

(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2017-522745

(P2017-522745A)

(43) 公表日 平成29年8月10日 (2017.8.10)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H04B 7/0417 (2017.01)	H04B 7/0417	5K067
H04W 16/28 (2009.01)	H04W 16/28 130	
H04W 24/10 (2009.01)	H04W 24/10	

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 89 頁)

(21) 出願番号	特願2016-564307 (P2016-564307)	(71) 出願人	502032105 エルジー エレクトロニクス インコーポ レイティド
(86) (22) 出願日	平成27年5月13日 (2015.5.13)		大韓民国ソウル、ヨンドンポーク、ヨイ ーデロ、128
(85) 翻訳文提出日	平成28年10月25日 (2016.10.25)	(74) 代理人	100078282 弁理士 山本 秀策
(86) 国際出願番号	PCT/KR2015/004794	(74) 代理人	100113413 弁理士 森下 夏樹
(87) 国際公開番号	W02015/182902	(72) 発明者	リ, キルボン
(87) 国際公開日	平成27年12月3日 (2015.12.3)		大韓民国 137-893 ソウル, ソ チョーグ, ヤンジェーデロ, 11キ ル, 19, エルジー エレクトロニクス インコーポレイティド, アイビー セ ンター
(31) 優先権主張番号	62/003,555		
(32) 優先日	平成26年5月28日 (2014.5.28)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		

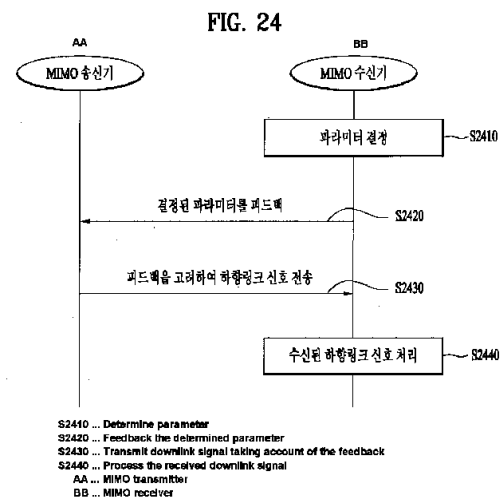
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 MIMO受信機がMIMO送信機との通信のためのパラメーターを決定する方法

(57) 【要約】

本発明はマッシブ (massive) MIMO環境でチャネル相関関係を考慮して通信パラメーターを調節することによって複雑度問題を解決する方法に係わる技術である。MIMO送信機から割り当てられたリソース領域に含まれた複数のREのチャネルについての情報を用いて複数のREに対するチャネル相関関係を推正し、チャネル相関関係を考慮して下りリンク信号に対するランクを決定し、決定されたランクについての情報をMIMO送信機に送信するパラメーター決定方法及びMIMO受信機が開示される。

【選択図】 図24



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数のアンテナを含む MIMO (Multiple Input Multiple Output) 受信機が MIMO 送信機との通信のためのパラメータを決定する方法であって、

MIMO 送信機から割り当てられたリソース領域に含まれた複数の RE (Resource Element) のチャネルについての情報を用いて、前記複数の RE に対するチャネル相関関係を推定する段階；

前記チャネル相関関係を考慮して下りリンク信号に対するランク (rank) を決定する段階；及び

前記決定されたランクについての情報を前記 MIMO 送信機に送信する段階を含む、パラメータ決定方法。

【請求項 2】

前記チャネルについての情報は、

前記リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含む、請求項 1 に記載のパラメータ決定方法。

【請求項 3】

前記ランクについての情報は、

RI (Rank Indicator) 又は前記 MIMO がランクを調節することを要請するシグナリングである、請求項 1 に記載のパラメータ決定方法。

【請求項 4】

前記ランクを決定する段階は、

前記チャネル相関関係が高いほど前記ランクをもっと高く決定することである、請求項 1 に記載のパラメータ決定方法。

【請求項 5】

前記ランクを決定する段階は、

既に受信された下りリンク信号の SNR (Signal to Noise Ratio)、SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) 及び CQI (Channel Quality Information) の少なくとも一つをさらに考慮して前記ランクを決定する、請求項 1 に記載のパラメータ決定方法。

【請求項 6】

前記方法は、

前記 MIMO 送信機から前記決定されたランク又は前記 MIMO 送信機が任意に選択したランクの新たな下りリンク信号を受信する段階をさらに含む、請求項 1 に記載のパラメータ決定方法。

【請求項 7】

前記方法は、

前記新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度が前記 MIMO 受信機が許す最大複雑度を超える場合、前記 MIMO 送信機に MCS (Modulation and Coding Scheme) レベルの調節を要請するメッセージを送信する段階をさらに含む、請求項 6 に記載のパラメータ決定方法。

【請求項 8】

前記方法は、

前記新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度が前記 MIMO 受信機が許す最大複雑度を超える場合、前記新たな下りリンク信号に対する CQI を低めてフィードバックする段階をさらに含む、請求項 6 に記載のパラメータ決定方法。

【請求項 9】

複数のアンテナを含み、MIMO (Multiple Input Multiple Output) 送信機との通信のためのパラメータを決定する MIMO 受信機であっ

10

20

30

40

50

て、

送信部；

受信部；及び

前記送信部及び前記受信部に連結されてMIMO受信機の動作を制御するプロセッサを含み、

前記プロセッサは、

MIMO送信機から割り当てられたリソース領域に含まれた複数のREのチャンネルについての情報を用いて、前記複数のREに対するチャンネル相関関係を推正し、

前記チャンネル相関関係を考慮して下りリンク信号に対するランクを決定し、

前記決定されたランクについての情報を前記MIMO送信機に送信するように前記送信部を制御する、受信機。

10

【請求項10】

前記チャンネルについての情報は、

前記リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含む、請求項9に記載の受信機。

【請求項11】

前記ランクについての情報は、

RI又は前記MIMOがランクを調節することを要請するシグナリングである、請求項9に記載の受信機。

【請求項12】

20

前記プロセッサは、

前記チャンネル相関関係が高いほど前記ランクをもっと高く決定する、請求項9に記載の受信機。

【請求項13】

前記プロセッサは、

既に受信された下りリンク信号のSNR、SINR及びCQIの少なくとも一つをさらに考慮して前記ランクを決定する、請求項9に記載の受信機。

【請求項14】

前記プロセッサは、

前記MIMO送信機から前記決定されたランク又は前記MIMO送信機が任意に選択したランクの新たな下りリンク信号を受信する、請求項9に記載の受信機。

30

【請求項15】

前記プロセッサは、

前記新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度が前記MIMO受信機が許す最大複雑度を超える場合、前記MIMO送信機にMCSレベルの調節を要請するメッセージを送信するように前記送信部を制御する、請求項14に記載の受信機。

【請求項16】

前記プロセッサは、

前記新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度が前記MIMO受信機が許す最大複雑度を超える場合、前記新たな下りリンク信号に対するCQIを低めてフィードバックするように前記送信部を制御する、請求項14に記載の受信機。

40

【請求項17】

複数のアンテナを含むMIMO (Multiple Input Multiple Output) 受信機がMIMO送信機との通信のためのパラメーターを決定する方法であって、

複数のRE (Resource Element) を含むリソース領域であるREグループを介して下りリンク信号を受信する段階；

前記下りリンク信号から前記MIMO送信機が前記下りリンク信号に対して決定したランク情報を獲得する段階；

前記複数のREのチャンネルについての情報を用いて、前記複数のREに対するチャンネル

50

相関関係を推正する段階；及び

前記ランク情報及び前記チャネル相関関係に基づき、前記受信された下りリンク信号から検出信号を生成する過程で用いられるパラメーターを決定する段階を含む、パラメーター決定方法。

【請求項 18】

前記パラメーターは、前記検出信号を生成する過程で用いられる数値解釈アルゴリズムの繰返し回数である、請求項 17 に記載のパラメーター決定方法。

【請求項 19】

前記チャネルについての情報は、

前記リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含む、請求項 17 に記載のパラメーター決定方法。

【請求項 20】

前記決定する段階は、

前記受信された下りリンク信号の MCS レベルをさらに考慮して前記パラメーターを決定する、請求項 17 に記載のパラメーター決定方法。

【請求項 21】

複数のアンテナを含み、MIMO (Multiple Input Multiple Output) 送信機との通信のためのパラメーターを決定する MIMO 受信機であって、

送信部；

受信部；及び

前記送信部及び前記受信部に連結されて MIMO 受信機の動作を制御するプロセッサを含み、

前記プロセッサは、

複数の RE を含むリソース領域である RE グループを介して下りリンク信号を受信するように前記受信部を制御し、

前記下りリンク信号から前記 MIMO 送信機が前記下りリンク信号に対して決定したランク情報を獲得し、

前記複数の RE のチャネルについての情報を用いて、前記複数の RE に対するチャネル相関関係を推正し、

前記ランク情報及び前記チャネル相関関係に基づき、前記受信された下りリンク信号から検出信号を生成する過程で用いられるパラメーターを決定する、受信機。

【請求項 22】

前記パラメーターは、前記検出信号を生成する過程で用いられる数値解釈アルゴリズムの繰返し回数である、請求項 21 に記載の受信機。

【請求項 23】

前記チャネルについての情報は、

前記リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含む、請求項 21 に記載の受信機。

【請求項 24】

前記プロセッサは、

前記受信された下りリンク信号の MCS レベルをさらに考慮して前記パラメーターを決定する、請求項 21 に記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明はマッシブ (massive) MIMO 環境でチャネル相関関係を考慮して通信パラメーターを調節することによって複雑度問題を解決する方法に係わる技術である。

【背景技術】

【0002】

10

20

30

40

50

多重アンテナ (Multiple Input Multiple Output: MIMO) システムは、多重送信アンテナと多重受信アンテナ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ディング影響を最小化するか、空間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収率 (throughput) を向上させることができる。送信アンテナの数が

【化 1】

$$N_t$$

であり、受信アンテナの数が

【化 2】

$$N_r$$

であれば、空間マルチプレクシング (SM) 技法の場合、伝送可能な最大のストリームの数は

【化 3】

$$\min(N_t, N_r)$$

となる。特に、高 SNR (high SNR) では通信容量 (capacity) の勾配が

【化 4】

$$\min(N_t, N_r)$$

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収率を意味するので、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。

【0003】

非常に多い送受信アンテナを有するマッシブ (massive) MIMO システムは、5G を構成する技術の一つとして注目を受けている。多数の論文と実験において、マッシブ 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を受けることから、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 と定義すれば、前述した高 SNR 環境で通信容量の勾配は

【化 5】

$$\min(N_t, K)$$

と表現される。

【0004】

一方、理論的に無限大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 と 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いっても、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。

【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) させること

10

20

30

40

50

ができ、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化する方案であるといえる。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

本発明は前述したような一般的な技術の問題点を解決するために案出されたもので、本発明の目的はMassive MIMO環境で受信機の計算複雑度問題を解決することである。

【0007】

本発明のさらに他の目的は、通信環境変化によってパラメーターを調節することによって受信側での複雑度問題による制限を解消することである。

【0008】

本発明のさらに他の目的は、受信信号処理過程の繰返し数、ランク、CQIなどのパラメーターをチャネル相関関係によって調節することにより、通信環境の変化を適応的に反映して受信信号を処理するようにすることである。

【0009】

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なく、言及しなかったさらに他の技術的課題は以下で説明する本発明の実施例から本発明が属する技術分野で通常の知識を持った者によって考慮されることができる。

【課題を解決するための手段】

【0010】

前記技術的課題を解決するためのパラメーター決定方法は、MIMO送信機から割り当てられたリソース領域に含まれた複数のREのチャネルについての情報を用いて複数のREに対するチャネル相関関係を推定する段階、チャネル相関関係を考慮して下りリンク信号に対するランクを決定する段階、及び決定されたランクについての情報をMIMO送信機に送信する段階を含む。

【0011】

チャネルについての情報は、リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含むことができる。

【0012】

ランクについての情報は、RI(Rank Indicator)又はMIMOがランクを調節することを要請するシグナリングであってもよい。

【0013】

ランクを決定する段階は、チャネル相関関係が高いほどランクをもっと高く決定することができる。

【0014】

ランクを決定する段階は、既に受信された下りリンク信号のSNR、SINR及びCQIの少なくとも一つをさらに考慮してランクを決定することができる。

【0015】

パラメーター決定方法は、MIMO送信機から決定されたランク又はMIMO送信機が任意に選択したランクの新たな下りリンク信号を受信する段階をさらに含むことができる。

【0016】

パラメーター決定方法は、新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度がMIMO受信機が許す最大複雑度を超える場合、MIMO送信機でMCSレベルの調節を要請するメッセージを送信する段階をさらに含むことができる。

【0017】

パラメーター決定方法は、新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度がMIMO受信機が許す最大複雑度を超える場合、新たな下りリンク信号に対するCQIを低め

10

20

30

40

50

てフィードバックする段階をさらに含むことができる。

【0018】

前記技術的課題を解決するためのMIMO受信機は、送信部、受信部、及び送信部及び受信部に連結されてMIMO受信機の動作を制御するプロセッサを含み、プロセッサは、MIMO送信機から割り当てられたリソース領域に含まれた複数のREのチャンネルについての情報を用いて複数のREに対するチャンネル相関関係を推正し、チャンネル相関関係を考慮して下りリンク信号に対するランクを決定し、決定されたランクについての情報をMIMO送信機に送信するように送信部を制御する。

【0019】

前記技術的課題を解決するためのさらに他のパラメーター決定方法は、複数のREを含むリソース領域であるREグループを介して下りリンク信号を受信する段階、下りリンク信号からMIMO送信機が下りリンク信号に対して決定したランク情報を獲得する段階、複数のREのチャンネルについての情報を用いて、複数のREに対するチャンネル相関関係を推正する段階、及びランク情報及びチャンネル相関関係に基づき、受信された下りリンク信号から検出信号を生成する過程で用いられるパラメーターを決定する段階を含む。

10

【0020】

パラメーターは、検出信号を生成する過程で用いられる数値解釈アルゴリズムの繰返し回数であってもよい。

【0021】

チャンネルについての情報は、リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含むことができる。

20

【0022】

決定する段階は、受信された下りリンク信号のMC Sレベルをさらに考慮してパラメーターを決定することができる。

【0023】

前記技術的課題を解決するためのさらに他のMIMO受信機は、送信部、受信部、及び送信部及び受信部に連結されてMIMO受信機の動作を制御するプロセッサを含み、プロセッサは、複数のREを含むリソース領域であるREグループを介して下りリンク信号を受信するように受信部を制御し、下りリンク信号からMIMO送信機が下りリンク信号に対して決定したランク情報を獲得し、複数のREのチャンネルについての情報を用いて、複数のREに対するチャンネル相関関係を推正し、ランク情報及びチャンネル相関関係に基づき、受信された下りリンク信号から検出信号を生成する過程で用いられるパラメーターを決定する。

30

【発明の効果】

【0024】

本発明の実施例によると、次のような効果を期待することができる。

【0025】

一つ目、チャンネル相関関係を反映することによって受信機がもっと高い複雑度を支援することができるようになる。

【0026】

40

二つ目、もっと高い複雑度を支援することができるようになり、通信容量と収率の利得を得ることができるようになる。

【0027】

三つ目、通信環境の変化を適応的に反映することができ、受信信号処理の効率性が増大する。

【0028】

本発明の実施例で得られる効果は以上で言及した効果に制限されなく、言及しなかったさらに他の効果は以下の本発明の実施例についての記載から本発明が属する技術分野で通常の知識を持った者に明らかに導出されて理解可能である。すなわち、本発明を実施することによる意図しなかった効果もやはり本発明の実施例から当該技術分野の通常の知識を

50

持った者によって導出されることができる。

【図面の簡単な説明】

【0029】

以下に添付する図面は本発明の理解を助けるためのもので、詳細な説明とともに本発明の実施例を提供する。ただ、本発明の技術的特徴が特定の図に限定されるものではなく、各図に開示する特徴は互いに組み合わせられて新たな実施例に構成することができる。各図の参照符号 (reference numerals) は構造的構成要素 (structural elements) を意味する。

【0030】

【図1】本発明に係るMIMO (Multiple Input Multiple Output) 環境で受信ストリーム数による計算複雑度を示す図である。 10

【図2】本発明に係るMIMO環境で受信ストリーム数によるメモリ要求量を示す図である。

【図3】本発明に係るMIMO環境で同じセル内の端末間の干渉を示す図である。

【図4】本発明に係るMIMO環境で隣接セル間の干渉を示す図である。

【図5】本発明に係る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】本発明に係る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。

【図7】本発明に関連して、従来のMIMO受信機動作過程を示す図である。 20

【図8】本発明に係るMIMO受信機動作過程を示す図である。

【図9】本発明に係るMIMO受信機が検出信号を検出する過程を概念的に示す図である。

【図10】本発明に係るMIMO受信機が検出信号を検出する過程を概念的に示す図である。

【図11】本発明に係るMIMO受信機が前処理フィルタを生成する一例を示す図である。

【図12】本発明に係るさらに他のMIMO受信機の動作過程を示す図である。

【図13】本発明に係るさらに他のMIMO受信機の動作過程を示す図である。

【図14】本発明に係るさらに他のMIMO受信機の動作過程を示す図である。 30

【図15】本発明に係る信号検出過程の計算複雑度を比較するグラフである。

【図16】本発明に係るMIMO受信機のREグループ形成過程を説明する図である。

【図17】本発明に係るMIMO受信機のREグループ形成過程を説明する図である。

【図18】本発明に係るMIMO受信機のREグループ形成過程を説明する図である。

【図19】本発明に係るMIMO受信機のREグループ形成過程を説明する図である。

【図20】本発明に係るMIMO受信機のREグループ形成過程を説明する図である。

【図21】本発明に係るMIMO受信機のREグループ形成過程を説明する図である。

【図22】本発明に係るMIMO送信機のREグループ形成過程を説明する図である。

【図23】本発明に係るMIMO送信機のREグループ形成過程を説明するフローチャートである。 40

【図24】本発明の一実施例に係るMIMO送信機のパラメータ決定方法を説明するフローチャートである。

【図25】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】

【0031】

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 50

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に基づいて定義されなければならない。

【0032】

以下の実施例は、本発明の構成要素と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取って代わってもよい。

10

【0033】

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。

【0034】

明細書の全体を通じて、ある部分がある構成要素を“含む（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の意味する。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an）”、“一（one）”、“前記（the）”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るかあるいは文脈によって明らかに反駁されない限り、単数及び複数の両意味で使われるものとする。

20

【0035】

本明細書で、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、移動局と直接的に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）によって行われてもよい。

【0036】

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）、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。

30

【0037】

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）、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。

40

【0038】

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。

【0039】

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

50

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、‘マクロセルを支援するマクロ基地局’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。

【0040】

本発明の実施例は、無線接続システムであるIEEE 802. xx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。

10

【0041】

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標準文書の一つ以上によって裏付けることができる。

【0042】

以下、本発明の好適な実施形態を添付図面に基づいて詳細に説明する。添付図面に基づいて以下に開示する詳細な説明は本発明の例示的な実施形態を説明しようとするもので、本発明が実施できる唯一な実施形態を現そうとするものではない。

20

【0043】

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。

【0044】

1. マッシブMIMOシステム

【0045】

マッシブMIMOシステムの構築において、マッシブ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、マッシブMIMOシステムでの受信機は次の2つの側面で向上が必要である。

30

【0046】

第一に、マッシブMIMO環境では、受信機が同時に受信すべきデータストリームが増加する。同時に処理すべきデータストリームの数の増加は、受信機における計算複雑度及びメモリ要求量の増加を招き、結局としてシステム具現コスト及びプロセッシング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要求量は、図1及び図2に示すように幾何級数的な増加属性を示す。

【0047】

第二に、マッシブMIMO環境では、干渉源の数が増加することにより、向上した干渉除去性能を有する受信アルゴリズムが要求される。マッシブMIMOシステムにおいて基地局が数十～数百名のユーザーに同時にデータを送信すると、各ユーザーは、自身に送信されるデータ信号以外にも、数十個以上の多重ユーザー干渉信号を受信ようになる。したがって、それらを効率的に除去するためのマッシブMIMO受信アルゴリズムが必要である。また、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ーから受信される干渉の効率的な除去も要求される。

40

【0048】

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。

【0049】

まず、マッシブMIMO環境における計算複雑度及びメモリ要求量の増加について説明

50

する。送信機のアンテナの数が受信機のアンテナの数よりも常に多い場合、送信機から送信可能なストリームの数は受信機のアンテナの数に比例して増加する。このとき、受信機は、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ーを用いる。LTEシステムの場合、フィルターは毎サブフレームごとに再計算される必要がある。

【0050】

このような計算過程による負荷を計算複雑度及びメモリ要求量として定量化させることができる。複雑度及びメモリ要求量は、受信ストリームの数の2乗あるいは3乗に比例する。したがって、受信ストリームの数

【化6】

$$(N_s)$$

10

が大きい場合、計算複雑度及び要求メモリは急増する。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。

【0051】

以下では、従来のMIMO受信機の受信アルゴリズム及び／又はフィルターによる計算複雑度及びメモリ要求量について説明する。

【0052】

20

MRC (Maximum Ratio Combining) アルゴリズムは、最小の計算複雑度

【化7】

$$(O(N_s^2))$$

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。

【0053】

MMSE (Minimum Mean Square Error) フィルターは、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

30

【化8】

$$O(N_s^3)$$

で表され、逆行列演算のための追加的な

【化9】

$$O(N_s^2)$$

の分だけのメモリを要求する。前述した図1及び図2は、MMSEフィルターの受信ストリームの数による複雑度及びメモリ要求量を示す。

40

【0054】

MMSEフィルター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FPGA (Field Programmable Gate Array) が 15×15 逆行列を求めるためにかかる時間は

【化10】

$$\text{約 } 150 \mu\text{s}$$

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 (

50

coherence time)

【化11】

500 μ s

の約30%に該当する。

【0055】

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を移す過程が必要であり、これは相当な遅延を誘発する。また、プロセッサが逆行列演算のためにメモリに接近するが、これは更なる遅延を誘発する。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。

10

【0056】

最後に、IC (Interference Cancellation) フィルターは非線形 (non-linear) 検出方法であり、ICの一例であるD-BLAST受信機の場合、最大通信容量に該当する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受信機の場合、MMSEとSICとが結合された形態で構成されている。特に、MIMO-OFDM環境においてV-BLAST受信機はチャネルのセレクトビティ (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フィルター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を要求する。

【0057】

20

また、IC技法は、以前に検出されたシンボルとレイヤー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、既存に比べて複雑度が非常に増加するという問題点がある。

【0058】

図3は、本発明と関連して、MIMO環境で同一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環境で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要求量の増加に加えて、マッシュ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。

30

【0059】

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、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、干渉信号の電力は選好信号の電力と類似に受信され、受信SINR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化するためにMU-MIMO (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、チャネル情報の誤り、チャネルエージング (aging) 現象、及びコードブックサイズの制限などによって、多重ユーザー干渉を完璧に除去することは困難である。

40

【0060】

また、多重セル環境を考慮すれば、様々なセル間干渉が存在する。代表的に、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。

