	

【図 19】



 フロントページの続き

- (72)発明者 リ キルボム
大韓民国, ソウル 137-893, ソチョ-ク, ヤンジエ-デロ 11ギル, 19, エルジー
エレクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター
- (72)発明者 カン チウォン
大韓民国, ソウル 137-893, ソチョ-ク, ヤンジエ-デロ 11ギル, 19, エルジー
エレクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター
- (72)発明者 キム キテ
大韓民国, ソウル 137-893, ソチョ-ク, ヤンジエ-デロ 11ギル, 19, エルジー
エレクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター
- (72)発明者 キム ヒチン
大韓民国, ソウル 137-893, ソチョ-ク, ヤンジエ-デロ 11ギル, 19, エルジー
エレクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター

審査官 平井 嗣人

- (56)参考文献 国際公開第2010/122818(WO, A1)
特開2014-068094(JP, A)
特表2017-512411(JP, A)
K. Lee et al., MMSE-Based CFO Compensation for Uplink OFDMA Systems with Conjugate Gradient, IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012年 6月, Vol. 11, No. 8, pp. 2767-2775

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B 7/0413
H04L 27/26
IEEE Explore