【0061】

マッシュMIMOが導入された密集した多重セル環境を考慮するとき、MIMO受信機

50

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、IC (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IC受信機は、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、受信機で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、多重ユーザー及び多重セル干渉に対して向上したIS (interference suppression) 技術が適用されたり、送信機で干渉整列 (interference alignment) 技術を用いて干渉を特定の信号空間に整列させた後、IC系列の受信機を適用して、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。

10

【0062】

次に、以下では、上述した問題点と関連して従来のMIMO受信機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: RB) 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: RE) が形成するRE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MIMO受信機の動作手続を示す図である。

【0063】

図5は、特定端末に割り当てられた1つのRB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RBは

20

【化12】

$$N_{SC}^{RB} N_{sym}^{DL}$$

個のREで構成されており、各REで受信信号は次式1のように表現される。

【0064】

【数1】

【数1】

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

30

【0065】

式1で、

【化13】

l

は、REのインデックスを表現し、

【化14】

$\mathbf{G}_l$

は、受信機でDMRS (De-Modulation Reference Signal) を用いて推定したチャネルを意味し、

【化15】

$\mathbf{s}_l$

は伝送信号、

【化16】

$\mathbf{I}_l$

は干渉を表す。

40

50

【化 1 7】

 $\mathbf{W}_l$

は、白色雑音 (white noise) を表し、

【化 1 8】

 $\mathbf{W}_l$

の共分散 (covariance) 行列は、

【化 1 9】

 $\sigma_w^2 \mathbf{I}$

である。

【0 0 6 6】

一方、前述したように、受信機は、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) フィルターを用いることができる。MMSE フィルター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。

【0 0 6 7】

【数 2】

【数 2】

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

【0 0 6 8】

式 2 で、

【化 2 0】

 $\mathbf{B}_l$

は、MMSE フィルターを表し、

【化 2 1】

 $\hat{\mathbf{s}}_l$

は、MMSE フィルターによって推定された伝送信号である。共分散行列

【化 2 2】

$$\mathbf{R}_l \text{ は、 } \mathbf{R}_l = \mathbf{i}_l \mathbf{i}_l^H + \sigma_w^2 \mathbf{I}$$

と定義される。このとき、MMSE フィルター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。

【0 0 6 9】

【数 3】

【数 3】

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

【0 0 7 0】

マッシュ MIMO の場合、受信アンテナ

【化 2 3】

$$(N_r)$$

10

20

30

40

50

が多く、この場合、最大受信アンテナ数だけのストリーム

【化 2 4】

$$N_s$$

を受信することができる。この場合、受信機の通信容量を最大

【化 2 5】

$$N_s$$

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

【化 2 6】

$$O(N_s^3)$$

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、性能低下を最小化しながらも、低い複雑度で処理できる受信機が必要である。

【0071】

一方、図 6 は、図 5 の R B の一部を示すものであり、複数の R E で構成される R E グループを示す。このとき、各 R E 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、ドップラー効果が小さい場合（受信機が低速で移動するか固定されている場合）、同じ横軸に位置している R E 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 R E の相関関係が大きい。仮に、ドップラー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 R E の相関関係が大きくなる。図 6 の場合、中心 R E と周辺 R E との相関関係を、陰影の濃さで示した。すなわち、各 R E の陰影が濃いほど中心 R E との相関関係が大きく、逆に、薄いほど相関関係が小さい。

【0072】

図 7 に示すように、既存の M I M O 受信機は、このような R E 間の相関関係を考慮しないでそれぞれの R E に同一作業を適用して伝送信号を検出した。すなわち、従来の M I M O 受信機は、受信信号に対して、各 R E 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 R E 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、マッシュ M I M O 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要求量の増加を考慮するとき、改善される必要がある。

【0073】

以下では、上述した R E 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 M I M O 受信機を説明する。

【0074】

2. 前処理フィルタによる M I M O 受信機の動作方法

【0075】

図 8 は本発明の一実施例によって前処理フィルタによる M I M O 受信機の動作過程を示す図である。

【0076】

前処理フィルタによる M I M O 受信機は、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な複数の R E を単一 R E グループ（N の大きさを有する）に設定する。以下で、R E グループ内の

【化 2 7】

l

10

20

30

40

50

番目 R E の受信信号から受信信号検出器の受信信号から受信信号検出器（例えば、M M S E フィルター）によって検出された信号

【化 2 7 - 1】

$$\hat{\mathbf{S}}_l$$

を「検出信号」に定義する。図 7 で説明した M I M O 受信機の場合、受信信号から検出信号を検出する過程でレイヤー数が大きい場合、図 1 のような複雑度問題が発生する。このような複雑度を減らすために、M I M O 受信機は M M S E フィルターを直接計算して R E グループ内の R E の検出信号を検出する代わりに、数値解釈アルゴリズム（例えば、C G (C o n j u g a t e G r a d i e n t) アルゴリズム）を用いる。

10

【0 0 7 7】

以下で、

【化 2 8】

$$\mathbf{V}_1$$

は R E グループ内の 1 番目の R E の M I M O チャンネルに基づいて生成された「前処理フィルター（又は、加速フィルター）」を意味する。前述した数値解釈は繰返し復計算過程で探し、繰返し時ごとに計算される解が正確な解に近くなる。このような繰返し計算過程で前処理フィルターを活用する場合、M I M O 受信機は少ない繰返し数（つまり、高速で）のみでも所望の解を探すことができる。

20

【0 0 7 8】

しかし、前述したように、所望の解を探すための速度を十分に速くするための前処理フィルターを生成することも高い複雑度を要求する。よって、R E グループ内で全ての R E に対してそれぞれ前処理フィルターを求める計算複雑度を低めるため、特定の R E（例えば、前述した 1 番目の R E）で前処理フィルターを生成し、R E グループ内の他の R E がこれを共有して使うことができる。すなわち、R E グループ内の R E が検出信号を検出する過程で数値解釈アルゴリズムは同じ前処理フィルターを活用する。前述した特定の R E（又は、1 番目の R E）を「基準 R E」に定義することができ、これは単に前処理フィルターを計算する基準になる R E を意味し、R E グループ内の R E の順序又はインデックスとは関係ない。

30

【0 0 7 9】

したがって、グループ内の R E 間のチャンネル相関関係が大きい場合、M I M O 受信機は単一 R E から生成した前処理フィルター 8 1 0 を R E グループ内の全ての R E で共有し、数値解釈アルゴリズムは前処理フィルターによって検出信号を生成する（8 2 0、8 3 0、8 4 0）。よって、従来の M I M O 受信機より低い複雑度のみでも同等な性能を具現することができる。R E グループ内で 1 番目の R E と異なる R E 間のチャンネル相関関係が大きいほどこのような繰返し速度短縮効果は高く現れる。

【0 0 8 0】

図 9 及び図 1 0 は前処理フィルターを活用する M I M O 受信機が検出信号を検出する過程を概念的に示す図である。図 9 は受信信号検出器（又は、受信フィルター）を共有する方式で動作する M I M O 受信機の検出信号検出過程を、図 1 0 は前述した前処理フィルターを共有する方式で動作する M I M O 受信機の検出信号検出過程を示す。図 9 及び図 1 0 で矢印は数値解釈アルゴリズムが計算を繰り返すそれぞれの過程を意味する。

40

【0 0 8 1】

まず、図 9 で、円の中心 9 2 0 は M I M O 受信機が望む解、つまり正確な検出信号を意味する。検出信号が正確な解とちょっと違いがある場合 9 1 0、数値解釈アルゴリズムは多数回の繰返し過程を経なければ正確な解 9 2 0 に到達することができない。一方、検出信号が正確な解に相対的に近い場合 9 3 0、9 4 0、小数回の繰返しのみでも正確な解 9 2 0 を探し出すことができる 9 5 0。よって、受信フィルター共有方式で動作する M I M

50

〇受信機は、受信フィルタを共有することにより、検出信号の初期値が正確な解に近くなる（つまり、小さい誤差を有する）方向に動作する。

【0082】

一方、図10で前処理フィルタを共有する方式で動作するMIMO受信機は、検出信号の初期値を所望の解（つまり、円の中心1020）に近く計算するよりは繰返し回数を減らすように動作する。すなわち、MIMO受信機は数値解釈アルゴリズムの所望の解1020と相対的に大きな差を有する初期値が計算されると言っても1010、図9に比べて相対的に少ない繰返し回数1030のみで所望の解を探し出すことができる。言い替えれば、図10のMIMO受信機は数値解釈アルゴリズムの繰返し計算による収斂速度を急激に増加させて複雑度を低めるように動作する。

10

【0083】

以下では、このようなMIMO受信機が前処理フィルタ

【化29】

V_1

を生成する具体的な実施例について説明する。

【0084】

第1実施例によると、前処理フィルタは、ヤコビ（J a c o b i）方式、ガウス－シーデル（G a u s s － S i e d e l）方式、SQRプレコンディショニング（S Q R p r e c o n d i t i o n i n g）方式、不完全コレスキー因数分解（i n c o m p l e t e C h o l e s k y f a c t o r i z a t i o n）方式などの多様なアルゴリズムによって生成されることができる。

20

【0085】

まず、基準RE（1番目のRE）のMIMOチャネルに基づいて任意の行列

【化30】

A_1

は下記の数式4の通りに定義されることができる。

【0086】

【数4】

30

【数4】

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

【0087】

数式4で、行列

【化31】

A_1

は正定値行列（p o s i t i v e d e f i n i t e m a t r i x）が高対称性を有するので、下記の数式5のように分解することができる。

40

【0088】

【数5】

【数5】

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

【0089】

数式5で、

50

【化 3 2】

$\mathbf{L}_1$

は下三角行列 (lower triangular matrix) であり、

【化 3 3】

$\mathbf{D}_1$

は対角行列 (diagonal matrix) である。数式 5 で、前述した多様な方式
の中で 3 種の方式で前処理フィルター

10

【化 3 4】

$\mathbf{V}_1$

を定義することができる。

【0 0 9 0】

ヤコビ方式：

【化 3 5】

$\mathbf{V}_1 = \mathbf{D}_1^{-1}$

【0 0 9 1】

ガウス－シーデル方式：

【化 3 6】

$\mathbf{V}_1 = (\mathbf{L}_1 + \mathbf{D}_1)^{-1}$

【0 0 9 2】

SQR プレコンディショニング方式：

【化 3 7】

$\mathbf{V}_1 = w(\mathbf{L}_1 + w\mathbf{D}_1)^{-1}$ (w は任意の定数)

30

【0 0 9 3】

前述した方式の中で、ガウス－シーデル方式と SQR プレコンディショニング方式は実
際に逆行列を計算して前処理フィルター

【化 3 8】

$\mathbf{V}_1$

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減らそうとする場
合、

【化 3 9】

$\mathbf{V}_1$

40

を正確に計算する代わりに、下記の数式 6 による逆置換 (back substitution) 過程によって

【化 4 0】

$\mathbf{V}_1$

を計算することもできる。

【0 0 9 4】

【数 6】

【数 6】

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

【0 0 9 5】

数式 6 で、

【化 4 1】

$\mathbf{V}$

10

が下三角行列であれば、数式 6 の解である

【化 4 2】

$\mathbf{x}$

は数式 6 の右側式から順次計算されることができる。

【0 0 9 6】

前述した三つの方式に加え、不完全コレスキー因数分解方式が適用される場合、数式 5 の

【化 4 3】

$\mathbf{A}_1$

20

は下記の数式 7 のように不完全コレスキー因子

【化 4 4】

$\hat{\mathbf{L}}_1$

に分解されることができる。

【化 4 5】

$\hat{\mathbf{L}}_1$

30

は下三角行列である。

【0 0 9 7】

【数 7】

【数 7】

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

【0 0 9 8】

不完全コレスキー因数分解方式は完全コレスキー因数分解 (complete Cholesky factorization) 方式に比べて低い複雑度で

40

【化 4 6】

$\mathbf{A}_1$

を分解することができるが、近似化した下三角行列が定義される。不完全コレスキー因数分解方式の場合、前処理フィルター

【化 4 7】

$\mathbf{V}_1$

は下記の数式 8 のように定義される。

50

【 0 0 9 9 】

【数 8】

【数 8】

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

【 0 1 0 0 】

数式 8 による前処理フィルター

【化 4 8】

10

$$\mathbf{V}_1$$

も直接逆行列を計算して正確に表現することもでき、逆置換過程によって計算及び表現することもできる。

【 0 1 0 1 】

本発明の実施例による前処理フィルター

【化 4 9】

$$\mathbf{V}_1$$

は前述した四種の方式の外にも多様な方式で計算されるか定義されることができる。例えば、「Iterative Methods for Sparse Linear Systems」のような文献に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ー

20

【化 5 0】

$$\mathbf{V}_1$$

を計算する過程に活用できる。

【 0 1 0 2 】

前処理フィルターを生成する第 2 実施例において、前処理フィルター

【化 5 1】

$$\mathbf{V}_1$$

30

は R E の M I M O チャネルの特性を用いて生成することができる。前述した第 1 実施例によって

【化 5 2】

$$\mathbf{A}_1$$

を計算するためには、行列 X 行列の演算

【化 5 3】

$$(\mathbf{G}_1^\dagger \mathbf{G}_1)$$

40

過程が要求される。このような演算過程の計算複雑度を改善するために、第 2 実施例では R E の M I M O チャネルを活用して低い複雑度で

【化 5 4】

$$\mathbf{A}_1$$

を計算する。

【 0 1 0 3 】

具体的に説明すると、基準 R E で、

【化 5 5】

$$\mathbf{G}_1^\dagger \mathbf{G}_1$$

は下記の数式 9 の対角行列

【化 5 6】

$$\mathbf{Z}_1$$

に近似することができる。

【0 1 0 4】

10

【数 9】

【数 9】

$$\mathbf{Z}_1 \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \mathbf{g}_2^H \mathbf{g}_2 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{g}_{N_s}^H \mathbf{g}_{N_s} \end{bmatrix} \approx \mathbf{G}_1^\dagger \mathbf{G}_1$$

20

$$\mathbf{G}_1 = [\mathbf{g}_1 \ \mathbf{g}_2 \ \cdots \ \mathbf{g}_{N_s}]$$

【0 1 0 5】

数式 9 の近似化過程はストリームの数

【化 5 7】

$$(N_s)$$

が多くなりチャネル要素間の相関関係が小さくなるほど正確になる。このような近似化過程はマッシュ MIMO 環境でのチャネル特徴によって非対角行列成分 (off-diagonal term) を 0 に近似化することができるという点による。前述した近似化過程によって、行列

30

【化 5 8】

$$\mathbf{A}_1$$

は数式 10 の対角行列に定義されることができる。

【0 1 0 6】

【数 10】

【数 10】

40

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

【0 1 0 7】

ついで、数式 10 の

【化 5 9】

$$\mathbf{A}_1$$

は対角成分のみで表現できるので、数式 10 の

【化 6 0】

A_1

に対して第 1 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

【化 6 1】

V_1

を計算することができる。第 2 実施例の場合、近似化過程での誤差が大きい場合、数値解
積アルゴリズムの繰返し回数が減少する量は大きくないことがあり得る。すなわち、所望
の解に収斂する速度が大きく増加しないこともあり得る。

10

【0 1 0 8】

ついで、前処理フィルタを生成する第 3 実施例を図 1 1 に基づいて説明する。図 1 1
は本発明に係る M I M O 受信機が前処理フィルタを生成する一例を示す図である。

【0 1 0 9】

第 3 実施例では、第 1 実施例の

【化 6 2】

$G_1 G_1^\dagger$

との誤差が小さい

【化 6 3】

Z_1

を探し、第 2 実施例で説明した方法を活用する。例えば、M I M O チャンnel 行列

【化 6 4】

G_1

が図 1 1 に 1 1 1 0、1 1 2 0、1 1 3 0 で示された形態の行列

【化 6 5】

$\tilde{G}_1$

に近似化する場合、

【化 6 6】

A_1

を計算するための複雑度を大きく減らすことができる。図 1 1 で、黒色成分は 0 でない値
を、白色成分は 0 の値をそれぞれ示す。すなわち、チャンネル行列の各成分の大きさを所定
の閾値と比較し、閾値より小さい成分のチャンネルの大きさは 0 に近似化する。この際、近
似化した

【化 6 7】

$\tilde{G}_1$

のランクが

【化 6 8】

G_1

と同一でなければならない。

【0 1 1 0】

以上では前処理フィルタ

20

30

40

【化 6 9】

V_1

を計算する三つの実施例について説明したが、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釈アルゴリズムについて説明する。

【0 1 1 1】

数値解釈アルゴリズムはREグループの全部に対して検出信号を検出して生成するための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。このような数値解釈アルゴリズムはTR 36. 866 for NAIC v1. 1. 0に記述された全てのMIMO受信機に適用されることができる。このような数値解釈アルゴリズムは前述した逆行列演算のみを取り替えるアルゴリズムであるので、従来のMIMO受信機より複雑度が改善されながらも同等ないし類似の水準の検出性能を示す。

10

【0 1 1 2】

数値解釈アルゴリズムとしてCG (conjugate gradient)、Newton method、steepest descent methodなどのアルゴリズムが活用されることができる。数値解釈アルゴリズムは、前述した前処理フィルタ

【化 7 0】

V_1

を用いて少ない繰返し回数で（つまり、高速で）解を算出し、前処理フィルタを生成した基準REと他のRE間の相関関係が大きいほど繰返し回数の減少効果が大きく現れる。

20

【0 1 1 3】

図 8 と CG アルゴリズムを例として数値解釈アルゴリズムを具体的に説明する。CG アルゴリズムは既に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、アルゴリズムの繰返しによって誤差が減る方向に結果が導出される。

【0 1 1 4】

まず、MIMO受信機は相関関係が一定以上の複数のREを束ねて図 6 のような単一REグループを形成する。REグループに含まれたいずれか一つのREが基準RE (1 番目のRE) になり、MIMO受信機は基準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／周波数軸上の最中心に近いREになることができるが、このような例に限定されるものではない。

30

【0 1 1 5】

MIMO受信機は基準REの前処理フィルタ

【化 7 1】

V_1

に基づき、REグループ内の他のREに対して数値解釈アルゴリズム (CG アルゴリズム) を用いて検出信号

40

【化 7 2】

$\hat{s}_l$

を生成する。CG アルゴリズムは下記の数式 1 1 のような形態に具現できる。

【0 1 1 6】

【数 1 1】

【数 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**

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

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

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

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

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

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

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

end while

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

【0 1 1 7】

数式 1 1 で、

【化 7 3】

$$\hat{\mathbf{S}}^{(i)}$$

は数値解釈アルゴリズムの

【化 7 4】

i 番目

の繰返しで推定された伝送信号である。0 番目繰返しの伝送信号、つまり初期値

【化 7 5】

$$\hat{\mathbf{S}}^{(0)}$$

は全てのエントリー (e n t r y) が 1 で構成されたベクターに設定される。

10

20

30

40

【化 7 6】

$$\hat{\mathbf{g}}^{(i)}, \hat{\mathbf{d}}^{(i)}, \mathbf{b}^{(i)}$$

は解を求めるための臨時ベクターを示し、

【化 7 7】

$$f_1, f_2$$

は前記臨時ベクターの関係を決定する関数である。

【化 7 8】

$$\hat{\mathbf{g}}^{(i)}$$

ベクターは勾配ベクター (gradient vector) であって、繰返し遂行アルゴリズムが正確な解に進む最も早い方向を示す。この際、更新された

【化 7 9】

$$\mathbf{g}^{(i)}$$

ベクターと初期に生成した

【化 8 0】

$$\mathbf{g}^{(0)}$$

ベクターの差が特定の閾値未満の場合はアルゴリズムの繰返しが止まる。すなわち、前記

【化 8 1】

$$\hat{\mathbf{g}}^{(i)}$$

ベクターの大きさから直接 M M S E フィルターを算出した結果と 2 次信号との誤差の大きさが間接的に分かる。

【化 8 2】

$$\mathbf{g}^{(i)}$$

値が 0 の場合、2 次信号と M M S E フィルターを用いて求めた結果の差は 0 になる。

【0 1 1 8】

数式 1 1 で、

【化 8 3】

$$\delta$$

は前記アルゴリズムの終了時点を決し、アルゴリズムが目標とする正確度を意味することができる。

【化 8 4】

$$\delta$$

はシステムによって自動で決定されるかユーザーの入力によって決定されることができる。

【化 8 5】

$$\delta$$

が小さいほどアルゴリズムが多く繰り返されるが結果の正確度が高く、

10

20

30

40

【化 8 6】

 δ

が大きいほどアルゴリズムが少なく繰り返されるが結果の正確度は落ちる。すなわち、

【化 8 7】

 δ

の大きさによって C G アルゴリズムによって求めた解と M M S E フィルターによって求めた解との許容誤差が決定される。M I M O 受信機は

【化 8 8】

 δ

を調節することにより、複雑度と性能間の妥協点 (t r a d e - o f f) を提供することができる。一方、C G アルゴリズムは繰り返し回数が正方行列と同一になる場合、C G アルゴリズムによって得た解と M M S E フィルターによって求めた解が同一になる。

【0 1 1 9】

一実施例によると、M I M O 受信機は数値解釈アルゴリズムの繰り返し回数を制限することで、検出信号を検出するのに必要な最大時間を制限することができる。M I M O 受信機が特定の R E の信号を検出するのに必要な時間が他の R E より相対的に長い場合、全体システム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の範囲内に制限することができる。

10

20

【0 1 2 0】

検出時間は数値解釈アルゴリズムの繰り返し回数を制限することによって一緒に制限されることができる。すなわち、数値解釈アルゴリズムのそれぞれの繰り返し遂行に必要な時間は一定であるので、繰り返し回数を制限することにより、M I M O 受信機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 C G アルゴリズムによる解と M M S E フィルターによって求めた解の誤差が大きくなることのできるため、性能劣化と処理時間の間の妥協点として作用することができる。

【0 1 2 1】

図 1 2 は前処理フィルターが適用されるさらに他の実施例の M I M O 受信機動作過程を示す図である。図 1 2 は前処理フィルターを生成するさらに他の実施例を説明する。

30

【0 1 2 2】

図 1 2 で、前処理フィルター

【化 8 9】

 V_1

は R E グループ内の全ての R E のチャネルを用いて計算される。例えば、

【化 9 0】

 V_1

は下記の数式 1 2 によって計算される

【化 9 1】

 G_A

によって生成されることができる。

【0 1 2 3】

40

【数 1 2】

【数 1 2】

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

【0 1 2 4】

数式 1 2 で、N は R E グループ内の R E の個数を意味し、

【化 9 2】

10

w_l

は各チャネル行列の加重値を意味し、

【化 9 3】

$w_l = 1$

の場合、

【化 9 4】

$\mathbf{G}_A$

20

は全てのチャネル行列の平均に定義される。MIMO 受信機は、数式 1 2 によって計算されたチャネル行列に基づいて R E グループの全部に共有される前処理フィルター

【化 9 5】

$\mathbf{V}_1$

を計算する (1 2 1 0)。ついで、MIMO 受信機は前処理フィルター

【化 9 6】

$\mathbf{V}_1$

を用いて各 R E 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)。

30

【0 1 2 5】

以上の図 8 ～図 1 2 では MIMO 受信機が前処理フィルター

【化 9 7】

$\mathbf{V}_1$

を生成する実施例と

【化 9 8】

$\mathbf{V}_1$

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 ～図 1 5 では前処理フィルターを R E グループ内で共有する実施例に加え、R E グループ内で受信フィルターが共有される実施例を説明する。

40

【0 1 2 6】

図 1 3 は前処理フィルターが適用されるさらに他の実施例による MIMO 受信機の動作過程を示す図である。図 1 3 では、図 8 と違い、MIMO 受信機が R E グループ内の基準 R E のチャネル

【化 9 9】

$\mathbf{G}_1$

に基づいて前処理フィルター

50

【化 1 0 0】

V_1

と受信フィルター

【化 1 0 1】

B_1

を生成する (1 3 1 0)。

【化 1 0 2】

V_1 と B_1

10

は R E グループ内の全ての R E に共有され、M I M O 受信機は受信フィルター

【化 1 0 3】

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)。ついで、M I M O 受信機は前処理フィルター

【化 1 0 4】

V_1

20

と各 R E の固有チャネルに基づいた数値解釈アルゴリズムを活用して 1 次信号を補償する過程によって 2 次信号を検出する (1 3 4 0、1 3 5 0、1 3 6 0)。

【0 1 2 7】

前述した過程を下記の数式 1 3 に基づいて具体的に説明する。

【0 1 2 8】

【数 1 3】

【数 1 3】

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

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

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

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

10

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

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

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

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

20

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

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

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

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

30

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

end while

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

【 0 1 2 9】

40

数式 1 3 で、

【化 1 0 5】

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

は基準 R E のチャネルに基づいて生成された受信フィルター

【化 1 0 6】

$$\mathbf{B}_1$$

を用いて

【化 1 0 7】

l

番目の R E の受信信号から検出された 1 次信号を示す。数式 1 3 の数値解釈アルゴリズムは基準 R E から生成された前処理フィルター

【化 1 0 8】

V_1

を用いて 1 次信号を補償して 2 次信号

【化 1 0 9】

$\hat{s}_l$

を生成する。基準 R E と R E グループ内の他の R E 間の相関関係が大きければ、共用受信フィルター

【化 1 1 0】

B_1

によって検出された 1 次信号は M M S E フィルターを直接用いて求めた解と類似し、数値解釈アルゴリズムが前処理フィルター

【化 1 1 1】

V_1

によって 1 次信号を補償して 2 次信号を検出する過程はもっと早く遂行される。逆に、相関関係が小さければ、1 次信号は M M S E フィルターを直接用いて求めた解との誤差が大きく、2 次信号を検出する過程も前処理フィルターを用いない場合と大きな違いがなくなる。

【0 1 3 0】

一方、以下では、図 1 3 の実施例で前処理フィルター

【化 1 1 2】

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、R E グループ内で共有される共用受信フィルター

【化 1 1 3】

B_1

が計算されるため、前処理フィルター

【化 1 1 4】

V_1

を計算する過程が図 8 とは違うことがあり得る。

【0 1 3 1】

まず、基準 R E のチャンネルに基づいて任意の行列

【化 1 1 5】

A_1

を数式 1 4 のように定義する。

【0 1 3 2】

10

20

30

40

【数 1 4】

【数 1 4】

$$\mathbf{A}_1 = \mathbf{G}_1^H \mathbf{G}_1 + \mathbf{R}$$

【0 1 3 3】

数式 1 4 で、

【化 1 1 6】

$$\mathbf{A}_1$$

10

は共用受信フィルター

【化 1 1 7】

$$\mathbf{B}_1$$

と逆行列の関係

【化 1 1 8】

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

にある。MIMO受信機は

20

【化 1 1 9】

$$\mathbf{A}_1$$

行列に基づいて下記の三つの実施例によって前処理フィルター

【化 1 2 0】

$$\mathbf{V}_1$$

を定義することができる。

【0 1 3 4】

一つ目、前処理フィルター

30

【化 1 2 1】

$$\mathbf{V}_1$$

は共用受信フィルター

【化 1 2 2】

$$\mathbf{B}_1$$

の逆行列になることができる。すなわち、共用受信フィルター

【化 1 2 3】

$$\mathbf{B}_1$$

40

が直ちに前処理フィルター

【化 1 2 4】

$$\mathbf{V}_1$$

になることができる。この実施例は数式 1 5 のように表現され、MIMO受信機は共用受信フィルター

【化 1 2 5】

$$\mathbf{B}_1$$

50

が計算されれば、これをそのまま前処理フィルタとして使う。共用受信フィルタと前処理フィルタが同一であるので、MIMO受信機はそれ以上

【化 1 2 6】

$$\mathbf{V}_1$$

を計算する必要がなく、

【化 1 2 7】

$$\mathbf{V}_1$$

を計算して記憶するのに要求されるメモリが不要になる。

10

【0 1 3 5】

【数 1 5】

【数 1 5】

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

【0 1 3 6】

二つ目、MIMO受信機は完全コレスキー因数分解 (complete Cholesky factorization) 方式で

【化 1 2 8】

20

$$\mathbf{A}_1$$

を分解して前処理フィルタ

【化 1 2 9】

$$\mathbf{V}_1$$

を計算することができる。このような過程は次の順序に 3 段階で遂行される。

【0 1 3 7】

【化 1 3 0】

30

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

【0 1 3 8】

【化 1 3 1】

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

【0 1 3 9】

【化 1 3 2】

40

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

【0 1 4 0】

逆置換演算過程が用いられれば i i) 過程で下三角行列

【化 1 3 3】

$$\mathbf{L}_1$$

の逆行列を求める過程は省略することができる。すなわち、二番目の方式では

【化 1 3 4】

 $\mathbf{B}_1, \mathbf{V}_1$

を適用するのに逆置換演算過程を活用して複雑度を軽減させることができる。この場合、
前処理フィルター

【化 1 3 5】

 $\mathbf{V}_1$

及び共用受信フィルター

【化 1 3 6】

10

 $\mathbf{B}_1$

を生成する全過程のうちに主複雑度は i) 過程で発生する。

【0 1 4 1】

一方、i i i) 過程は

【化 1 3 7】

 $\hat{\mathbf{L}}_1 \approx \mathbf{L}_1$

過程の近似化によって疎らな (s p a r s e) 前処理フィルター (行列の大部分の元素が
0 である行列) を生成する過程である。このような過程は、前処理フィルターが疎らなフ
ィルターである場合、数値解釈アルゴリズムの繰返しごとに発生する計算複雑度が大きく
減少するからである。

20

【0 1 4 2】

最後の三番目の方法として、不完全コレスキー因数分解 (i n c o m p l e t e C h
o l e s k y f a c t o r i z a t i o n) 方式で前処理フィルター

【化 1 3 8】

 $\mathbf{V}_1$

が計算されることができる。このような過程は下記の順序に 3 段階で遂行される。

【0 1 4 3】

30

【化 1 3 9】

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

【0 1 4 4】

【化 1 4 0】

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

【0 1 4 5】

40

【化 1 4 1】

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

【0 1 4 6】

第 2 実施例において、前処理フィルター

【化 1 4 2】

 $\mathbf{V}_1$

及び共用受信フィルター

50

【化 1 4 3】

B_1

を生成する過程の主複雑度は i) 過程で発生する。したがって、第 3 実施例においては、 i) 過程で完全コレスキー因数分解を用いる代わりに不完全コレスキー因数分解を用いて

【化 1 4 4】

$\hat{L}_1$

を計算する。

【0 1 4 7】

【化 1 4 5】

$\hat{L}_1$

に基づいて前処理フィルター

【化 1 4 6】

V_1

及び共用受信フィルター

【化 1 4 7】

B_1

を計算する場合、第 2 実施例とは違い、基準 RE に対しても補償過程を実施して 2 次信号を計算しなければならない。これは、

【化 1 4 8】

B_1

そのものが近似化した逆行列であるため、基準 RE に対しても誤差が発生することができるからである。結果的に、前述した三つの実施例の中で第 3 実施例は共用受信フィルターと前処理フィルターの生成に最小の複雑度が要求されるが、補償過程でそれぞれの繰返し回数は最も多くかかることができる。

【0 1 4 8】

前述した実施例は単純な例示に過ぎなく、このような方法の外にも多様な方法で前処理フィルターと共用受信フィルターが定義されることができる。

【0 1 4 9】

一方、図 1 3 に基づいて以上で説明した実施例とは違い、RE 間のチャネル相関関係によって前処理フィルターと RE の固有チャネルを用いた補償過程 (1 3 4 0、1 3 5 0) は省略することもできる。すなわち、基準 RE とは違う RE 間の相関関係が十分に大きければ、共用受信フィルター

【化 1 4 9】

B_1

によって検出された 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過程が省略され、1 次信号は直ちにデコーダー 1 3 7 0 に入力される。すなわち、補償過程に要求される計算複雑度とメモリ要求量が減少することができる。

【0 1 5 0】

図 1 4 は前処理フィルターを活用するさらに他の方式の MIMO 受信機動作過程を示す図である。図 1 4 は共用受信フィルター

10

20

30

40

【化 1 5 0】

B_1

を活用するという点では図 1 3 と類似している。しかし、図 1 4 の実施例では、基準 R E の固有チャネルを用いてそれぞれの R E に対して前処理フィルタを計算する。1 次信号の補償過程は

【化 1 5 1】

V_1

ではないそれぞれの R E の固有チャネルに基づいて生成された前処理フィルタによって 10 遂行される。

【0 1 5 1】

具体的に説明すると、M I M O 受信機は基準 R E のチャネルに基づいて共用受信フィルタ

【化 1 5 2】

B_1

を計算する (1 4 1 0) 。

【化 1 5 3】

B_1

は R E グループ内の R E 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過程に先立ち、M I M O 受信機はそれぞれの R E 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 R E に対しては

【化 1 5 4】

G_2

に基づいて

【化 1 5 5】

V_2

を計算し (1 4 4 0) 、N 番目の R E に対しては

【化 1 5 6】

G_N

に基づいて

【化 1 5 7】

V_N

を計算する (1 4 6 0) 。

【0 1 5 2】

それぞれの R E に対して固有の前処理フィルタを生成する過程には先に図 8 ～図 1 3 で説明した実施例が適用されることができる。ついで、M I M O 受信機はそれぞれの R E に対して生成された固有の前処理フィルタによって数値解釈アルゴリズムに基づく補償過程を遂行する (1 4 5 0 、 1 4 7 0) 。補償過程によって生成された 2 次信号 1 4 8 0 はデコーダー 1 4 9 0 に入力されて処理される。

【0 1 5 3】

図 1 4 の実施例によると、それぞれの R E ごとに前処理フィルタが生成されるため、更なる複雑度が要求される。しかし、R E 間のチャネル相関関係が低い場合、図 8 ～図 1 50

3の方式で前処理フィルタを共有する実施例は補償過程の繰返し回数が増加するようになる。よって、図14の固有の前処理フィルタを活用する実施例が全複雑度と計算過程に必要な時間を減らすのにもっと効果的である。

【0154】

また、逆置換演算過程を仮定するヤコビ、ガウスーシーデル、SQRプレコンディショニング方式で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過程で発生する複雑度の増加を最小化することができ、MIMO受信機に大きな負担とならない。一方、サイズNの下三角逆行列を逆置換過程で処理する場合、複雑度は

【化158】

$$N^2$$

10

より小さい。

【0155】

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

【0156】

図15で、グラフに四角形が表示された曲線はREグループ内の全REに対してそれぞれMMSEフィルタによって信号を検出する場合の計算複雑度を示す。星形が表示された曲線はREグループ内で前処理フィルタ

【化159】

20

$$V_1$$

が共有される場合を、三角形が表示された曲線はREグループ内で

【化160】

$$V_1$$

は共有されないが共用受信フィルタ

【化161】

$$B_1$$

30

が共有されて補償過程が遂行される場合をそれぞれ示す。図15から視覚的に確認できるように、以上で説明したMIMO受信機は受信ストリームの数が多いほど多くの複雑度利得を有する。

【0157】

以上で説明した実施例によると、REグループ内で全てのREの相関関係が1の場合、各REの受信フィルタ

【化162】

$$B_1$$

40

は基準REの受信フィルタ

【化163】

$$B_1$$

と等しくなる。したがって、

【化164】

$$B_1$$

のみを用いても1次信号は性能の低下なしにデコーダーに入力されることができる。よって、REグループ内で単一受信フィルタのみを求めるとよいので、総計算複雑度は1／

50

N (NはREグループ内のRE個数)に減る。

【0158】

REグループ内のRE間の相関関係が1より小さい場合、共用受信フィルター

【化165】

B_1

によって計算された1次信号の誤差は前処理フィルター

【化166】

V_1

10

によって補償される。RE間の相関関係が大きいほど前処理フィルターによる数値解釈アルゴリズムの補償過程は早く遂行される(つまり、繰返し回数が減る)。この際、前処理フィルターを適用する補償過程は、適用しない場合より計算複雑度は増加することができるが繰返し回数がそれよりもっと大幅に減る。結果的に、MIMO受信機はRE間の相関関係を最大限用いて性能の低下を最少化しながらも複雑度を減少させることができる。

【0159】

計算複雑度をさらに減らそうとする場合、MIMO受信機は前処理フィルターを活用した補償過程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減らすこともでき、計算複雑度と性能の間の妥協点を提供することができる。

20

【0160】

また、前述した技法によると、基準REを除いたREに対しては逆行列を直接計算しないで、全ての演算が行列Xベクター演算でなされる。逆行列演算は分散処理が易しくない反面、行列Xベクター演算は並列化が易しくて分散処理技法が容易に適用されることができる。よって、全処理時間を急に減らすことができる。

【0161】

3. MIMO受信機のREグループ形成方法

【0162】

以上ではMIMO受信機が前処理フィルターによって受信信号を処理する実施例について説明した。以下ではMIMO受信機が受信信号を処理する単位になるREグループを形成する過程について説明する。

30

【0163】

まず、REグループと基準RE及び一般REの概念について説明する。図16～図20は本発明の一実施例によるREグループ形成過程を説明する図である。図16～図20に示した四角形はそれぞれREを示し、斜線、柄又は色相の加わった四角形はREグループ内の基準REを示す。一つ以上のREがREグループをなし、REグループに含まれたREは基準REのチャネル情報に基づいて生成された受信フィルター及び／又は前処理フィルターを共有する。すなわち、基準REの場合、受信信号から受信フィルター及び／又は前処理フィルターが直接(例えば、MMSEフィルターなどによって)計算され、以下ではREグループ内で基準REを除いたREを「一般RE(normal RE)」と言う。

40

【0164】

例えば、図16でREグループ#1(1610)には $11 \times 6 = 66$ 個のREが含まれ、REグループ#1(1610)は中央に位置する1個の基準REと65個の一般REで構成される。同様に、REグループ#2(1620)も1個の基準REと65個の一般REで構成される。基準REからそれぞれの一般REまでの距離は{周波数軸、時間軸}の座標に定義され、例えばREグループ#1(1610)でAに位置する一般REは{0、2}で表現することができる。B、C、Dに位置する一般REはそれぞれ{0、5}、{-3、0}、{-3、5}で表現することができる。このような座標はREグループ内で右側方向と上側方向をそれぞれ周波数軸／時間軸が増加する方向に決定した結果であり、

50

単純な実施例に過ぎない。

【0165】

図16では二つのREグループ(1610、1620)がそれぞれ66個のREを含む実施例を説明し、二つのREグループ(1610、1620)に含まれるREの全部を「母グループ(mother group)」という。すなわち、以下で「母グループ」とはMIMO送信機が複数のREを処理してREグループを形成する単位になり、図16で母グループは $11 \times 12 = 132$ 個のREを含む一つのRB(Resource Block)で示される(図16でMIMO受信機は母グループであるRBを処理して2個のREグループを形成する)。

【0166】

図16～図20に示した実施例は同一の母グループを他の方式で分割してREグループを形成する実施例を示す。ただ、母グループが図16～図20の具現例に限定されるものではなく、母グループはRBの代わりにLTE/LTE-Aにおけるスロット、サブフレーム、サブバンド、フレーム単位で定義されることもできる。

【0167】

一方、前述したように、MIMO受信機は基準REのチャネル情報に基づいてREグループの全部で共有する受信フィルターと前処理フィルターを生成し、生成されたフィルターを一般REに共有して受信信号から検出信号を生成する。この際、基準REで受信フィルター、前処理フィルター、データ検出に要求される複雑度は下記の数式16のように表現される。

【0168】

【数16】

【数16】

$$Cpx_{RE_DMMSE} = \frac{3}{2} N_s N_r (N_s + 1) + N_s^3$$

【0169】

また、基準REではない一般REで要求される複雑度は数式17のように表現される。

【0170】

【数17】

【数17】

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

【0171】

数式17から、検出信号の生成に要求される複雑度はアルゴリズムの繰返し回数に影響されることが分かる。また、数式16及び数式17から一つの母グループを処理するのに要求される総複雑度は数式18のように表現される。

【0172】

【数18】

【数18】

$$Cpx_{Total} = N_{RE_DMMSE} \times Cpx_{RE_DMMSE} + \sum_{iter=1}^{iter_{max}} N_{RE_Proposed}(iter) \times Cpx_{RE_Proposed}(iter)$$

【0173】

数式18で、

10

20

30

40

50

【化 1 6 7】

$$N_{RE_DMMSE}$$

は母グループ内に位置する基準 R E の個数であり、

【化 1 6 8】

$$N_{RE_Proposed} (iter)$$

は母グループ内で数値解釈アルゴリズムの繰返し回数が

【化 1 6 9】

「 *i t e r* 」

10

である一般 R E の個数となる。

【0 1 7 4】

一方、図 1 6 の R E グループ # 1 (1 6 1 0) で、B に位置する一般 R E に対する繰返し回数は A に位置する一般 R E の繰返し回数より大きくなることできる。これは、基準 R E からの距離が遠くなるほど R E グループ内で共有される受信フィルタ及び／又は前処理フィルタの効用性が落ちるからであり、前述した数値解釈アルゴリズムが解を探すために要求される繰返し回数が増えるからである。また、チャンネル変化が大きいほど（チャンネル電力遅延分散が長く現れるとかドップラー効果が大きく現れる場合）共有されるフィルタの効用性は急激に落ちる。よって、基準 R E との距離が遠い一般 R E に対しては、チャンネル変化が大きい場合、アルゴリズム繰返し回数が大きく増加して検出信号生成の総複雑度

20

【化 1 7 0】

$$C_{px_Total}$$

が大きく増加することになる。

【0 1 7 5】

以下では、M I M O 受信機が母グループから R E グループを形成するさまざまな実施例に基づき、前述したように検出信号生成の複雑度が増加することができる状況でも複雑度を最小化する方案について説明する。

30

【0 1 7 6】

まず、M I M O 受信機が図 1 6 に示した R E グループ # 1、# 2 (1 6 1 0、1 6 2 0) を用い、R E 間のチャンネル相関関係が非常に大きい場合（電力遅延分散プロファイルの長さが短くてドップラー効果が小さな値で現れる場合、例えばペデストリアンチャンネル（*p e d e s t r i a n c h a n n e l*、3 km/h））R E グループ内で共有される受信フィルタ及び前処理フィルタの効用性は非常に大きい。よって、R E グループ内の全ての R E で数値解釈アルゴリズムの繰返し回数は 1 になることができ、母グループの全部を処理するのに要求される計算複雑度

【化 1 7 1】

40

$$C_{px_Total}$$

を最小化することができる。

【0 1 7 7】

一方、R E 間のチャンネル相関関係が小さい場合、基準 R E から遠く離れて位置する一般 R E に対しては数値解釈アルゴリズムの多くの繰返しが必要である。例えば、A、B、C、D に位置する R E のそれぞれに対して 1、2、3、4 の繰返し数が要求される場合を考慮することができる。このように繰返し数が大きい一般 R E が増加することは R E グループの全部に対する計算複雑度を増大させる問題点がある。

50

【0178】

繰返し数が多いREが増加する問題点を解決するため、図17に示した4個のREグループ1710、1720、1730、1740を例として説明する。図17に示した4個のREグループ1710、1720、1730、1740は、図16に示した実施例と母グループが同一であるので、図16の2個のREグループ1610、1620と同数のREで構成される。しかし、図17の4個のREグループ1710、1720、1730、1740はそれぞれのREグループ内で基準REから最も遠い一般REまでの距離がもっと短い。よって、一部の一般REに対する繰返し回数が減少することができる。

【0179】

例えば、図16でA、Bに位置する一般REは基準REとの距離がそれぞれ{0、2}、{0、5}であるが、図17では同一のA、Bに位置する一般REに対して距離が{0、1}、{0、2}に減ったことを確認することができる。この場合、A、B、C、Dに位置する任意のREのそれぞれに対して繰返し数を減らすことができる。

10

【0180】

結果的に、図17の場合、全てのREに対して基準REの総数は2個から4個に増えるが、母グループを処理するのに要求される総複雑度は図16より減ることになる効果がある。

【0181】

以上で説明した実施例から、基準REの個数及びREグループの形態は

【化172】

20

$$Cpx_{Total}$$

、つまり母グループに含まれる全てのREを処理するのに要求される計算複雑度を最小化するように決定しなければならないことが分かる。REグループの「形態」とはREグループの大きさ及び形状を意味し、図17及び図20kの場合、REグループの個数が全部4個である点は同一であるが、形状が異なってREグループの形態は互いに異なる。

【0182】

このように、REグループを形成するためのさまざまな方法があり得る。以下では、母グループの全部に対する計算複雑度を最小化するようにREグループを形成する実施例を説明する。

30

【0183】

まず、REグループ内で基準REの位置は一般REとの最大距離が最小になる位置になる。言い替えれば、基準REは基準REから最も遠い距離に位置する一般REとの距離（つまり、最大距離）が最小になるようにREグループ内に位置しなければならない。

【0184】

前述したように、REグループ内でRE間の距離は周波数軸及び時間軸の2成分を用いて{周波数軸、時間軸}で表現されることができる。基準REからの距離が遠い一般REであるほど、基準REからの距離がもっと短い一般REより検出信号生成のための繰返し回数が同一であるかそれより多い。よって、説明した方式で基準REを配置する場合、特定の一般REで繰返し数が急激に増加する現象を防止することができる。

40

【0185】

図16のREグループ#1(1610)で、基準REと一般REとの最大距離は{3、5}である。REグループ#1(1610)内のどのREを基準REとして選択すると言ってもこの最大距離をそれ以上減らすことができない。一方、図18の場合、基準REが各REグループの角部に位置し、最大距離は{5、10}である。よって、図18のAに位置する一般REは図16で同一のAに位置する一般REに比べてもっと多い繰返し数が要求される。さらに、REグループ内でRE間のチャネル相関関係が小さいほどこのような繰返し数は大きく増加し、大きな繰返し数が要求される一般REの数も急激に増加して総複雑度

【化 1 7 3】

 $C_{px_{Total}}$

が増加することになる。結論的に、前述したように、一般 R E との最大距離が最小になる所に基準 R E が位置しなければならない。

【0 1 8 6】

次に、M I M O 受信機は R E 間のチャネル相関関係に基づいて R E グループの形態を決定することができる。R E のチャネル相関関係は一般 R E で検出信号を生成するときに要求される繰返し数に影響を及ぼすという点については前述したようである。例えば、R E 間のチャネル相関関係が大きい場合には、M I M O 受信機が一般 R E でデータを検出するときに繰返し数が少なく要求される反面、チャネル相関関係が小さい場合には、同一の条件で一般 R E でデータを検出するときに繰返し数が多く要求される。これは、M I M O 受信機が R E グループのデータ検出に受信フィルタ及び前処理フィルタを用い、このような共有フィルタの効果はチャネル相関関係が大きいほど大きく現れるからである。

10

【0 1 8 7】

具体的に、M I M O 受信機は全ての R E に対してチャネル情報を予め知っており、このような R E のチャネル情報に基づいて R E 間のチャネル相関関係を数式 1 9 によって計算することができる。

【0 1 8 8】

【数 1 9】

20

【数 1 9】

$$\beta_k^{(f)} = \frac{1}{|C|} \sum_{l \in C} \frac{1}{2 \|\mathbf{G}_l^\dagger\|_F^2} \left(\|\text{diag}\{\mathbf{G}_l^\dagger \mathbf{G}_{l,k}^{(f)}\}\| + \|\text{diag}\{\mathbf{G}_l^\dagger \mathbf{G}_{l,-k}^f\}\| \right)$$

$$\beta_k^{(t)} = \frac{1}{|C|} \sum_{l \in C} \frac{1}{2 \|\mathbf{G}_l^\dagger\|_F^2} \left(\|\text{diag}\{\mathbf{G}_l^\dagger \mathbf{G}_{l,k}^{(t)}\}\| + \|\text{diag}\{\mathbf{G}_l^\dagger \mathbf{G}_{l,-k}^t\}\| \right)$$

【0 1 8 9】

30

数式 1 9 で、

【化 1 7 4】

$$\|\cdot\|_F^2$$

はフロベニウス技法 (F r o b e n i u s m e t h o d) によるフロベニウスノルム (n o r m) を示す。また、関数

【化 1 7 5】

$\text{diag}(\mathbf{B})$ は行列 $\mathbf{B}$

40

の対角成分のみを抽出した対角行列を示す。

【化 1 7 6】

$$C \text{ と } |C|$$

は R E グループ内でチャネル相関関係計算の基準になる任意の R E のインデックスセット (i n d e x s e t) 及びインデックスセットの大きさをそれぞれ示す。例えば、図 1 6 に示した実施例で、

【化 1 7 7】

C

は R E グループ # 1 (1 6 1 0) と R E グループ # 2 (1 6 2 0) の二つの基準 R E のインデックスを示すことができ、基準 R E でない二つの任意の R E のインデックスになることもできる。また、

【化 1 7 8】

$|C|$

は 2 になる。

【0 1 9 0】

図 1 6 で、R E グループ # 2 (1 6 2 0) の基準 R E のチャンネルを関数

【化 1 7 9】

$G_l, l \in C$ とすると、 $G_{l,1}^{(f)} / G_{l,-1}^{(f)}$

はそれぞれ基準 R E から周波数軸に 1、-1 の距離だけ離れた E、F に位置する一般 R E のチャンネルを示す。同様に、

【化 1 8 0】

$G_{l,1}^{(t)} / G_{l,-1}^{(t)}$

はそれぞれ基準 R E から時間軸に 1、-1 の距離だけ離れた G、H に位置する一般 R E のチャンネルを示す。

【0 1 9 1】

一方、

【化 1 8 1】

$\beta_k^{(f)}$ は基準 R E ($G_l, l \in C$)

と基準 R E から周波数軸に

【化 1 8 2】

k

だけ離れた

【化 1 8 3】

一般 R E ($G_{l,k}^{(f)}$)

間のチャンネル相関関係を示す。

【化 1 8 4】

G_l と $G_{l,k}^{(f)}$

のチャンネルが同一であれば、

10

20

30

40

【化 1 8 5】

$$\beta_k^{(f)}$$

は 1 になるが、そうでない場合にはいずれも 1 より小さい値を有する。M I M O 受信機は数式 1 9 の

【化 1 8 6】

$$\beta_k^{(f)}$$

10

に基づいて周波数軸に沿って R E 管のチャネル相関関係を計算することができ、計算されたチャネル相関関係と下記の数式 2 0 によって R E グループでの周波数軸上の最大距離が決定される。

【0 1 9 2】

【数 2 0】

【数 2 0】

$$k = 0, \beta_0^{(f)} = 1$$

while $\beta_k^{(f)} > \gamma$ **do**

20

$$k = k + 1$$

compute $\beta_k^{(f)}$

end while

$$k_{\max}^{(f)} = k - 1$$

30

【0 1 9 3】

数式 2 0 で、

【化 1 8 7】

$$k_{\max}^{(f)}$$

は周波数軸上の最大距離を示し、

【化 1 8 8】

$$\gamma$$

40

は R E 間の周波数軸上のチャネル相関関係である

【化 1 8 9】

$$\beta_k^{(f)}$$

の最小閾値を示すもので、1 より小さい値になる。数式 2 0 で、

【化 1 9 0】

$$\beta_k^{(f)} \geq \gamma$$

50

より小さい場合、基準 R E から周波数軸上の最大距離は
【化 1 9 1】

$$k-1$$

になる。すなわち、
【化 1 9 2】

$$k_{\max}^{(f)} = k-1$$

になる。数式 2 0 は基準 R E とのチャネル相関関係が最小限の臨界値になる直前の R E ま
で受信／前処理フィルタが共有される R E グループに決定することを意味し、数式 2 0
によって R E グループの周波数軸上の両端が決定される。

10

【0 1 9 4】

一方、数式 1 9 で、時間軸による R E 間のチャネル相関関係が
【化 1 9 3】

$$\beta_k^{(t)}$$

に計算されることができ、数式 2 0 と類似した方法によって時間軸への最大距離も決定さ
れる。これにより、R E グループの時間軸上の両端が決定されることができ、2 軸方向へ
の最大距離が決定されることによって R E グループの形態（つまり、形状及び大きさ）が
最終に決定される。すなわち、基準 R E との相関関係が周波数軸と時間軸上に閾値以上にな
る距離まで受信／前処理フィルタが共有される。

20

【0 1 9 5】

さらに他の実施例として、MIMO 受信機は CRS (Common Reference Signal) を用いてチャネルの電力遅延分散プロファイルを予測することができる。このような電力遅延分散プロファイルは時間ドメインでチャネルのインパルス応答 (impulse response) を示し、その長さが長いほど周波数軸上のチャネル変化量が多いことを意味する。MIMO 受信機はこのようなチャネルの電力遅延分散プロファイルから数式 2 0 で説明した最大距離を計算することができる。

【0 1 9 6】

具体的に、チャネル遅延分散プロファイルが長く現れる場合、数式 2 0 の最大距離
【化 1 9 4】

30

$$k_{\max}^{(f)}$$

が 1 になることができる反面、チャネル遅延分散プロファイルが短く現れる場合には周波
数軸上の全てのチャネルが同一になって最大距離が 6 に最も長く決定されることもできる。
すなわち、MIMO 受信機はチャネル遅延分散プロファイルを用いて周波数軸上の基準
R E と一般 R E の間の最大距離を決定することができる。

【0 1 9 7】

また、LTE/LTE-A システムを支援する MIMO 受信機はドップラー効果も測定
することができ、先にチャネル遅延分散プロファイルについて説明したものと同様に、ド
ップラー効果を用いて時間軸上の最大距離を決定することができる。結果的に、MIMO
受信機は電力遅延分散プロファイルとドップラー効果を用いて R E グループの形態を決定
することもできる。

40

【0 1 9 8】

さらに他の実施例によると、MIMO 受信機は受信信号の SNR/SIR/SINR (Signal to Noise Ratio/Signal to Interference Ratio/Signal to Interference plus Noise Ratio) の少なくとも一つに基づいて数値解釈アルゴリズムの誤差許容係
数を決定し、これによって R E グループの形態を決定することができる。数値解釈アルゴ

50

リズムの誤差許容係数

【化 1 9 5】

δ

については数式 1 1 で説明したもので、数値解釈アルゴリズムの計算結果値の誤差許容範囲を示す。

【0 1 9 9】

一方、このような誤差は該当の一般 R E で M M S E フィルターなどを用いて直接計算した結果と説明した技法によって受信／前処理フィルタを共有した計算結果との差を意味する。よって、誤差許容係数

10

【化 1 9 6】

δ

が大きいほど計算結果の誤差が大きくなる確率が大きくなり、M I M O 受信機の性能は劣化する。しかし、S N R / S I R / S I N R が低い場合であれば、前述した誤差よりは雑音や干渉が性能にもっと支配的な影響を及ぼす。したがって、このような状況では誤差許容係数を大きくしても受信機の性能劣化が相対的に非常に小さくなる。誤差許容係数を大きくする場合、数値解釈アルゴリズムの繰返し数が減って検出信号の生成のための計算複雑度が減少し、誤差許容係数が大きければ、全ての R E でアルゴリズムの繰返し数が減るため、誤差許容係数が小さい場合に比べてもっと大きい R E グループを形成することができる。

20

【0 2 0 0】

具体的に例を挙げて説明すると、図 1 6 で D に位置する R E の場合、

【化 1 9 7】

$$\delta = 0.0001$$

であれば数値解釈アルゴリズムに要求される繰返し回数が 4 であるが、

【化 1 9 8】

$$\delta = 0.01$$

30

であれば要求される繰返し回数が 2 に減ることができる。したがって、S N R / S I R / S I N R を考慮しない場合、M I M O 受信機は繰返し回数が 4 まで発生しないように図 1 6 の代わりに図 1 7 に示した形態に R E グループを形成しなければならない。一方、S N R / S I R / S I N R を考慮する場合、M I M O 受信機は、S N R / S I R / S I N R が低い場合、誤差許容係数

【化 1 9 9】

δ

を大きくして図 1 6 に示した形態の R E グループを形成することができる。

40

【0 2 0 1】

また、M I M O 受信機は母グループごとに平均 S I N R を計算し、これに基づいて該当の母グループの誤差許容係数を下記の数式 2 1 のように決定することができる。

【0 2 0 2】

【数 2 1】

【数 2 1】

$$\delta = 10^{-SINR/5}$$

【0 2 0 3】

50

図 2 1 を例として説明すると、図 2 1 のそれぞれの四角形は母グループを示す (2 1 1 0)。それぞれの母グループ 2 1 1 1、2 1 1 2、2 1 1 3、2 1 1 4、2 1 1 4、2 1 1 6 は複数の R E (例えば、先の図 1 6 ~ 図 2 0 のように R B) で構成されることができ、母グループのそれぞれで図 1 6 ~ 図 2 0 に示した形態に R E グループが形成されることができる。

【0 2 0 4】

一方、図 2 1 で、母グループ # 1 (2 1 1 1) を処理した結果、S I N R が 1 0 d B に測定されることができる。このような場合、M I M O 受信機は母グループ # 1 (2 1 1 1) に対する

【化 2 0 0】

$$\delta = 0.01$$

に決定し、図 1 7 に示した形態に R E グループを形成する。母グループ # 2 (2 1 1 2) を処理した結果、S I N R が 1 5 d B に測定されれば、M I M O 受信機は

【化 2 0 1】

$$\delta = 0.001$$

に決定し、図 1 9 に示した形態に R E グループをもっと小さく形成することができる。ついで、母グループ # 3 (2 1 1 3) を処理した結果、S I N R が 5 d B に測定されれば、M I M O 受信機は

【化 2 0 2】

$$\delta = 0.1$$

に決定し、図 1 6 に示した形態に R E グループを形成することができる。結果として、M I M O 受信機はそれぞれの母グループごとに測定される S I N R によって R E グループの形態を能動的に決定することができ、これにより受信信号処理に要求される計算複雑度をさらに減らすことができるようになる。

【0 2 0 5】

S N R / S I R / S I N R を用いるさらに他の実施例として、M I M O 受信機はチャネル相関関係の最小閾値

【化 2 0 3】

$$\gamma$$

を S N R / S I R / S I N R を考慮して決定することができる。最小閾値

【化 2 0 4】

$$\gamma$$

は、数式 2 0 で説明したように、基準 R E に基づいた受信 / 前処理フィルタを共有するために R E が満たすべき最小限の相関関係を意味する。

【0 2 0 6】

M I M O 受信機は、S N R / S I R / S I N R が低い場合、チャネル相関関係の最小閾値を小さく設定することができる。このような場合、数式 2 0 のアルゴリズムは基準 R E からの最大距離

【化 2 0 5】

$$k_{\max}^{(f)}$$

をもっと大きく選択することができ、結果的にもっと大きい閾値を大きく設定し、数式 2 0 のアルゴリズムによる最大距離がもっと小さく選択され、R E グループが小さく形成される。

10

20

30

40

50

【0207】

さらに他の実施例を説明すると、母グループがRBの場合、MIMO受信機はRB単位でREグループを決定し、以前のRBでの繰返し回数を考慮してREグループを形成することができる。MIMO受信機は、以前のRBで検出信号を生成する過程で数値解釈アルゴリズムの繰返し回数が特定の閾値を超える場合、次のRBに対しては以前のRBで適用されたREグループより小さな大きさを有するREグループを形成することができる。

【0208】

具体的に説明すると、数値解釈アルゴリズムの繰返し回数に対する特定の閾値を

【化206】

χ

10

という。例を挙げて説明すると、RBに対して図16に示したように二つのREグループが形成されるとき、図16のDに位置する一般REに対する検出信号を生成する過程で数値解釈アルゴリズムの繰返し回数が閾値

【化207】

χ

を超える場合を考慮することができる。この際、MIMO受信機は次のRBに対しては図17に示した形態にREグループをもっと小さく形成する。もっと小さいグループが形成されることにより、Dに位置する一般REの基準REとの距離は{3、5}から{3、2}

20

【0209】

一方、図16のように形成されたREグループに対して検出信号を生成する過程で繰返し回数が閾値

【化208】

χ

を超えない場合、図16に示した形態のREグループを続けて次のRBにも適用することができる。結果として、MIMO受信機はRB単位でREグループを形成する過程で以前のRBに対する数値解釈アルゴリズム繰返し回数が閾値を超えるかを考慮してREグループを縮小することができる。

30

【0210】

REグループを縮小するとは、周波数軸方向への縮小、時間軸方向への縮小、及び両軸方向への縮小のいずれか一つであり得る。先の図16の実施例を引き継いで説明すると、図16のDに位置する一般REの繰返し数が閾値

【化209】

χ

を超える場合、MIMO受信機はC位置の一般REの収斂速度（つまり、共用フィルターを用いない場合との誤差）とBに位置する一般REの収斂速度を比較することができる。Cに位置する一般REでの収斂速度がより速い場合（つまり、誤差がもっと小さい場合）、基準REとCに位置するREのチャネル相関関係が基準REとBに位置するREのチャネル相関関係より大きいことが分かる。

40

【0211】

よって、MIMO受信機は次のRBに対しては基準REを時間軸方向にもっと配置する図17に示した形態のREグループを形成することができる（Bにもっと近い位置に基準REが付け加えられるように）。反対に、Cに位置するREでの収斂速度がもっと遅い場合（つまり、誤差がもっと大きい場合）、Cに位置するREのチャネル相関関係がBに位置するREより小さいことが分かる。よって、MIMO受信機は、次のRBに対しては図20に示した形態のREグループを形成することができる（Cにもっと近い位置に基準R

50

Eが付け加えられるように)。

【0212】

前述した収斂速度を考慮してREグループの形態を調節する方式は数値解釈アルゴリズムの繰返し回数を考慮するものに理解されることもできる。一方、収斂速度が速いこと（繰返し回数当たり誤差の減少速度がもっと速いこと）は検出信号の生成のための繰返し回数が小さいことを意味する。

【0213】

前述した収斂速度（つまり、共用フィルターを用いない場合との誤差）は数式11で説明した数値解釈アルゴリズムでの

【化210】

10

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

を計算することによって（つまり、勾配を計算することによって）確認することができる。言い換えれば、同じ繰返し数に対して

【化211】

$\| \mathbf{g}^{(i)} \|$

が小さいほど収斂速度が速くなること（つまり、誤差が小さいこと）を意味するので、Cに位置するREの

20

【化212】

$\| \mathbf{g}^{(i)} \|$

とDに位置するREの

【化213】

$\| \mathbf{g}^{(i)} \|$

30

を比較することによって二つのRE間の収斂速度の比較が可能である。

【0214】

以上では、MIMO受信機が数値解釈アルゴリズムの繰返し回数、誤差を比較して次のREグループの形態を決定する実施例を説明した。以下では、前述した内容に加え、MIMO受信機がREのチャネル相関関係を用いて次のREグループの形態を予め決定する実施例を説明する。

【0215】

先の数式19によってMIMO受信機が周波数軸及び時間軸に対するチャネル相関関係を測定する過程を説明した。周波数軸方向へのチャネル相関関係が時間軸方向への相関関係より小さければ（つまり、周波数軸方向へのチャネル変化がもっと大きければ）、周波数軸方向への最大距離が減少する形態のREグループが選択されることができる。反対に、時間軸方向へのチャネル相関関係がもっと小さい場合（つまり、時間軸方向へのチャネル変化がもっと大きければ）、時間軸方向への最大距離が減少する形態のREグループが選択されることができる。このような実施例によると、チャネル相関関係が小さくて数値解釈アルゴリズムの繰返し回数が多い軸方向への最大距離を減らすことにより、次のRBに対してはREグループ全部の計算複雑度を減らすことができる。

40

【0216】

例を挙げて説明すると、図16に示した形態のREグループを用いているうち、数値解釈アルゴリズムの最大繰返し数が閾値

【化 2 1 4】

$$\chi \text{ を超えながら } \beta_{k_{\max}}^{(f)} > \beta_{k_{\max}}^{(t)}$$

を満たす場合、MIMO受信機は次のRBに対しては図17に示した形態のREグループを形成することができる。反対に、

【化 2 1 5】

$$\beta_{k_{\max}}^{(f)} < \beta_{k_{\max}}^{(t)}$$

10

を満たす場合、図20に示した形態のREグループを形成することができる。

【0 2 1 7】

以上で説明したMIMO受信機が最大繰返し回数と閾値

【化 2 1 6】

χ

を比較する実施例は次のように変更されて適用できる。

【0 2 1 8】

REグループを縮小する以上の実施例とは反対に、MIMO受信機が以前のRBに対するデータ検出過程で遂行した数値解釈アルゴリズムの最大繰返し回数が特定の閾値より小さい場合、MIMO受信機は次のRBに対してはREグループを拡張することができる。すなわち、チャンネル相関関係が十分に良くてREグループを拡張しても数値解釈アルゴリズムの繰返し回数が大きく増加しないことが予想されるので、MIMO受信機は基準REの計算複雑度を減らすためにREグループを拡張することができる。

20

【0 2 1 9】

また、以前のRBに対する数値解釈アルゴリズムの最大繰返し回数が特定の閾値より小さい場合、MIMO受信機は周波数軸と時間軸方向への収束速度を比較してREグループが拡張される形態を決定する。また、MIMO受信機は周波数軸と時間軸へのチャンネル相関関係を比較してREグループが拡張される形態を決定することもできる。前述した拡張実施例は以上で説明した縮小実施例が同様に適用できるので、具体的な説明は省略する。

30

【0 2 2 0】

一方、移転RBでの繰返し回数を考慮してREグループを拡張する場合、MIMO受信機はREグループを縮小する前の形態にREグループを拡張することができる。すなわち、MIMO受信機がRBでの繰返し回数を考慮してREグループを縮小した経験がある場合、REグループを拡張するとはREグループを縮小する前の形態に再び戻ることを意味することができる。

【0 2 2 1】

図21は本発明の一実施例によるREグループ形成過程を説明する図である。図21でそれぞれの四角形はRBを示し、それぞれのRBは図16～図20に示した複数のREを含み、一つ以上のREグループで構成される。一方、以上の図16～図20で説明した実施例は一つ以上が複合的に適用されることができ、これによりMIMO受信機はそれぞれのRBに対する計算複雑度を最小化することができるようになる。

40

【0 2 2 2】

例を挙げて説明すると、まずMIMO受信機はRB#1(2111)に対して周波数軸と時間軸によるチャンネル相関関係を考慮してREグループの形態を決定することができる。RB#1(2111)に対するデータ検出が完了すれば、MIMO受信機はRB#1(2111)で遂行された数値解釈アルゴリズムの繰返し回数及び収束速度に基づき、RB#2(2112)で使うべきREグループ形態を予め決定することができる。同様に、RB#3(2113)に対してはRB#2(2112)で遂行された数値解釈アルゴリズム

50

の結果に基づいてREグループ形態が決定されることができる。すなわち、次のRBで使われるREグループの形態は以前のRBで遂行された数値解釈アルゴリズムの繰返し回数と収斂速度に基づいて決定されることができ、最初のRBに対してはRE間のチャネル相関関係及び／又はSNR／SIR／SINRを考慮してREグループが決定されることができる。一方、MIMO受信機がRB単位でREグループを形成するにとどまらず、サブフレーム、タイムスロットなどの単位でREグループを形成することができるのは前述したようである。

【0223】

以上で説明したように、MIMO受信機はRE間のチャネル相関関係、SNR／SIR／SINR、以前の動作履歴などを考慮してREグループの形態を適応的に決定することができる。適応的にREグループが決定されることにより、MIMO受信機は全てのRBを処理するために要求される計算複雑度を性能低下なしにも低めることができるようになる。

10

【0224】

4. MIMO送信機のREグループ形成方法

【0225】

以上ではMIMO受信機がREグループを形成して受信信号を処理する過程について説明した。以下では図22及び図23に基づいてMIMO送信機が母グループからREグループを形成する実施例について説明する。以下で、MIMO送信機は明細書の開始部で説明した基地局又は送信端を意味することができ、前述したMIMO受信機が通信を行う対象になることができる。

20

【0226】

まず、MIMO送信機は、複数のREの時間軸に対するチャネル相関関係と周波数軸に対するチャネル相関関係を考慮し、一つの母グループからREグループの形態を決定する。すなわち、MIMO送信機はMIMO受信機が検出信号の生成に用いるREグループを直接決定することができる（つまり、REグループの形態を決定することができる）。ついで、MIMO送信機は、REグループの形態についての情報をMIMO受信機に送信し、MIMO受信機はこの情報に基づいて受信信号を処理することにより、検出信号を生成する。以下では前述したMIMO送信機のREグループ形成過程について具体的に説明する。

30

【0227】

すなわち、MIMO送信機は前述したMIMO受信機が受信信号を処理する前にREグループの形態を決定する過程を遂行することができ、MIMO送信機によってREグループの形態が決定された場合、前記情報がMIMO送信機からMIMO受信機に送信される。MIMO送信機が送信するREグループについての情報は物理階層下りリンク制御チャネル（PDCCH、Physical Downlink Control Channel）を介してMIMO受信機に送信されることができる。前述した過程により、MIMO受信機はREグループの形態を決定する過程を省略することができるので、端末の具現複雑度が改善することができ、端末の電力消費も減ることができる。

【0228】

40

MIMO送信機とMIMO受信機がTDD（Time Division Duplex）システムで通信する場合、MIMO送信機は有効チャネル（effective channel）を予め分けることができる。この場合、MIMO送信機は数式20で説明した過程によって複数のREに対するチャネル相関関係を計算する過程を遂行することができ、数式20で周波数軸上の最大距離である

【化217】

$k_{\max}^{(f)}$
と時間軸上の最大距離である

【化 2 1 8】

$$k_{\max}^{(t)}$$

を MIMO 送信機が決定することができる。すなわち、周波数軸と時間軸上の最大距離が決定されれば、MIMO 送信機は RE グループの形態を決定する。形成された RE グループについての情報（例えば、RE グループの形態）は MIMO 受信機に送信される。

【0 2 2 9】

一方、MIMO 送信機と MIMO 受信機が FDD (Frequency Division Duplex) システムで通信する場合、MIMO 送信機は有効チャネルが直接分かることが難しい。このような場合、MIMO 送信機は、MIMO 受信機から時間軸と周波数軸の間のチャネル相関関係についての情報のフィードバックを受けるか、電力遅延分散プロファイルとドップラー効果についての情報のフィードバックを受けることができる。言い替えれば、MIMO 送信機は、RE グループを形成するためのパラメーター値を MIMO 受信機からフィードバックして受けることができ、受信した情報を用いて RE グループを形成することができる。フィードバックされる情報の例としては、特定の周波数領域に対する特性値 (characteristic value) であるドップラー効果、電力遅延分散プロファイル、コヒーレンス時間 (coherence time)、コヒーレンス帯域 (coherence bandwidth) などの情報を含むことができ、時間／周波数相関関係による周波数領域の選好度情報として、MIMO 受信機の選好周波数領域のインデックス、選好周波数領域の順序、周波数領域別選好程度などの情報を含むこともできる。MIMO 送信機は、受信されたフィードバック情報の少なくとも一つに基づいて RE グループを形成する。

【0 2 3 0】

ついで、MIMO 送信機が一つの母グループから RE グループを形成した後、MIMO 受信機に RE グループについての情報を送信する実施例を説明する。

【0 2 3 1】

一つ目、MIMO 送信機と MIMO 受信機の間には既決定の RE グループの形態が共有されることができる。すなわち、MIMO 送信機は既決定の RE グループ形態のいずれか一つを選択し、選択された RE グループをインデックス値として MIMO 受信機に送信することができる。MIMO 受信機も RE グループの形態についての情報を予め持っているから、MIMO 送信機から受信されるインデックス値のみでもどの形態に RE グループが決定されたかが分かる。

【0 2 3 2】

図 2 2 を参照して説明すると、MIMO 送信機と MIMO 受信機の間には RE グループの形態が set # 1 (2 2 1 0)、set # 2 (2 2 2 0)、set # 3 (2 2 3 0)、set # 4 (2 2 4 0) のいずれか一つに決定されるという情報が予め共有される。この際、それぞれのセットは一つの母グループが特定の形態を有する RE グループで構成されることを示す。前述した実施例によって、MIMO 送信機は

【化 2 1 9】

$$k_{\max}^{(f)} \text{ と } k_{\max}^{(t)}$$

に基づいて 4 個の既決定セットのいずれか一つを選択し、選択されたセットについての情報を MIMO 受信機に送信する。一方、図 2 2 で、4 個のセットはいずれも同じ母グループを仮定する。この際、一つの母グループを形成する単位は（例えば、一つの RB）LTE / LTE-A における RB を例として説明したが、これに限定されなく、サブフレーム、スロット、ひいては新規の通信システムで定義される単位で具現されることもできる。

【0 2 3 3】

一方、図 2 2 に示した数字は母グループ内でそれぞれの RE グループのインデックスを示す。説明の便宜のために、以下では特定のセットと該当のセット内の特定 RE グループ

を{セットインデックス、REグループインデックス}で表現する。すなわち、{3、1}はセット3(2230)内で「3」で表示された三番目のREグループを意味する。

【0234】

二つ目、MIMO送信機は以前に選択したセットのインデックス値を基準にして、新しく選択するセットのインデックス値を知らせることもできる。すなわち、前述した実施例で、MIMO送信機はREグループの形態を直接的に示すインデックス値を送信した。これとは違い、MIMO送信機は、新しく形成されたREグループの形態が以前に選択されたREグループの形態とどのように違うかを比較し、その結果のみをMIMO受信機に送信することもできる。

【0235】

具体的に説明すると、RE間の時間／周波数軸へのチャネル相関関係は長期統計的要素(例えば、電力遅延分散プロファイル又はドップラー効果)によって決定される。このような長期統計的要素は端末の移動速度とキャリア(carrier)の選択によって大きな影響を受ける。よって、端末が同じキャリアを使うとともに移動性が低い場合、チャネル相関関係は時間によって徐々になる。このような場合、MIMO送信機が以前に選択したREグループの形態と新しく選択するREグループの形態は類似する可能性が非常に高い。すなわち、MIMO送信機は以前のREグループの形態と比較した結果のみを送信することにより、MIMO受信機に送信する情報のオーバーヘッドを最小化することができる。

【0236】

例を挙げてもっと説明すると、MIMO送信機とMIMO受信機の間に以前に選択したREグループの形態が予め知られていれば、MIMO送信機は下記の表1のように1ビットの情報のみを用いて既選択のREグループの形態を再使用するかをMIMO受信機に知らせることができる。

【0237】

【表1】

【表1】

インデックス	内容
0	維持
1	リセット

【0238】

MIMO送信機が「1」を送信する場合、MIMO受信機は以前に使ったREグループの形態をそれ以上使わない。その代わりに、MIMO送信機は新たなREグループの形態を示すインデックス値をMIMO受信機に送信する。一方、MIMO送信機が「0」を送信する場合、MIMO受信機は以前に使ったREグループの形態を使い続けることが分かる。

【0239】

さらに他の例を挙げると、MIMO送信機は表2のように、2ビット情報を用いて新しく選択されたREグループの形態を相対的な値として知らせることができる。

【0240】

【表2】

【表2】

インデックス	内容
00	維持
01	-1(拡張)
10	+1(縮小)
11	リセット又は保留

【0241】

表 2 で、MIMO 送信機と MIMO 受信機の間以前に選択した RE グループの形態が set # 3 (2 2 3 0) であり、新しく選択された RE グループ形態が set # 4 (2 2 4 0) であれば、MIMO 送信機は「1 0」を送信する。MIMO 受信機は、「1 0」が受信されることによってセットインデックスが 1 だけ増加したことが分かり、実質的に RE グループの形態が縮小したことが分かる。新しく選択された RE グループの形態が set # 2 (2 2 2 0) であれば、MIMO 送信機は「0 1」を送信する。チャネル状況が急変して set # 1 (2 2 1 0) が新しく選択される場合、MIMO 送信機は「1 1」を送信し、set # 1 (2 2 1 0) のインデックス値を MIMO 受信機に直接知らせる。あるいは、MIMO 送信機は「1 1」を送信し、新たに選択されたセットのインデックス値を MIMO 受信機に知らせない。その代わりに、「1 1」を受信した MIMO 受信機は前述した実施例によって直接 RE グループを形成する。この際、MIMO 送信機は MIMO 受信機が set # 1 を選択したと黙示的に推定する。ついで、MIMO 送信機は黙示的に選択された set # 1 を基準にして表 2 を用いて RE グループの形態を MIMO 受信機に知らせる。

10

【0 2 4 2】

表 1 及び表 2 で説明した実施例によると、チャネル状況が急変して RE グループ情報をリセット (reset) する場合、MIMO 送信機は新たな RE グループセットを示すインデックス値を直接送信しなければならない。このような負担を減らすため、MIMO 送信機は下記の表 3 のように以前と比較したチャネル相関関係の変化についての情報のみを MIMO 受信機に送信することができる。

20

【0 2 4 3】

【表 3】

【表 3】

インデックス	内容
0	チャネル相関関係が小さくなる
1	チャネル相関関係が大きくなる

【0 2 4 4】

表 3 による情報が受信されれば、MIMO 受信機は以前に使った RE グループの形態とチャネル相関関係の変化を考慮して、新しく使う RE グループの形態を決定する。例えば、MIMO 受信機が図 22 の set # 3 (2 2 3 0) を選択して使っているうちに MIMO 送信機から「0」を受信する場合を説明する。MIMO 受信機は set # 3 (2 2 3 0) を優先的に適用して RE グループを形成し、受信信号を処理しているうちに特定の RE で検出信号生成のための数値解釈アルゴリズムの繰返し回数が閾値を超えることが分かる。このような場合、MIMO 受信機は該当の RE が属した RE グループまで set # 3 (2 2 3 0) を適用して RE グループを形成し、次の RE グループからは set # 4 (2 2 4 0) を適用して RE グループを形成する。すなわち、MIMO 受信機が {3、2} に対する RE を処理しているうち、検出信号生成の繰返し回数が閾値を超える場合、{3、3} を処理する時からは set # 4 (2 2 4 0) を選択して {4、5}、{4、6} の形態に RE グループを形成する。ついで、MIMO 受信機は残りの RE に対しても set # 4 (2 2 4 0) を選択して {4、7}、{4、8} の形態に受信信号を処理することができる。反対に、MIMO 受信機が MIMO 送信機から「1」を受信する場合、一旦既存のセットを基準にして RE グループを形成し、受信信号を処理する。この際、受信信号処理過程の繰返し回数がめっきり減少する場合、MIMO 受信機は set # 3 から set # 2 に低め、受信信号を処理することができる。例えば、{3、2} でこのような状況が発生する場合、{3、3}、{3、4} RE グループを {2、2} の形態に変更して処理することができる。

30

40

【0 2 4 5】

三つ目、MIMO 送信機は RE グループについての情報を周期的もしくは非周期的に MIMO 受信機に知らせることができる。前述した第 2 実施例の MIMO 送信機は以前に選

50

択されたREグループの形態（つまり、セット）との関係で表現される新たなREグループの形態についての情報をMIMO受信機に送信する。これと比較して、本実施例において、MIMO送信機は周期的もしくは非周期的にREグループの形態についての情報をMIMO受信機に直接的に知らせる。よって、MIMO受信機はREグループについての情報が受信されない区間では3節で説明した実施例によってREグループを形成することができる。

【0246】

非周期的な場合を説明すると、MIMO送信機は下記のような場合にREグループについての情報をMIMO受信機に送信することができる。例えば、MIMO送信機がMIMO受信機に初めてデータを送信する場合、レイヤー（layer）又はランク（rank）の数が変更される場合、サービスするキャリア又はRBが変更される場合、MIMO受信機がトリガーマッセージを介してREグループについての情報を直接要請する場合などを挙げることができる。MIMO受信機がトリガーマッセージを介してREグループについての情報を要請する場合、トリガーマッセージは物理階層上りリンク制御チャネル（PUCCH、Physical Uplink Control Channel）を介して送信されることができる。

【0247】

MIMO送信機はREグループについての情報をMIMO受信機に送信するために制御フレーム（control frame）を用いることができる。制御フレームはREグループについての情報が送信される時点を知らせるフレームであって、周期的もしくは非周期的にMIMO受信機に送信されることができる。制御フレームが周期的に送信される場合、該当の周期内でのみREグループについての情報が送信される時点が固定される。一方、制御フレームが非周期的に送信される場合、新しい制御フレームが送信されるまでREグループについての情報が送信される時点が固定される。この際、MIMO送信機がREグループについての情報伝送時点を変更する場合に後者を用いることができる。

【0248】

下記の数式22は制御フレームを構成する例示であり、 CF_1 、 CF_2 、 CF_3 はそれぞれ互いに異なる制御フレームを示す。制御フレームで、それぞれの要素は一つの母グループ処理単位（例えば、RB、フレーム、サブフレーム、スロットなど）を意味し、「1」の場合はMIMO送信機が直接母グループに対するグルーピング情報を送信することを意味し、「0」の場合はMIMO送信機がグルーピング情報を送信しなくてMIMO受信機が直接REグループを形成しなければならない場合を意味する。この際、MIMO受信機は直接REグループを形成せずに、MIMO送信機が以前に決定したグルーピング情報をそのまま用いる。

【0249】

【数22】

【数22】

$$CF_1 = \{1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1\}$$

$$CF_2 = \{1, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0, 1\}$$

$$CF_3 = \{1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0\}$$

【0250】

MIMO送信機は、チャネル相関関係が早く変化する場合には、 CF_1 を送信することによってもっと頻繁な頻度でREグループについての情報をMIMO受信機に送信し、反対にチャネル相関関係の変化が少ない場合には、 CF_3 を送信することによってもっと低い頻度でREグループについての情報をMIMO受信機に送信する。

【0251】

以上ではMIMO送信機がREグループについての情報をMIMO受信機に送信する実施例を説明した。一方、提案した実施例のように動作してもMIMO受信機は自分が直接REグループを形成することもできる。このような場合、MIMO受信機は受信されたREグループについての情報を無視して自らREグループを形成することができる。MIMO受信機がMIMO送信機の指示とは違う形態にREグループを形成する場合、MIMO受信機はこのような情報をMIMO送信機にフィードバックする。

【0252】

すなわち、MIMO受信機は、MIMO送信機が指示したREグループ形態によって検出信号を生成する過程で一部のREに対する数値解釈アルゴリズムの繰返し回数が増えることを感知することができる。このような場合、MIMO受信機はMIMO送信機が指示したREグループの形態が不適切であると判断し、先に3節で提案した方法で直接REグループを形成する。ついで、MIMO受信機は自分が形成したREグループの形態についての情報をMIMO送信機に送信し、MIMO送信機が新たなREグループを形成する過程で参考するようにする。このようなフィードバック情報は物理階層上りリンク制御チャネルであるPUCCHを介して伝達されることができる。

【0253】

具体的な例を挙げて説明すると、MIMO受信機が許す数値解釈アルゴリズムの繰返し回数閾値が2回であると仮定する。MIMO受信機がMIMO送信機から受信された情報によってREグループを形成し、データを検出する過程で、一部のREに対する結果値が許容誤差の範囲を満たさないことがあり得る。

【0254】

このような場合、MIMO受信機は単に許容誤差範囲以内で結果値が獲得されるまで数値解釈アルゴリズムをさらに繰返し行ってデータを検出することもできる。そして、MIMO受信機は誤差範囲以内の結果値を獲得することができなかったREの個数を累積し、累積個数が任意の基準値より多くなる場合、自分が直接REグループを形成することもできる。あるいは、MIMO受信機は許容誤差範囲以内で結果値が獲得されない場合、直ちにMIMO送信機にそのような情報をフィードバックすることもできる。このようなフィードバック情報は下記の表4のような形態に表すことができる。

【0255】

【表4】

【表4】

インデックス	内容
00	維持
01	周波数
10	時間
11	周波数／時間

【0256】

すなわち、MIMO送信機が送信したREグループの形態によってデータを検出した結果、誤差範囲以内で信号検出が行われる場合、MIMO受信機は「00」を送信する。一方、MIMO受信機の検出信号生成の結果、周波数軸又は時間軸へのREグループ拡張が必要な場合、MIMO受信機は「01」又は「10」をそれぞれ送信することができる。両軸の方向に共に拡張が必要な場合、「11」が送信されることができる。

【0257】

MIMO受信機によってフィードバックされた情報に基づき、MIMO送信機は新しく形成するREグループの形態を決定する。例えば、MIMO送信機が図22でset #3 (2230)を選択してMIMO受信機に指示し、MIMO受信機は「01」をフィードバックする場合を考慮することができる。このような場合、MIMO送信機は、次のセットの選択時にset #3 (2230)が選択されたと言ってもMIMO受信機のフィードバックを考慮してset #4 (2240)を指示することができる。

【0258】

図23は以上で説明したMIMO送信機のREグループ形成方法を時系列的な流れによって説明するフローチャートである。したがって、図23で具体的な説明が省略されても以上で説明した内容が同一乃至類似の方式で適用できるのは当該技術分野で通常の知識を持った者であれば易しく分かる。

【0259】

まず、MIMO送信機はMIMOチャネル情報を獲得する(S2310)。TDDシステムではMIMO送信機がチャネル情報を直接分かることができ、FDDシステムではMIMO受信機からフィードバックされる情報を分析することによってチャネル情報を獲得することができる。

10

【0260】

ついで、MIMO送信機はREグループの形態を決定する(S2320)。すなわち、MIMO送信機は、MIMO受信機がどの形態のREグループに基づいて検出信号を生成するかを決定する。REグループを決定する過程でRE間のチャネル相関関係が用いられることができ、チャネル相関関係はS2310で獲得したチャネル情報を考慮して計算されることができる。

【0261】

REグループの形態が決定されれば、MIMO送信機はMIMO受信機にREグループの形態についての情報を送信する(S2330)。REグループについての情報を送信する方式としては、既決定のREグループ形態のインデックス値を送信する方式、以前のREグループの形態との関係を示すインデックス値を送信する方式などについて前述したようであり、このような伝送過程は周期的もしくは非周期的に行われることができる。

20

【0262】

REグループについての情報を受信したMIMO受信機は、これに基づいて受信信号を処理して検出信号を生成し(S2340)、検出信号の生成過程でREグループの形態を調節する必要がある場合、MIMO送信機にその情報をフィードバックする。

【0263】

以上で提案した実施例によると、MIMO送信機は、RE間のチャネル相関関係に基づいてREグループの形態を適応的に決定してMIMO受信機に知らせる。MIMO受信機は、受信された情報に基づいてREグループを形成し、受信信号を処理することにより、REグループを形成する過程を省略することができるようになる。

30

【0264】

5. 提案するMIMO受信機のパラメーター決定方法

【0265】

以上の図16～図21ではMIMO受信機のREグループ形成方法を、図22及び図23ではMIMO送信機のREグループ形成方法を説明した。以下の図24では、MIMO受信機が下りリンク通信のためのパラメーターを決定する方法を説明する。図24の実施例では、MIMO送信機がREグループを形成するようにMIMO受信機が関連情報をフィードバックする内容に理解できる。提案する実施例を説明するに先立ち、関連内容を説明する。

40

【0266】

まず、コードブック(codeword)概念について説明する。コードブックは送信側と受信側の間に約束されたプレコーディングベクター(precoding vector)又はプレコーディングマトリックス(precoding matrix)の集合である。受信機は自分が測定したチャネルを介した利得を最大化することができるプレコーディングベクター／マトリックスを選択して送信機に知らせる。この過程で、コードブックのインデックス値を送信する。一例として、送信機のアンテナ数が2である場合のコードブックは下記の数式23のように定義される。

【0267】

【数 2 3】

【数 2 3】

$$rank=1: \begin{bmatrix} 0.707 \\ 0.707 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.707 \\ -0.707 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.707 \\ j0.707 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.707 \\ -j0.707 \end{bmatrix}$$

$$rank=2: \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.707 & 0.707 \\ 0.707 & -0.707 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0.707 & 0.707 \\ j0.707 & -j0.707 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} j & 0 \\ 0 & -j \end{bmatrix}$$

10

【0 2 6 8】

ランク (rank)

【化 2 1 9 - 1】

 r_k
で

番目コードブックを

【化 2 2 0】

 $\mathbf{P}_{k,r}$

20

に定義することができる。例えば、

【化 2 2 1】

$$\mathbf{P}_{1,1} = \begin{bmatrix} 0.707 \\ 0.707 \end{bmatrix} \text{ と } \mathbf{P}_{2,2} = \begin{bmatrix} 0.707 & 0.707 \\ 0.707 & -0.707 \end{bmatrix}$$

に表現できる。行列

【化 2 2 2】

 $\mathbf{P}_{k,r}$

30

で、行 (row) の大きさは送信機のアンテナ数となり、列 (column) の大きさはランクの大きさとなる。

【0 2 6 9】

ついで、CQIについてコードブックと一緒に説明する。CQIは下記の数式24のように定義され、受信機から送信機に送信され、送信機が最適のRB、ランク、プレコーダーを選択するのに用いられる。

【0 2 7 0】

【数 2 4】

【数 2 4】

40

$$CQI_i(CB_{k,r}) = \Phi^{-1} \left(\frac{1}{L} \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^r \Phi(SINR_{l,i}(CB_{k,j})) \right)$$

【0 2 7 1】

数式24で、

【化 2 2 3】

$SINR_{l,i}$ は i

番目の R B 内の

【化 2 2 4】

l

番目 R E に対する S I N R を示す。

【化 2 2 5】

L

は R B に含まれる R E の個数、

【化 2 2 6】

r

は現在受信機が選択したランクを意味する。一方、数学式 2 4 で、

【化 2 2 7】

Φ

は E S M (E f f e c t i v e S I N R M a p p i n g) 関数であり、

【化 2 2 8】

$SINR_{l,i}$

の和を容易にするための関数である。E S M 関数は単純な例示に過ぎなく、E E S M (E x p o n e n t i a l E f f e c t i v e S I N R M a p p i n g) 関数、M M I B (M e a n M u t u a l I n f o r m a t i o n p e r B i t) 関数などがその代わりに活用されることもできる。

【0 2 7 2】

結果的に、

【化 2 2 9】

$CQI_i(CB_{k,r})$

とは、

【化 2 3 0】

i

番目 R B でランクが

【化 2 3 1】

r である k

番目プレコーダーを使うとき、R B 内の全ての R E の S I N R を平均化した値であると説明することができる。したがって、送信機は

【化 2 3 2】

$CQI_i(CB_{k,r})$

によって最適の

10

20

30

40

【化 2 3 3】

RB (i)、ランク (r)、プレコーダー (k)

を選択して最適の通信容量 (capacity) が得られ、よって収率 (throughput) の最大化が可能になる。

【0 2 7 3】

一方、ランクの高いほど送信機はもっと多いストリームを同時に送信することができるが、ストリーム間の干渉も増加することになる (SINRが減少する)。よって、ランクが高い場合にいつもCQIがもっと高いものではなく、ランクが低い場合にむしろもっと高いCQIが獲得されることもできる。

10

【0 2 7 4】

一方、FDDシステムでは受信機が

【化 2 3 4】

 $CQI_i(CB_{k,r})$

を最も大きくするRB、ランク、プレコーダーを選択して送信機にフィードバックする。ついで、受信機は下記の表5のようなCQIテーブルを基準にして選択された特定のCQIインデックスを送信機に送信する。

【0 2 7 5】

20

【表 5】

【表 5】

CQIインデックス	Modulation	Code rate* 1024	efficiency
0	out of range		
1	QPSK	7 8	0. 1 5 2 3
2	QPSK	1 2 0	0. 2 3 4 4
3	QPSK	1 9 3	0. 3 7 7 0
4	QPSK	3 0 8	0. 6 0 1 6
5	QPSK	4 4 9	0. 8 7 7 0
6	QPSK	6 0 2	1. 1 7 5 8
7	1 6 QAM	3 7 8	1. 4 7 6 6
8	1 6 QAM	4 9 0	1. 9 4 1 4
9	1 6 QAM	6 1 6	2. 4 0 6 3
1 0	6 4 QAM	4 6 6	2. 7 3 0 5
1 1	6 4 QAM	5 6 7	3. 3 2 2 3
1 2	6 4 QAM	6 6 6	3. 9 0 2 3
1 3	6 4 QAM	7 7 2	4. 5 2 3 4
1 4	6 4 QAM	8 7 3	5. 1 1 5 2
1 5	6 4 QAM	9 4 8	5. 5 5 4 7

30

40

【0 2 7 6】

ついで、有効チャネル (又は有効MIMOチャネル) について説明する。受信機はCSI-RS (Channel State Information Reference Signal) 又はCRSによって送信機と受信機間のチャネルを測定する。受信機は、測定したチャネルに基づいてCQIを計算した後、ランク、プレコーダー、CQIについての情報を送信機にフィードバックする。送信機は、受信機から受信したプレコーダーインデックス (PMI、Precoding Matrix Index) を用いて送信信号をプレコードして送信し、受信機はDM-RS (Demodulation Reference Signal) によってプレコードされた新たなチャネルを測定すること

50

になる。この際、C S I－R Sによって測定したチャンネルと区分するために、新しく測定されたチャンネルを有効チャンネルに定義する。有効チャンネルは下記の数式 2 5 のように表現される。

【 0 2 7 7 】

【数 2 5】

【数 2 5】

$$\mathbf{G}_{l,i}^{k,r} = \mathbf{H}_{l,i} \mathbf{P}_{k,r}$$

10

【 0 2 7 8 】

数式 2 5 で、

【化 2 3 5】

$\mathbf{H}_{l,i}$ は i 番目 R B の l

番目 R E のチャンネルを示す。マトリックス

【化 2 3 6】

$\mathbf{H}_{l,i}$

20

の大きさは（受信アンテナ数＊送信アンテナ数）に定義され、受信機で C S I－R S によって測定される。

【化 2 3 7】

$\mathbf{P}_{k,r}$

は、前述したように、ランクが

【化 2 3 8】

r

30

であるときの

【化 2 3 9】

k

番目のプレコーダーを示す。受信機は C Q I に基づいて最適のプレコーダー

【化 2 4 0】

$\mathbf{P}_{k,r}$

を選択して送信機にフィードバックする。

40

【 0 2 7 9 】

一方、

【化 2 4 1】

$\mathbf{G}_{l,i}^{k,r}$

は送信機が受信機からフィードバックされた

【化 2 4 2】

$$\mathbf{P}_{k,r}$$

を用いて信号を送信したときの有効チャネルを示し、マトリックス

【化 2 4 3】

$$\mathbf{G}_{l,i}^{k,r}$$

の大きさは（受信アンテナ数＊ランク数）である。結果として、

【化 2 4 4】

$$\mathbf{H}_{l,i}$$

は受信機でランク、プレコーダー、CQIを決定する過程に用いられ、

【化 2 4 5】

$$\mathbf{G}_{l,i}^{k,r}$$

は受信機が送信機からデータを受信する過程に使われる。

【0 2 8 0】

MCS (Modulation and Coding Scheme) について説明する。MCSは下記のような表 6 の形態に定義される。

【0 2 8 1】

【表 6】

【表 6】

MCS Index	Modulation Order	TBS Index	MCS Index	Modulation Order	TBS Index
I_{MCS}	Q_m	I_{TBS}	I_{MCS}	Q_m	I_{TBS}
0	2	0	15	4	14
1	2	1	16	4	15
2	2	2	17	6	15
3	2	3	18	6	16
4	2	4	19	6	17
5	2	5	20	6	18
6	2	6	21	6	19
7	2	7	22	6	20
8	2	8	23	6	21
9	2	9	24	6	22
10	4	9	25	6	23
11	4	10	26	6	24
12	4	11	27	6	25
13	4	12	28	6	26
14	4	13			

【0 2 8 2】

表 6 で、Modulation order は QAM のレベルを示し、TBS は伝送ブロックサイズ (Transport Block Size) を示す。送信機は受信機が送信した CQI に基づいて MCS レベルを決定する。送信機は CQI が高いほどチャネル状態が良いことを意味するので高い MCS レベルを選択することができ、反対に CQI が低いほど悪いチャネル状態を考慮して低い MCS レベルを選択する。よって、送信機は受信機からフィードバックされた CQI と MCS の表を参照することによって現在のチャネ

10

20

30

40

50

ル状況に合う最適の変調 (modulation) 及びコーディングレート (coding rate) を決定することになる。一方、CQI は前記表 5 のように 15 レベルで構成されるが、MCS は 29 レベルで構成される。よって、送信機は CQI をそのまま MCS に 1 : 1 でマッピングせず、CQI の外に送信機がチャネルについて知っている他の情報 (例えば、ドップラー効果、MU / SU (Multi-User / Single-User) 有無など) を一緒に考慮して MCS を決定することになる。

【0283】

先に RE グループについて説明しながら、MIMO 受信機が一つの基準 RE に対して受信フィルタ及び前処理フィルタを生成し、これを RE グループ内に共有してデータを検出する内容を説明したことがある。この際、RE のチャネル相関関係が高いほど共有される共用フィルタの効果は大きくなり、よって受信機での検出信号生成過程に要求される繰返し回数は減少することになる。

10

【0284】

また、RE グループを形成する実施例に係わり、チャネル相関関係の最小閾値

【化 246】

γ

を基準にして一つの母グループ (例えば、RB) を複数の RE グループに分割する場合を説明したことがある。このような過程で、各 RE グループ内に属した RE のチャネル相関関係は常に

20

【化 247】

γ

より大きい。よって、閾値

【化 248】

γ

が大きいほど RE グループの大きさは減るが、RE グループ内の RE のチャネル相関関係は大きくなり、受信機での数値解釈アルゴリズム繰返し回数は減少する。反対に、閾値

【化 249】

γ

30

が小さいほど RE グループの大きさは大きくなるが、RE グループ内の相関関係は小さくなり、RE グループを処理するための数値解釈アルゴリズムの繰返し回数は増える。一例として、同じ RB を分ける場合においても

【化 250】

γ

がどのように決定されるかによって図 19 の形態又は図 20 の形態に RE グループが形成されることができる。

40

【0285】

以下では、以上で説明した内容に係わって提案する MIMO 受信機のパラメーター決定方法を説明する。まず、条件数 (CN、Condition Number) の概念を説明する。行列

【化 251】

A

の CN は数式 26 のように定義される。

【0286】

【数 2 6】

【数 2 6】

$$c = \frac{\max \text{eig}(\mathbf{A})}{\min \text{eig}(\mathbf{A})}$$

【0 2 8 7】

数式 2 6 で、条件数

【化 2 5 2】

10

 C は行列 A

の最大固有値 (eigen value) と最小固有値の割合に定義される。この際、条件数

【化 2 5 3】

 C

が大きいほど行列

【化 2 5 4】

20

 A

は特異行列 (singular matrix) に近くなる。特異行列は

【化 2 5 5】

 $C = \infty$

であり、逆行列が存在しない。

【0 2 8 8】

従来の MIMO 受信機では各 RE に対して MMSE フィルターなどを直接適用することによってデータを検出した。これを改善するための RE グループ単位のデータ検出方法では、基準 RE によって計算されたフィルタを共有し数値解釈アルゴリズムを適用することによって検出した。この際、数値解釈アルゴリズムは繰り返し遂行によって解を探し、繰り返し回数が増加するほど MMSE フィルターを直接求めて得た結果に近接することになる (つまり、両方法の間の誤差が減る)。したがって、繰り返し回数が十分であれば、RE グループによる方法の正確度は向上する。一方、このような過程で数値解釈アルゴリズムの繰り返し回数はレイヤーの数に大きく影響され、先に例として説明した CG アルゴリズムは、レイヤー数だけ繰り返し行われる場合、MMSE フィルターを直接適用する場合といつても同一の結果を生む。

30

【0 2 8 9】

また、先に MIMO 受信機が共有する受信フィルタ及び前処理フィルタの大きさはレイヤーの数に定義されることを説明したことがある。この際、共有されるフィルタの条件数 (CN) は数値解釈アルゴリズムの解を探す速度に決定的な影響を及ぼす。CN が 1 である場合、数値解釈アルゴリズムは 1 回の繰り返し遂行のみでもいつも正確な解を探し出すことができる。反対に、CN が大きくなるほど数値解釈アルゴリズムの解を探す速度は遅くなる。この際、行列の大きさが大きくなれば CN が大きくなる確率も増加し、これは MIMO 受信機の解を探す速度が遅くなる可能性が高くなる結果につながる。

40

【0 2 9 0】

結果的に、レイヤー数が少ないほど MIMO 受信機が少ない繰り返し回数で動作する確率が増加する。また、レイヤー数が少ないほどフィルタの大きさも小さくなり、繰り返しの要求される計算複雑度も減少することになる。

【0 2 9 1】

50

しかし、レイヤー数を特定の数以下に減らす場合、多重ストリームを送信することによって得られる利得 (spatial multiplexing gain) が減少する。また、LTE-Aでは最大8レイヤーの伝送を支援し、次世代5G通信システムでは16～64レイヤーの伝送を考慮している点で、レイヤー数を単純に制限することも問題点がある。

【0292】

一方、前述したように、REグループ内のRE間のチャネル相関関係が大きいほど共有されるフィルターの効果が高くて、データ検出のためのアルゴリズムの繰返し回数が減少し、全体計算複雑度が減少することになる。したがって、以下ではチャネル相関関係を考慮したMIMO受信機がパラメータを決定する方法を説明する。「パラメータ」とは下りリンク伝送に係わるさまざまな値を意味し、例えばMIMO受信機で使う数値解釈アルゴリズムの繰返し回数、ランク、MCSレベル又はCQIなどを意味することができる。まず、ランクとチャネル相関関係が与えられた状態で数値解釈アルゴリズムの繰返し回数を決定する実施例を説明する。ついで、該当の実施例でMCSレベルがさらに与えられた状態で繰返し回数を決定する実施例を説明する。また、MIMO受信機がチャネル相関関係に基づいてランクを決定する実施例、及びMCSの調節を要請する実施例を説明する。

10

【0293】

MIMO受信機は物理階層の制御情報 (例えば、PDCCH (Physical downlink Control Channel)) からMIMO送信機が決定したランクについての情報を獲得する。また、MIMO受信機は受信されたパイロット信号又はMIMO送信機のシグナリングによって時間軸と周波数軸に対するREのチャネル相関関係を把握することができる。MIMO受信機はランクについての情報とチャネル相関関係についての情報を用いて検出信号の生成過程で遂行される数値解釈アルゴリズムの繰返し回数を予め決定することができる。

20

【0294】

アルゴリズムの繰返し回数を予め決定する場合、REごとに誤差補償のための過程の結果値を共用フィルターを用いない場合の解と比較する過程を省略することができる。すなわち、MIMO受信機は両方式による解が互いにどのくらい近接するかを確認する過程を省略することができるようになる。また、アルゴリズムの繰返し回数が予め決定される場合、MIMO受信機の演算要求量が固定されて予測可能になる。

30

【0295】

特に、後者の利点はMIMO受信機の具現観点でコンピューティングリソース (computing resource) を最適化することができることが大きな利点になることができる。例えば、繰返し回数をランクによってのみ決定するようにすれば、MIMO受信機はランクについての情報を受信するとともに受信信号を処理するための演算要求量がいくらであるかを予測することができるようになり、よって余裕演算量を他の機能のために使うことができるようになる。

【0296】

詳細に説明すると、先の3節でMIMO受信機がチャネル相関関係の最小閾値

40

【化256】



を基準にしてREグループを形成する過程を説明した。この場合、各REグループ内のREの時間軸／周波数軸チャネル相関関係は

【化257】



に代表されることができる。下記の表7はランク及び

【化 2 5 8】

 γ

によって決定されるMIMO受信機の名目繰返し数 (nominal iteration number) を示す。名目繰返し数とは、該当の繰返し数以内にMIMO受信機が誤差許容係数より小さい誤差を有する解を探すことができなくてもそれ以上繰返しを行わない数を意味する。

【0 2 9 7】

【表 7】

【表 7】

Rank	γ	Iteration	Rank	γ	Iteration
2	0.9	1	9	0.9	2
2	0.8	2	9	0.8	3
3	0.9	1	10	0.9	2
3	0.8	2	10	0.8	3
4	0.9	1	11	0.9	2
4	0.8	2	11	0.8	3
5	0.9	1	12	0.9	2
5	0.8	2	12	0.8	3
6	0.9	1	13	0.9	2
6	0.8	2	13	0.8	3
7	0.9	1	14	0.9	2
7	0.8	2	14	0.8	3
8	0.9	1	15	0.9	2
8	0.8	2	15	0.8	3

【0 2 9 8】

表 7 で、

【化 2 5 9】

 γ

が大きいほど、あるいはランクが低いほど、名目繰返し数が低くなることを確認することができる。ランクと

【化 2 6 0】

 γ

が決定されれば、MIMO受信機は表 7 のようなテーブルに基づいて名目繰返し数を決定する。この際、MIMO受信機は一つのRBからデータを検出するために要求される総複雑度を数式 2 7 のように予め計算することができる。

【0 2 9 9】

【数 2 7】

【数 2 7】

$$Cpx_{total} = N_{RE_DMMSE} \times Cpx_{RE_DMMSE} + \sum_{iter=1}^{iter_{max}} N_{RE_Proposed}(iter) \times Cpx_{RE_Proposed}(iter)$$

【0 3 0 0】

MIMO受信機は以上で説明した方法によって一つのRBを介して処理するのに要求される複雑度を予め計算することができる。一つのRBを処理するのに許される最大複雑度が

【化 2 6 1】

$$Cpx_{\max}$$

であれば、

【化 2 6 2】

$$Cpx_{\text{remainder}} = Cpx_{\max} - Cpx_{\text{total}}$$

の分だけの他の機能のための複雑度の余裕分が許されるものである。よって、MIMO受信機は特定のREで名目繰返し数以内に所望の正確度の解を探すことができない場合、該当のREに対する複雑度範囲内でさらに繰返しを遂行することもできる。特定のREでさらに繰返しを行う場合、

【化 2 6 3】

$$Cpx_{\text{remainder}} \text{ は } Cpx_{\text{remainder}}' = Cpx_{\text{remainder}} - Cpx_{\text{RE_Proposed_add}}$$

に減少する。

【化 2 6 4】

$$Cpx_{\text{RE_Proposed_add}}$$

は特定のREを処理しながらさらに繰返しを行うための複雑度である。すなわち、MIMO受信機は

【化 2 6 5】

$$Cpx_{\text{remainder}}'$$

が0に近い正数又は負数になるまで更なる繰返しを許すことができる。

【0301】

MIMO受信機はランクとチャネル相関関係だけではなく、MCSレベルも考慮して繰返し数を決定することもできる。MIMO受信機は共用フィルターを用いた結果値とMMSEフィルターを直接用いた場合との誤差が誤差許容係数以下になるまで補償過程を繰返し遂行する。よって、誤差許容係数が大きいほど繰返し数は減少する代わりにFER (Frame Error Rate) の観点で性能劣化の問題が発生することができる。一方、MCSレベルが低いほど誤差に対するFER敏感度は低くなるが、収率は減少する。よって、MIMO受信機はランク、チャネル相関関係とともにMCSレベルを総合的に考慮して数値解釈アルゴリズムの繰返し数を決定することができる。

【0302】

前述した表7は下記の表8のように拡張されることができる。

【0303】

10

20

30

【表 8】

【表 8】

Rank	γ	MCS	Iteration	Rank	γ	MCS	Iteration
2	0.9	1-15	1	9	0.9	1-15	2
2	0.9	17-28	1	9	0.9	17-28	2
2	0.8	1-15	1	9	0.8	1-15	2
2	0.8	17-28	2	9	0.8	17-28	3
3	0.9	1-15	1	10	0.9	1-15	2
3	0.9	17-28	1	10	0.9	17-28	2
3	0.8	1-15	1	10	0.8	1-15	2
3	0.8	17-28	2	10	0.8	17-28	3
4	0.9	1-15	1	11	0.9	1-15	2
4	0.9	17-28	1	11	0.9	17-28	2
4	0.8	1-15	1	11	0.8	1-15	2
4	0.8	17-28	2	11	0.8	17-28	3

10

20

【0304】

表 8 で、MCS レベルが高いほど繰返し数が増加する傾向を確認することができる。また、表 7 と比較して、チャネル相関関係

【化 266】

 γ

が低くても MCS レベルが低い場合、繰返し数を減らすことができることを確認することができる。

【0305】

30

先に MIMO 受信機がランク、チャネル相関関係、MCS レベルに基づいて繰返し数を決定する実施例に引き続き、MIMO 受信機がチャネル相関関係によってランクを決定する実施例を説明する。

【0306】

ランクが増加するほど通信容量が比例して増加するが、それによる計算複雑度はランクの三乗に増加する。よって、MIMO 受信機が支援可能な最大ランクはハードウェアの処理容量によって決定される。一方、前述したように、チャネル相関関係が増加するほど計算複雑度が減少することになる。したがって、一般的には計算複雑度による限界で支援することができないランクであると言っても、高いチャネル相関関係が与えられる通信環境では支援されることができる。

40

【0307】

一例として、PA (Pedestrian A) チャネル環境で端末が底速 (3 km/h) で移動する場合、RB 内の全ての RE のチャネル相関関係は非常に高いと言える。一方、TU (Terrestrial Urban) チャネル環境又は端末が高速度 (km/h) で移動する場合、RB 内の RE のチャネル相関関係は相対的に非常に低い。後者の場合に比べ、前者の場合、MIMO 受信機の複雑度は大きく減少し、支援可能なランク数が大きくなることができる。以下では、MIMO 受信機がチャネル相関関係を考慮して支援可能なランクを決定する実施例を具体的に説明する。

【0308】

MIMO 受信機はチャネルの長期統計的パラメーター (例えば、ドップラー効果、電力

50

遅延分散プロファイルなど)を用いてREのチャネル相関関係を推正することができる。MIMO受信機はこのような推定によって決定されたチャネル相関関係を考慮して許容可能な最大ランクを決定する。

【0309】

例えば、PAチャネルのように電力遅延分散プロファイルが短くてドップラー効果が小さく現れる場合、MIMO受信機は最大ランクを16に制限することができる。反対に、TUチャネルのように電力遅延分散プロファイルが長くてドップラー効果が大きく現れる場合、MIMO受信機は最大ランクを8に制限することができる。また、MIMO受信機はチャネル相関関係によってランクを決定する過程でSNR、SINR、CQIなどを一緒に考慮することもできる。

10

【0310】

MIMO受信機が最大ランクを8に制限した場合、ランク9以上のCQIは考慮しない。すなわち、MIMO受信機はランク1-8でのCQIのみを計算し、これに基づいてMIMO送信機にフィードバックするランクを決定し、プレコーダーを選択する。この場合、受信機でCQI計算のための複雑度は減ることになる。

【0311】

一方、

【化267】

$$C_{p_{\text{remainder}}}$$

20

については先に説明した。MIMO受信機がランクを決定して受信信号を処理する過程で、

【化268】

$$C_{p_{\text{remainder}}}$$

が0に近い正数又は負数になることができる。このような場合、MIMO受信機はランクを以前よりもっと小さく設定し、これを表すRI(Rank Indicator)をMIMO送信機に送信することができる。しかし、通信容量の利得を最大にするランクではないもっと小さなランクを用いることになるため、総収率は減少することになる。

30

【0312】

SPS(Semi-Persistent Scheduling)の場合、RIをMIMO受信機から周期的にMIMO送信機に送信する動作は遂行されない。その代わり、MIMO送信機はMIMO受信機にランクについての情報を非周期的に要請する。このような場合、先のようにMIMO受信機がもっと低いランクを示すRIを送信する過程はMIMO送信機の要請によって遂行されることができる。

【0313】

あるいは、MIMO受信機はMIMO送信機にランクを示すRIを直接知らせる代わりに、ランクを一段階低めよという別個のシグナリングをMIMO送信機に送信することもできる。

40

【0314】

以上ではMIMO受信機がチャネル相関関係を考慮して繰返し数を決定する実施例、及びチャネル相関関係を考慮してランクを決定する実施例について説明した。以下では、MIMO受信機が設定の繰返し数によって検出信号を生成する過程でMCSレベルの調節を要請する実施例を説明する。

【0315】

MIMO受信機は、データを検出する過程で要求される複雑度が許容可能な複雑度

【化 2 6 9】

 $C_{px_{remainder}}$

を超える場合、MIMO送信機に次の下りリンク伝送にもっと低いMCSレベルを選択するように要請する。前述したように、MIMO受信機は、算出した結果値と共用フィルターを用いない場合との誤差が閾値以下となるまで数値解釈アルゴリズムを繰返し遂行する。したがって、許される誤差閾値が大きいほど繰返し数は減少するが、FERの観点で性能が劣化する。一方、MIMO受信機の性能はMCSレベルが低いほど誤差閾値に対する敏感度が小さくなる反面、収率は減少することになる。したがって、本実施例において、MIMO受信機は許される誤差閾値を大きく設定して所要複雑度を低める代わりに、性能劣化が発生しないようにMIMO送信機がMCSレベルを低めるようにする。

10

【0 3 1 6】

MIMO送信機は、MIMO受信機が送信したCQIを考慮してMCSレベルを決定する。この際、MCSレベルはCQIより細密に区分され、MIMO送信機はCQI以外に他の情報をさらに考慮してMCSレベルを決定する。提案する実施例において、MIMO受信機はMIMO送信機に要請メッセージを送信して、MIMO送信機が以前にフィードバックされたCQIにマッピングされるMCSレベルの中で低いものを選択するようにする。このような要請メッセージは物理階層の制御情報（例えば、PUCCH（Physical Uplink Control Channel））として送信されることができ。

20

【0 3 1 7】

一方、MCSレベルを低めることによる収率減少は前述したランクを低める実施例による収率減少より小さい。これは、CQIレベルがランクに比べてもっと細密に区分されるからである。LTEの場合を例として挙げれば、CQIレベルは15段階に区分される反面、ランクは8段階に区分される。

【0 3 1 8】

結果的に、提案する実施例によってMIMO受信機はMCSレベルを用いて収率低下を最小化しながらも、所要複雑度を減少させることができる。

【0 3 1 9】

例を挙げて説明すると、CQIレベル7はMCSレベル10、11、12にマッピングされる場合を仮定する。また、MIMO受信機によってフィードバックされたCQIレベルは7であり、MIMO送信機によって設定されたMCSレベルは12である場合を仮定する。一方、MIMO受信機はMCSレベルによる許容誤差閾値を下記の表9のように設定することができる。

30

【0 3 2 0】

【表 9】

【表 9】

MCS	許容誤差閾値
10	7.00E-10
11	6.00E-10
12	5.00E-10
13	4.00E-10
14	3.00E-10
15	2.00E-10
16	1.00E-10

40

【0 3 2 1】

表9によると、MCSレベルが大きくなるほど許される誤差閾値が小さくなることが分かる。MIMO受信機は、このように既設定のテーブルに基づき、MIMO送信機によって設定されたMCSレベルに対応する許容誤差閾値を検出信号生成過程に用いる。

50

【0322】

MIMO受信機がRBを処理する過程で

【化270】

$C_{px_remainder}$

が0に近い正数又は負数を有する場合（つまり、所要複雑度が許容可能な複雑度に近いを超える場合）、MIMO受信機は要請メッセージをMIMO送信機に送信してMCSレベルを低めることを要請する。MIMO送信機がつぎの下りリンク伝送にMCSレベルを11に低める場合、MIMO受信機は許容誤差閾値を高めることができるので、所要複雑度を減少させることができる。

10

【0323】

前述した実施例とは反対に、MIMO受信機は、データ検出時に要求複雑度が許容可能な複雑度より低い場合、要請メッセージをMIMO送信機に送信して次の下りリンクの伝送にMCSレベルを高めることを要請することもできる。

【0324】

MIMO受信機は、各REでデータを検出する過程で発生する誤差を正確に知ることができる。これにより、MIMO受信機は一つのRBを処理し、発生した誤差が許容誤差閾値より大きい場合と小さい場合をそれぞれ区別して数えることができる。この際、許容誤差閾値より大きい誤差が発生した場合がほとんどなければ、総複雑度の観点で追加の繰り返し遂行のための複雑度は小さな部分を占める。言い替えれば、一つのRBを処理する過程で

20

【化271】

$C_{px_remainder}$

値の減少がほとんどない場合を意味する。

【0325】

このような場合、MIMO受信機はMCSレベルを一段階高めても付加される複雑度が大きくないと判断する。すなわち、MIMO受信機はMCSレベルが上昇しても予想される総複雑度が最大許容複雑度より小さいと判断する。ついで、MIMO受信機は要請メッセージを送信して、MIMO送信機が次の下りリンク伝送にMCSレベルを一段階高めることを要請する。もちろん、この過程でMIMO送信機が設定することができるMCSレベルは現在フィードバックされたCQIレベルとマッピング可能なMCSレベルの中で選択されなければならない。

30

【0326】

例えば、現在フィードバックされたCQIにマッチされるMCSレベルの中で最高段階が15である場合を仮定する。また、現在MCSレベルは14である場合を仮定する。MIMO受信機はMCSレベル14に対応する許容誤差閾値を基にして受信信号を処理する過程で、計算した結果値の誤差がMCSレベル15に対応する許容誤差係数より大きい場合をカウント（count）する。カウントされた結果が既設定の閾値より小さい場合、MIMO受信機はMCSレベルを15に上げることをMIMO送信機に要請するようになる。

40

【0327】

さらに他の実施例によると、MIMO受信機はMCSレベルの調節を要請する代わりにCQIを調節して送信することもできる。すなわち、MIMO受信機は、データ検出過程での所要複雑度が許容可能な複雑度を超える場合、次のCQIフィードバック時に実際に計算されたCQIより低いCQIを選択して送信することができる。低いCQIのフィードバックを受けたMIMO送信機は低いMCSレベルを選択する可能性が高くなる。このような実施例の利点は、前述したMCSレベルの調節を要請する場合と同様な効果を得ながらも、新たな要請メッセージのシグナリングのためのオーバーヘッドが発生しないことにある。

50

【0328】

具体的な例を挙げて説明すると、MIMO送信機はCQI値を7にフィードバックした場合を仮定する。この際、CQI値7はMCSレベル10、11、12にマッピングされる場合を仮定する。MIMO送信機は受信されたCQI値に基づいてMCSレベルを決定し、下りリンク信号を送信し、MIMO受信機は受信された信号から検出信号を生成する。この過程で複雑度が最大許容複雑度を超える場合、MIMO受信機は次回にCQIを送信するときに7以上の値が選択される場合、CQI値として7ではない6をフィードバックすることができる。

【0329】

前述した実施例とは違い、MIMO送信機は、MIMO受信機からフィードバックされたCQIに基づいてMCSレベルを決定する過程で可能なMCSレベルの中で最低レベルを選択することができる。すなわち、CQIが既に決定された状態でMIMO受信機がMCSレベルの調節を要請する前述した実施例とは違い、MIMO受信機は単に周期的にCQIレベルをMIMO送信機に送信し、MIMO送信機が自らMCSレベルを調節することもできる。すなわち、MIMO送信機はできるだけ受信したCQIにマッチされるMCSレベルの中で最低MCSレベルを選択することができる。このような場合、MIMO受信機が繰返し数を制限してもFERの観点で性能劣化を最小化することができる。MCSレベルは後にMIMO受信機からのフィードバックによって高めることもできる。

【0330】

一方、MIMO受信機は許容可能な複雑度を、ハードウェアが処理することができる最大容量より小さく設定することができる。前述したように、MIMO受信機は、データ検出過程で要求される複雑度が最大許容複雑度より高い場合、ランク、MCSレベル、CQIなどを低めることによって後に発生する複雑度を低めることになる。最大許容複雑度がハードウェアが処理可能な最大容量と同一であるかあるいはその差が小さい場合、ハードウェア容量を超える複雑度が発生することができる。

【0331】

したがって、MIMO受信機は、ハードウェアの処理可能な最大容量と比較して最大許容複雑度を十分な余裕があるように設定することにより、発生し得る最悪(worst)の場合の複雑度がハードウェア処理容量を超えないように予め設定することができる。

【0332】

一方、前述したようにMIMO受信機がチャネル相関関係と複雑度に係わってさまざまなパラメータを決定する実施例とは違い、MIMO送信機がチャネル相関関係を用いることもできる。すなわち、TDDシステムのようにMIMO送信機がランクを決定する過程で時間軸と周波数軸に対するチャネル相関関係を用いることができる。このような実施例において、前述したMIMO受信機がランクを決定する実施例についての内容が同一乃至類似に適用されることができる。

【0333】

まとめると、以上で説明したMIMO受信機のパラメータ決定方法は図24に示したように説明できる。まず、MIMO受信機は前述した実施例によってパラメータを決定する(S2410)。パラメータは先に例として説明した数値解釈アルゴリズムの繰返し数、ランク、CQIなどを含むことができる。パラメータを決定する過程で、MIMO受信機はランクとチャネル相関関係を考慮して繰返し数を決定することができ、チャネル相関関係を考慮してランクを決定することもできる。あるいは、MIMO受信機はSNR、SINIR、CQIなどを一緒に考慮してランクを決定することもでき、所要複雑度によってランクを決定することもできる。

【0334】

ついで、MIMO受信機は決定されたパラメータをMIMO送信機にフィードバックする(S2420)。このようなフィードバック過程は先に決定されたパラメータについての情報をMIMO送信機に送信する過程になることができる。あるいは、MIMO受信機が複雑度を基準にしてMCSレベルの調節が必要であると判断した場合、フィードバ

10

20

30

40

50

ックを送信する過程はMIMO送信機にMCSレベルの調節を要請する要請メッセージを送信する過程と理解されることもできる。

【0335】

MIMO送信機はフィードバックを考慮して新たな下りリンク信号を送信する(S2430)。すなわち、MIMO送信機はフィードバックによってランク、MCSレベルなどを新しく調節して下りリンク信号を送信し、MIMO受信機は受信された下りリンク信号を処理する(S2440)。

【0336】

6. 装置構成

【0337】

図25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。

【0338】

図25で、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25では、端末100と基地局200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間に通信環境が構築されてもよい。また、図23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。

【0339】

各RFユニット110, 210はそれぞれ、送信部112, 212及び受信部114, 214を含むことができる。端末100の送信部112及び受信部114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112及び受信部114と機能的に接続して、送信部112及び受信部114が他の機器と信号を送受信する過程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112に送信し、受信部114が受信した信号に対する処理を行う。

【0340】

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。

【0341】

基地局200の送信部212及び受信部214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212及び受信部214と機能的に接続して送信部212及び受信部214が他の機器と信号を送受信する過程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212に送信し、受信部214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の形態の方法を実行することができる。

【0342】

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ら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, 230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。

【0343】

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)

10

20

30

40

50

e)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。

【0344】

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)又は信号のように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)のような記憶媒体を含む。

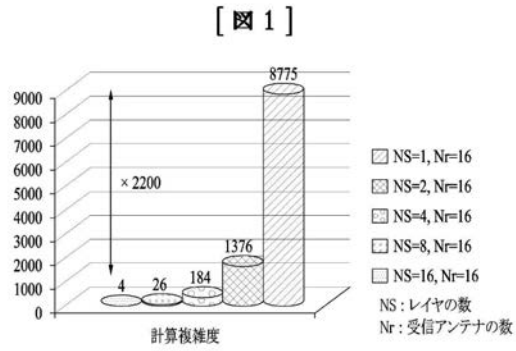
【0345】

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。

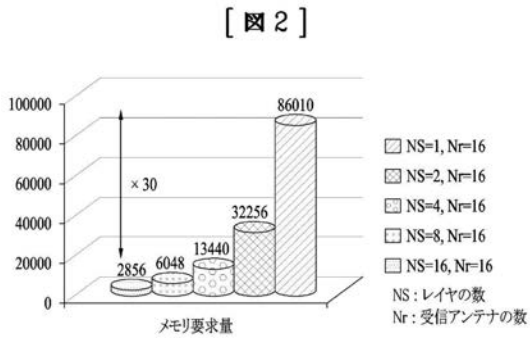
10

20

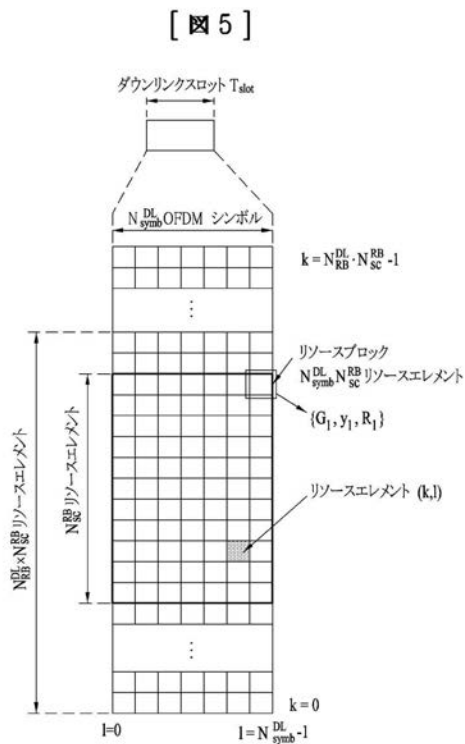
【図 1】



【図 2】

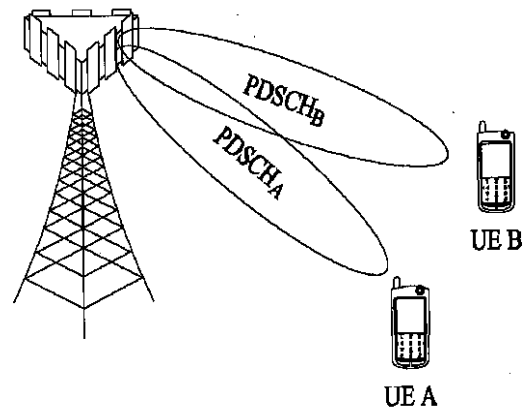


【図 5】



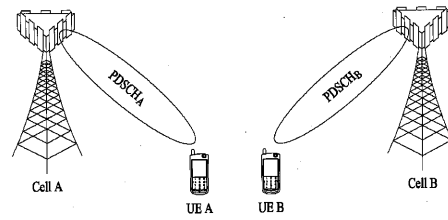
【図 3】

FIG. 3



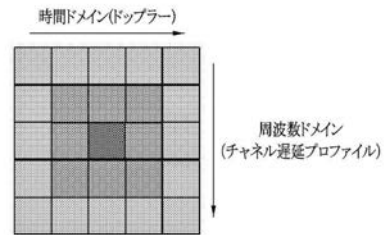
【図 4】

FIG. 4



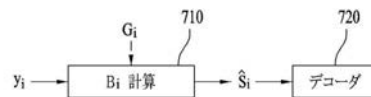
【図 6】

【図 6】

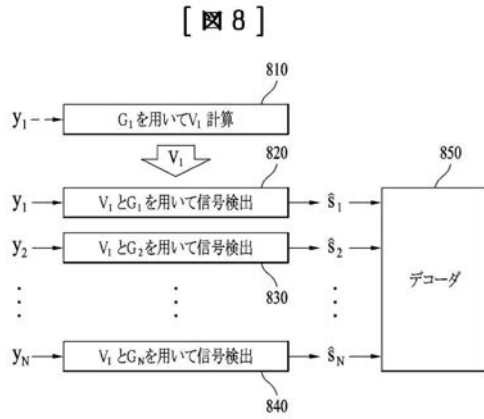


【図 7】

【図 7】

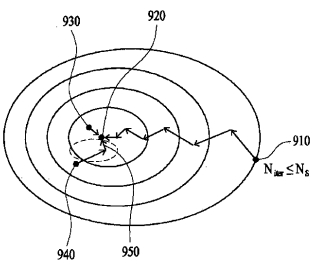


【図 8】



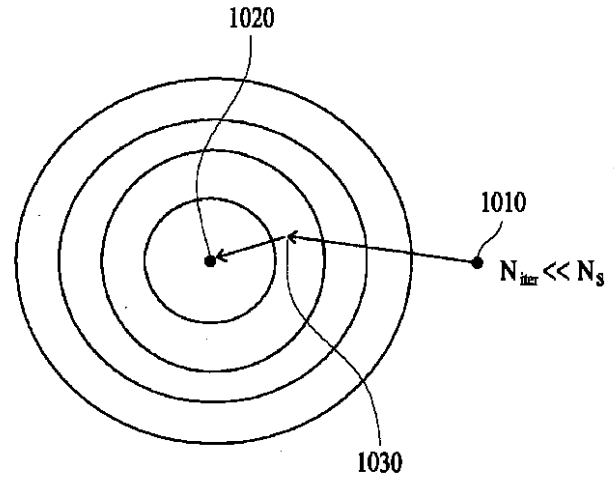
【図 9】

FIG. 9



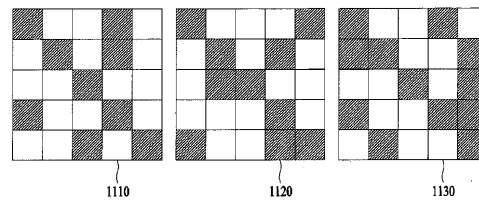
【図 10】

FIG. 10



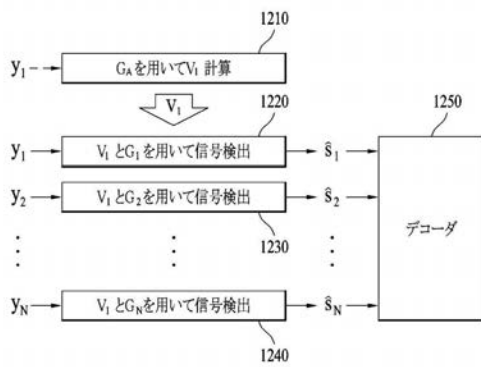
【図 11】

FIG. 11



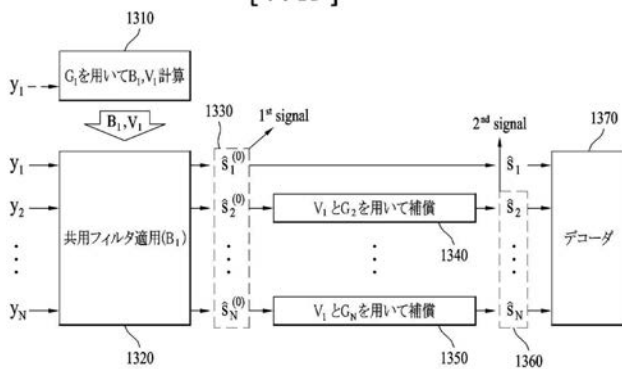
【図 12】

【図 12】



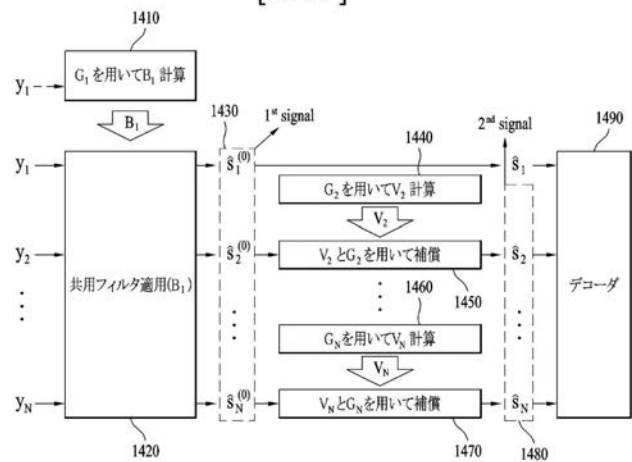
【図 13】

【図 13】



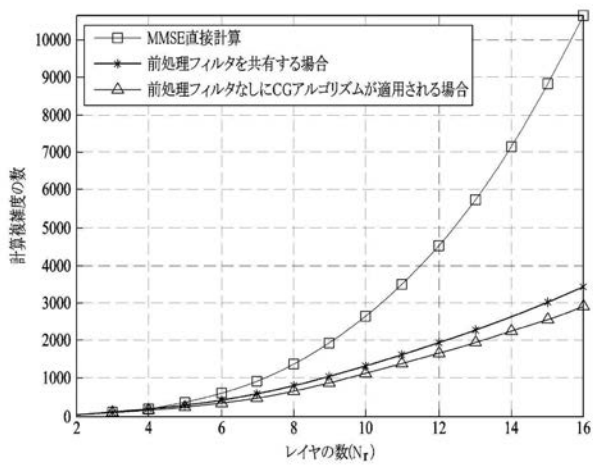
【図 14】

【図 14】



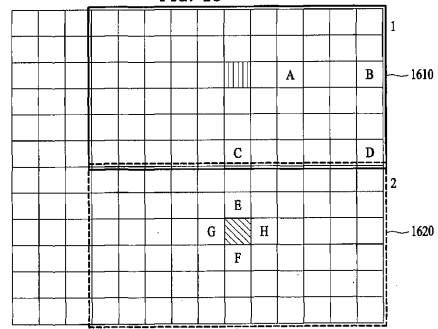
【図 15】

【図 15】



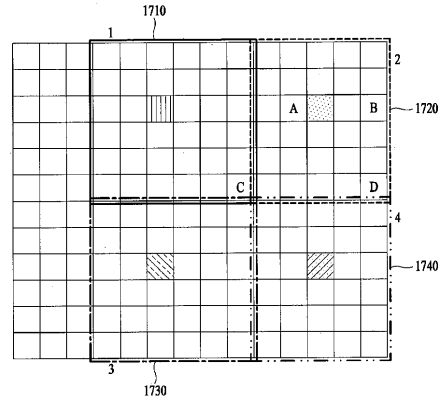
【図 16】

FIG. 16



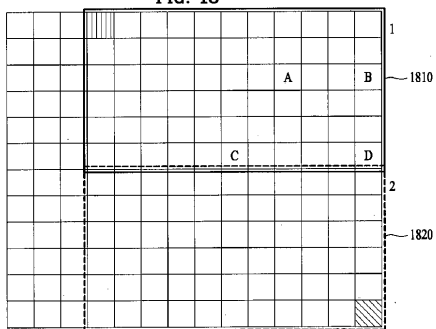
【図 17】

FIG. 17



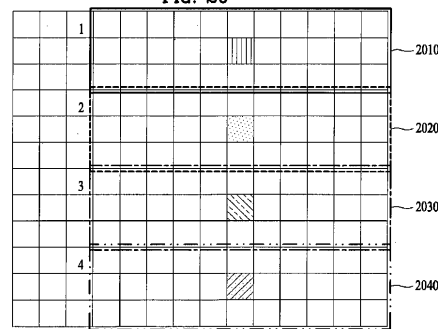
【図 18】

FIG. 18



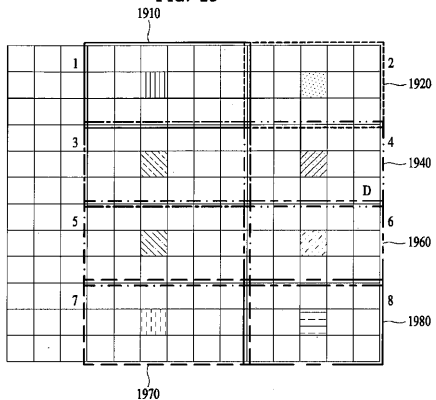
【図 20】

FIG. 20



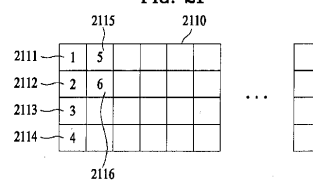
【図 19】

FIG. 19

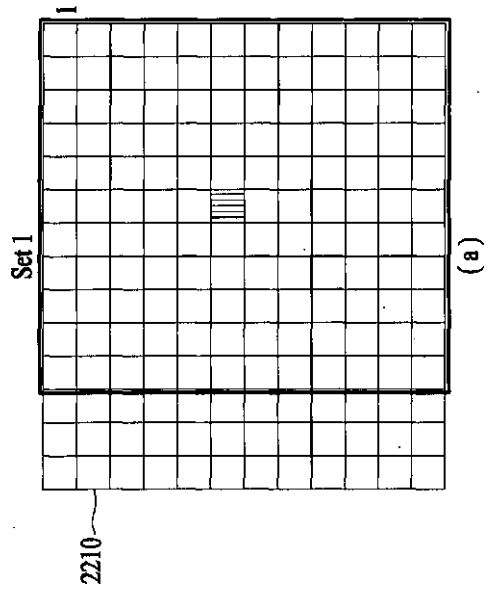


【図 21】

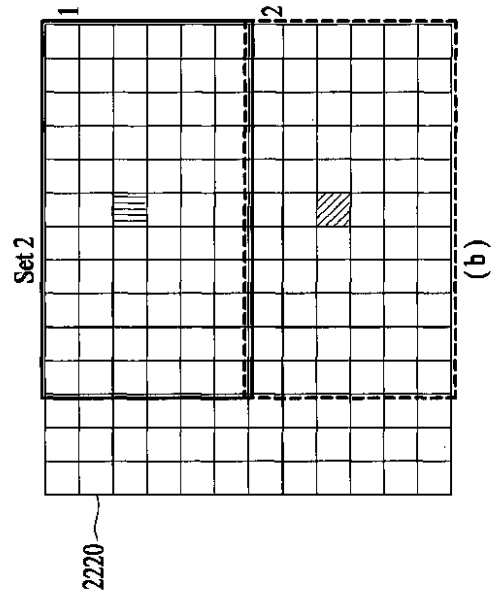
FIG. 21



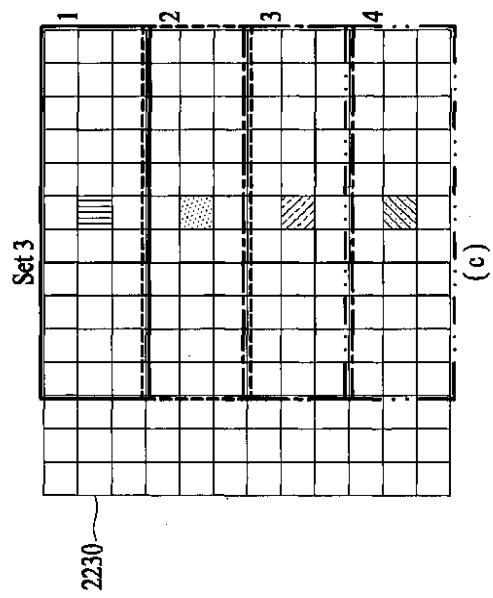
【図 2 2 (a) 】



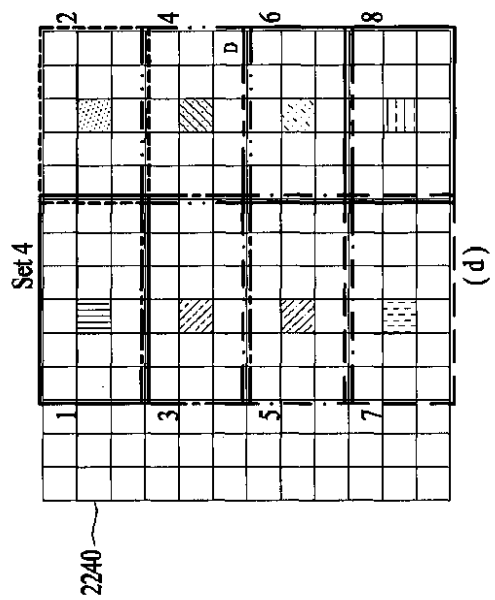
【図 2 2 (b) 】



【図 2 2 (c) 】

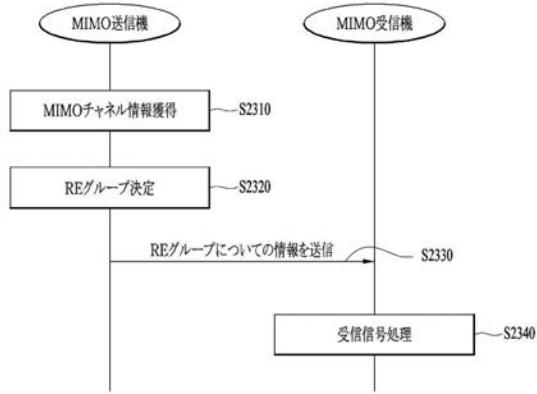


【図 2 2 (d) 】



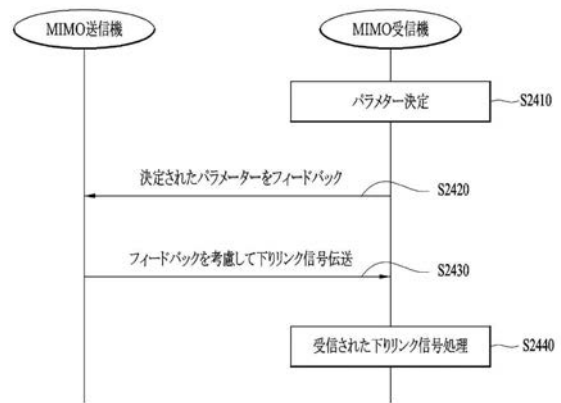
【図 23】

[図 23]



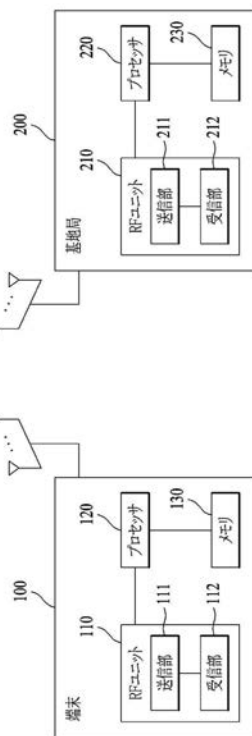
【図 24】

[図 24]



【図 25】

[図 25]



【手続補正書】

【提出日】平成28年11月29日(2016.11.29)

【手続補正1】

【補正対象書類名】特許請求の範囲

【補正対象項目名】全文

【補正方法】変更

【補正の内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のアンテナを含むMIMO (Multiple Input Multiple Output) 受信機がMIMO送信機との通信のためのパラメータを決定する方法であって、

MIMO送信機から割り当てられたリソース領域に含まれた複数のRE (Resource Element) のチャネルについての情報を用いて、前記複数のREに対するチャネル相関関係を推定する段階；

前記チャネル相関関係を考慮して下りリンク信号に対するランク (rank) を決定する段階；及び

前記決定されたランクについての情報を前記MIMO送信機に送信する段階を含む、パラメータ決定方法。

【請求項2】

前記チャネルについての情報は、

前記リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含む、請求項1に記載のパラメータ決定方法。

【請求項3】

前記ランクについての情報は、

RI (Rank Indicator) 又は前記MIMOがランクを調節することを要請するシグナリングである、請求項1に記載のパラメータ決定方法。

【請求項4】

前記ランクを決定する段階は、

前記チャネル相関関係が高いほど前記ランクをもっと高く決定することである、請求項1に記載のパラメータ決定方法。

【請求項5】

前記ランクを決定する段階は、

既に受信された下りリンク信号のSNR (Signal to Noise Ratio)、SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) 及びCQI (Channel Quality Information) の少なくとも一つをさらに考慮して前記ランクを決定する、請求項1に記載のパラメータ決定方法。

【請求項6】

前記方法は、

前記MIMO送信機から前記決定されたランク又は前記MIMO送信機が任意に選択したランクの新たな下りリンク信号を受信する段階をさらに含む、請求項1に記載のパラメータ決定方法。

【請求項7】

前記方法は、

前記新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度が前記MIMO受信機が許す最大複雑度を超える場合、前記MIMO送信機にMCS (Modulation and Coding Scheme) レベルの調節を要請するメッセージを送信する段階をさらに含む、請求項6に記載のパラメータ決定方法。

【請求項8】

前記方法は、

前記新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度が前記MIMO受信機が許す最大複雑度を超える場合、前記新たな下りリンク信号に対するCQIを低めてフィードバックする段階をさらに含む、請求項6に記載のパラメータ決定方法。

【請求項9】

複数のアンテナを含み、MIMO (Multiple Input Multiple Output) 送信機との通信のためのパラメータを決定するMIMO受信機であって、

送信部；

受信部；及び

前記送信部及び前記受信部に連結されてMIMO受信機の動作を制御するプロセッサを含み、

前記プロセッサは、

MIMO送信機から割り当てられたリソース領域に含まれた複数のREのチャンネルについての情報を用いて、前記複数のREに対するチャンネル相関関係を推正し、

前記チャンネル相関関係を考慮して下りリンク信号に対するランクを決定し、

前記決定されたランクについての情報を前記MIMO送信機に送信するように前記送信部を制御する、受信機。

【請求項10】

複数のアンテナを含むMIMO (Multiple Input Multiple Output) 受信機がMIMO送信機との通信のためのパラメータを決定する方法であって、

複数のRE (Resource Element) を含むリソース領域であるREグループを介して下りリンク信号を受信する段階；

前記下りリンク信号から前記MIMO送信機が前記下りリンク信号に対して決定したランク情報を獲得する段階；

前記複数のREのチャンネルについての情報を用いて、前記複数のREに対するチャンネル相関関係を推正する段階；及び

前記ランク情報及び前記チャンネル相関関係に基づき、前記受信された下りリンク信号から検出信号を生成する過程で用いられるパラメータを決定する段階を含む、パラメータ決定方法。

【請求項11】

前記パラメータは、前記検出信号を生成する過程で用いられる数値解釈アルゴリズムの繰返し回数である、請求項10に記載のパラメータ決定方法。

【請求項12】

前記チャンネルについての情報は、

前記リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含む、請求項10に記載のパラメータ決定方法。

【請求項13】

前記決定する段階は、

前記受信された下りリンク信号のMCSレベルをさらに考慮して前記パラメータを決定する、請求項10に記載のパラメータ決定方法。

【請求項14】

複数のアンテナを含み、MIMO (Multiple Input Multiple Output) 送信機との通信のためのパラメータを決定するMIMO受信機であって、

送信部；

受信部；及び

前記送信部及び前記受信部に連結されてMIMO受信機の動作を制御するプロセッサを含み、

前記プロセッサは、
複数の R E を含むリソース領域である R E グループを介して下りリンク信号を受信するように前記受信部を制御し、
前記下りリンク信号から前記 M I M O 送信機が前記下りリンク信号に対して決定したランク情報を獲得し、
前記複数の R E のチャネルについての情報を用いて、前記複数の R E に対するチャネル相関関係を推正し、
前記ランク情報及び前記チャネル相関関係に基づき、前記受信された下りリンク信号から検出信号を生成する過程で用いられるパラメータを決定する、受信機。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0023

【補正方法】変更

【補正の内容】

【0023】

前記技術的課題を解決するためのさらに他の M I M O 受信機は、送信部、受信部、及び送信部及び受信部に連結されて M I M O 受信機の動作を制御するプロセッサを含み、プロセッサは、複数の R E を含むリソース領域である R E グループを介して下りリンク信号を受信するように受信部を制御し、下りリンク信号から M I M O 送信機が下りリンク信号に対して決定したランク情報を獲得し、複数の R E のチャネルについての情報を用いて、複数の R E に対するチャネル相関関係を推正し、ランク情報及びチャネル相関関係に基づき、受信された下りリンク信号から検出信号を生成する過程で用いられるパラメータを決定する。

例えば、本願発明は以下の項目を提供する。

(項目 1)

複数のアンテナを含む M I M O (M u l t i p l e I n p u t M u l t i p l e O u t p u t) 受信機が M I M O 送信機との通信のためのパラメータを決定する方法であって、

M I M O 送信機から割り当てられたリソース領域に含まれた複数の R E (R e s o u r c e E l e m e n t) のチャネルについての情報を用いて、前記複数の R E に対するチャネル相関関係を推正する段階；

前記チャネル相関関係を考慮して下りリンク信号に対するランク (r a n k) を決定する段階；及び

前記決定されたランクについての情報を前記 M I M O 送信機に送信する段階を含む、パラメータ決定方法。

(項目 2)

前記チャネルについての情報は、

前記リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含む、項目 1 に記載のパラメータ決定方法。

(項目 3)

前記ランクについての情報は、

R I (R a n k I n d i c a t o r) 又は前記 M I M O がランクを調節することを要請するシグナリングである、項目 1 に記載のパラメータ決定方法。

(項目 4)

前記ランクを決定する段階は、

前記チャネル相関関係が高いほど前記ランクをもっと高く決定することである、項目 1

に記載のパラメータ決定方法。

(項目5)

前記ランクを決定する段階は、

既に受信された下りリンク信号のSNR (Signal to Noise Ratio)、SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio) 及びCQI (Channel Quality Information) の少なくとも一つをさらに考慮して前記ランクを決定する、項目1に記載のパラメータ決定方法。

(項目6)

前記方法は、

前記MIMO送信機から前記決定されたランク又は前記MIMO送信機が任意に選択したランクの新たな下りリンク信号を受信する段階をさらに含む、項目1に記載のパラメータ決定方法。

(項目7)

前記方法は、

前記新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度が前記MIMO受信機が許す最大複雑度を超える場合、前記MIMO送信機にMCS (Modulation and Coding Scheme) レベルの調節を要請するメッセージを送信する段階をさらに含む、項目6に記載のパラメータ決定方法。

(項目8)

前記方法は、

前記新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度が前記MIMO受信機が許す最大複雑度を超える場合、前記新たな下りリンク信号に対するCQIを低めてフィードバックする段階をさらに含む、項目6に記載のパラメータ決定方法。

(項目9)

複数のアンテナを含み、MIMO (Multiple Input Multiple Output) 送信機との通信のためのパラメータを決定するMIMO受信機であって、

送信部；

受信部；及び

前記送信部及び前記受信部に連結されてMIMO受信機の動作を制御するプロセッサを含み、

前記プロセッサは、

MIMO送信機から割り当てられたリソース領域に含まれた複数のREのチャネルについての情報を用いて、前記複数のREに対するチャネル相関関係を推正し、

前記チャネル相関関係を考慮して下りリンク信号に対するランクを決定し、

前記決定されたランクについての情報を前記MIMO送信機に送信するように前記送信部を制御する、受信機。

(項目10)

前記チャネルについての情報は、

前記リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含む、項目9に記載の受信機。

(項目11)

前記ランクについての情報は、

RI又は前記MIMOがランクを調節することを要請するシグナリングである、項目9に記載の受信機。

(項目12)

前記プロセッサは、

前記チャネル相関関係が高いほど前記ランクをもっと高く決定する、項目9に記載の受信機。

(項目 1 3)

前記プロセッサは、

既に受信された下りリンク信号の SNR 、 $SINR$ 及び CQI の少なくとも一つをさらに考慮して前記ランクを決定する、項目 9 に記載の受信機。

(項目 1 4)

前記プロセッサは、

前記 $MIMO$ 送信機から前記決定されたランク又は前記 $MIMO$ 送信機が任意に選択したランクの新たな下りリンク信号を受信する、項目 9 に記載の受信機。

(項目 1 5)

前記プロセッサは、

前記新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度が前記 $MIMO$ 受信機が許す最大複雑度を超える場合、前記 $MIMO$ 送信機に MCS レベルの調節を要請するメッセージを送信するように前記送信部を制御する、項目 1 4 に記載の受信機。

(項目 1 6)

前記プロセッサは、

前記新たな下りリンク信号の処理過程に要求される複雑度が前記 $MIMO$ 受信機が許す最大複雑度を超える場合、前記新たな下りリンク信号に対する CQI を低めてフィードバックするように前記送信部を制御する、項目 1 4 に記載の受信機。

(項目 1 7)

複数のアンテナを含む $MIMO$ (Multiple Input Multiple Output) 受信機が $MIMO$ 送信機との通信のためのパラメータを決定する方法であって、

複数の RE (Resource Element) を含むリソース領域である RE グループを介して下りリンク信号を受信する段階；

前記下りリンク信号から前記 $MIMO$ 送信機が前記下りリンク信号に対して決定したランク情報を獲得する段階；

前記複数の RE のチャンネルについての情報を用いて、前記複数の RE に対するチャンネル相関関係を推正する段階；及び

前記ランク情報及び前記チャンネル相関関係に基づき、前記受信された下りリンク信号から検出信号を生成する過程で用いられるパラメータを決定する段階を含む、パラメータ決定方法。

(項目 1 8)

前記パラメータは、前記検出信号を生成する過程で用いられる数値解釈アルゴリズムの繰り返し回数である、項目 1 7 に記載のパラメータ決定方法。

(項目 1 9)

前記チャンネルについての情報は、

前記リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイルについての情報の少なくとも一つを含む、項目 1 7 に記載のパラメータ決定方法。

(項目 2 0)

前記決定する段階は、

前記受信された下りリンク信号の MCS レベルをさらに考慮して前記パラメータを決定する、項目 1 7 に記載のパラメータ決定方法。

(項目 2 1)

複数のアンテナを含み、 $MIMO$ (Multiple Input Multiple Output) 送信機との通信のためのパラメータを決定する $MIMO$ 受信機であって、

送信部；

受信部；及び

前記送信部及び前記受信部に連結されて $MIMO$ 受信機の動作を制御するプロセッサを含み、

前記プロセッサは、
複数の R E を含むリソース領域である R E グループを介して下りリンク信号を受信する
ように前記受信部を制御し、
前記下りリンク信号から前記 M I M O 送信機が前記下りリンク信号に対して決定したラ
ンク情報を獲得し、
前記複数の R E のチャンネルについての情報を用いて、前記複数の R E に対するチャンネル
相関関係を推正し、
前記ランク情報及び前記チャンネル相関関係に基づき、前記受信された下りリンク信号か
ら検出信号を生成する過程で用いられるパラメータを決定する、受信機。
(項目 2 2)
前記パラメータは、前記検出信号を生成する過程で用いられる数値解釈アルゴリズム
の繰返し回数である、項目 2 1 に記載の受信機。
(項目 2 3)
前記チャンネルについての情報は、
前記リソース領域に対するドップラー効果についての情報及び電力遅延分散プロファイ
ルについての情報の少なくとも一つを含む、項目 2 1 に記載の受信機。
(項目 2 4)
前記プロセッサは、
前記受信された下りリンク信号の M C S レベルをさらに考慮して前記パラメータを決
定する、項目 2 1 に記載の受信機。

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2015/004794

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER H04B 7/08(2006.01)i; H04B 7/04(2006.01)i 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) H04B 7/08; H04B 7/06; H04J 11/00; H04B 7/04; H04L 27/26 Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Korean Utility models and applications for Utility models: IPC as above Japanese Utility models and applications for Utility models: IPC as above Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) eKOMPASS (KIPO internal) & Keywords: MIMO, parameter, plural RE(Resource Element), channel correlation, rank(rank)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	SAMSUNG, "Reference Resource size for CQI calculation in LTE-A", R1-110087, 3GPP TSG RAN WG1 #63bis, Dublin, Ireland, 31 January 2011 (http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_63b/Docs/) See pages 3-4.	1-24
A	WO 2010-143873 A2 (LG ELECTRONICS INC.) 16 December 2010 See paragraphs [0146], [0149]; claim 1; and figure 3.	1-24
A	WO 2012-057456 A2 (PANTECH CO., LTD.) 03 May 2012 See paragraphs [0137]-[0141]; and figure 7.	1-24
A	HUAWEL, "Cubic Metric Friendly Precoding for UL 4Tx MIMO", R1-092385, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #57bis, Los Angeles, USA, 24 June 2009 (http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_57b/Docs/) See section 2.	1-24
A	WO 2013-129802 A1 (LG ELECTRONICS INC.) 06 September 2013 See paragraphs [0181]-[0184]; and figure 13.	1-24
☐ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☒ 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 "E" 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 24 AUGUST 2015 (24.08.2015)		Date of mailing of the international search report 24 AUGUST 2015 (24.08.2015)
Name and mailing address of the ISA/KR  Korean Intellectual Property Office Government Complex-Daejeon, 189 Seousa-ro, Daejeon 302-701, Republic of Korea Facsimile No. 82-42-472-7140		Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/KR2015/004794

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
WO 2010-143873 A2	16/12/2010	KR 10-2010-0132459 A US 2012-0087332 A1 US 2014-0204874 A1 US 8737303 B2 WO 2010-143873 A3	17/12/2010 12/04/2012 24/07/2014 27/05/2014 31/03/2011
WO 2012-057456 A2	03/05/2012	KR 10-2012-0043597 A WO 2012-057456 A3	04/05/2012 21/06/2012
WO 2013-129802 A1	06/09/2013	NONE	

국제조사보고서		국제출원번호 PCT/KR2015/004794
A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC)) H04B 7/08(2006.01)i, H04B 7/04(2006.01)i		
B. 조사된 분야 조사된 최소문헌(국제특허분류들 기재) H04B 7/08; H04B 7/06; H04J 11/00; H04B 7/04; H04L 27/26 조사된 기술분야에 속하는 최소문헌 이외의 문헌 한국등록실용신안공보 및 한국공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC 일본등록실용신안공보 및 일본공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC 국제조사에 이용된 전산 데이터베이스(데이터베이스의 명칭 및 검색어(해당하는 경우)) eCOMPASS(특허청 내부 검색시스템) & 키워드: MIMO, 파라미터, 복수의 RB(Resource Element), 채널 상관관계, 랭크(rank)		
C. 관련 문헌		
카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
A	SAMSUNG, 'Reference Resource size for CQI calculation in LTE-A', R1-110087, 3GPP TSG RAN WG1 #63bis, Dublin, Ireland, 2011.01.31 (http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_63b/Docs/) 페이지 3-4 참조.	1-24
A	WO 2010-143873 A2 (엘지전자 주식회사) 2010.12.16 단락 [146], [149]; 청구항 1; 및 도면 3 참조.	1-24
A	WO 2012-057456 A2 ((주)팬택) 2012.05.03 단락 [137]-[141]; 및 도면 7 참조.	1-24
A	HUAWEI, 'Cubic Metric Friendly Precoding for UL 4Tx MIMO', R1-092385, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #57bis, Los Angeles, USA, 2009.06.24 (http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_57b/Docs/) 섹션 2 참조.	1-24
A	WO 2013-129802 A1 (엘지전자 주식회사) 2013.09.06 단락 [181]-[184]; 및 도면 13 참조.	1-24
☐ 추가 문헌이 C(계속)에 기재되어 있습니다. ☒ 대응특허에 관한 별지를 참조하십시오.		
* 인용된 문헌의 특별 카테고리: "A" 특별히 관련이 없는 것으로 보이는 일반적인 기술수준을 정의한 문헌 "E" 국제출원일보다 빠른 출원일 또는 우선일 또는 가지나 국제출원일 이후에 공개된 선출원 또는 복수문헌 "L" 우선권 주장에 의문을 제기하는 문헌 또는 다른 인용문헌의 공개일 또는 다른 특별한 이유(이유를 명시)를 밝히기 위하여 인용된 문헌 "O" 구두 개시, 사용, 전시 또는 기타 수단을 언급하고 있는 문헌 "P" 우선일 이후에 공개되었으나 국제출원일 이전에 공개된 문헌 "T" 국제출원일 또는 우선일 후에 공개된 문헌으로, 출원과 상충하지 않으며 발명의 기초가 되는 원리나 이론을 이해하기 위해 인용된 문헌 "X" 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌 하나만으로 청구된 발명의 신규성 또는 진보성이 없는 것으로 본다. "Y" 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌이 하나 이상의 다른 문헌과 조합하는 경우로 그 조합이 당업자에게 자명한 경우 청구된 발명은 진보성이 없는 것으로 본다. "&" 동일한 대응특허문헌에 속하는 문헌		
국제조사의 실제 완료일 2015년 08월 24일 (24.08.2015)		국제조사보고서 발송일 2015년 08월 24일 (24.08.2015)
ISA/KR의 명칭 및 우편주소  대한민국 특허청 (302-701) 대전광역시 서구 청사로 189, 4동 (둔산동, 정부대전청사) 팩스 번호 +82-42-472-7140		심사관 강희국 전화번호 +82-42-481-8264 

서식 PCT/ISA/210 (두 번째 용지) (2015년 1월)

국제조사보고서
대응특허에 관한 정보

국제출원번호

PCT/KR2015/004794

국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
WO 2010-143873 A2	2010/12/16	KR 10-2010-0132459 A US 2012-0087332 A1 US 2014-0204874 A1 US 8737303 B2 WO 2010-143873 A3	2010/12/17 2012/04/12 2014/07/24 2014/05/27 2011/03/31
WO 2012-057456 A2	2012/05/03	KR 10-2012-0043597 A WO 2012-057456 A3	2012/05/04 2012/06/21
WO 2013-129802 A1	2013/09/06	없음	

서식 PCT/ISA/210 (대응특허 추가용지) (2015년 1월)

フロントページの続き

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

(72)発明者 カン, ジウォン

大韓民国 137-893 ソウル, ソチョーグ, ヤンジェーデロ, 11キル, 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 137-893 ソウル, ソチョーグ, ヤンジェーデロ, 11キル, 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, ヒージン

大韓民国 137-893 ソウル, ソチョーグ, ヤンジェーデロ, 11キル, 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

Fターム(参考) 5K067 EE02 EE10 KK03