

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6756903号

(P6756903)

(45) 発行日 令和2年9月16日(2020.9.16)

(24) 登録日 令和2年8月31日(2020.8.31)

(51) Int.Cl. F I
 H O 4 W 24/10 (2009.01)
 H O 4 W 16/28 (2009.01)

H O 4 W 24/10
 H O 4 W 16/28

請求項の数 15 (全 79 頁)

(21) 出願番号	特願2019-508821 (P2019-508821)	(73) 特許権者	502032105
(86) (22) 出願日	平成30年1月8日(2018.1.8)		エルジー エレクトロニクス インコーポ
(65) 公表番号	特表2019-526973 (P2019-526973A)		レイティド
(43) 公表日	令和1年9月19日(2019.9.19)		大韓民国, ソウル, ヨンドゥンポーク, ヨ
(86) 国際出願番号	PCT/KR2018/000345		イーデロ, 1 2 8
(87) 国際公開番号	W02018/128498	(74) 代理人	100099759
(87) 国際公開日	平成30年7月12日(2018.7.12)		弁理士 青木 篤
審査請求日	平成31年2月15日(2019.2.15)	(74) 代理人	100123582
(31) 優先権主張番号	62/444,309		弁理士 三橋 真二
(32) 優先日	平成29年1月9日(2017.1.9)	(74) 代理人	100165191
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)		弁理士 河合 章
(31) 優先権主張番号	62/475,188	(74) 代理人	100114018
(32) 優先日	平成29年3月22日(2017.3.22)		弁理士 南山 知広
(33) 優先権主張国・地域又は機関	米国 (US)	(74) 代理人	100159259
			弁理士 竹本 実

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線システムにおけるチャネル状態情報報告方法及びこのための装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線通信システムにおいて端末がチャネル状態情報 (C S I) を報告する方法であって、

基地局から複数のパネルを介して送信されたチャネル状態情報-参照信号 (C S I - R S) を測定することにより C S I 測定を取得するステップであって、前記複数のパネルは、第 1 パネル及び第 2 パネルを含む、ステップと、

前記 C S I 測定に基づいて生成された前記 C S I を前記基地局に報告するステップと、を含み、

コードブックモードに基づいて、広帯域 (W B) に対する第 1 位相パラメータ、及びサブバンド (S B) に対する第 2 位相パラメータの両方を報告するか否かが決定され、

(i) 前記 W B に対する第 1 位相パラメータは、第 1 モードに設定された前記コードブックモードで報告され、(i i) 前記 W B に対する第 1 位相パラメータ及び前記 S B に対する第 2 位相パラメータの両方は、第 2 モードに設定された前記コードブックモードで報告され、

前記 W B に対する第 1 位相パラメータ及び前記 S B に対する第 2 位相パラメータは、前記複数のパネルの間の位相補正に使用され、

前記 C S I を報告するステップは、前記コードブックモードが前記第 2 モードに設定されるとき、(i) 前記 W B に対する第 1 位相パラメータ、及び (i i) 前記 S B に対する第 2 位相パラメータの両方を報告するステップを含み、

10

20

前記WBに対する第1位相パラメータは2ビットを用いて報告され、前記SBに対する第2位相パラメータは1ビットを用いて報告される、CSI報告方法。

【請求項2】

前記WBに対する第1位相パラメータは、QPSKに基づいて報告され、前記SBに対する第2位相パラメータは、BPSKに基づいて報告される、請求項1に記載のCSI報告方法。

【請求項3】

前記コードブックモードが前記第1モードに設定されるとき、前記CSIとして前記WBに対する第1位相パラメータのみを報告することに基づいて、前記WBに対する第1位相パラメータは、2ビットを用いて報告される、請求項1に記載のCSI報告方法。

10

【請求項4】

前記複数のパネルの個数は、上位階層シグナリングにより設定される、請求項1に記載のCSI報告方法。

【請求項5】

前記基地局から、前記コードブックモードを含む前記上位階層シグナリングを受信するステップを更に含む、請求項4に記載のCSI報告方法。

【請求項6】

前記WBに対する第1位相パラメータ及び前記SBに対する第2位相パラメータは、前記CSI内のPMIで報告される、請求項4に記載のCSI報告方法。

【請求項7】

20

前記WBに対する第1位相パラメータ及び前記SBに対する第2位相パラメータは、複数の偏波の各々に対して独立的に報告される、請求項4に記載のCSI報告方法。

【請求項8】

無線通信システムにおいてチャネル状態情報(CSI)を報告するよう構成された端末であって、

RFユニットと、

少なくとも1つのプロセッサと、

前記少なくとも1つのプロセッサと動作可能に接続可能な少なくとも1つのコンピュータメモリと、を含み、

前記少なくとも1つのコンピュータメモリは、前記少なくとも1つのプロセッサにより実行されるとき、

30

基地局から複数のパネルを介して送信されたチャネル状態情報-参照信号(CSI-RS)を測定することによりCSI測定を取得し、前記複数のパネルは、第1パネル及び第2パネルを含み、

前記CSI測定に基づいて生成された前記CSIを前記基地局に報告することを含む動作を実行する命令を格納し、

コードブックモードに基づいて、広帯域(WB)に対する第1位相パラメータ、及びサブバンド(SB)に対する第2位相パラメータの両方を報告するか否かが決定され、

(i)前記WBに対する第1位相パラメータは、第1モードに設定された前記コードブックモードで報告され、(ii)前記WBに対する第1位相パラメータ及び前記SBに対する第2位相パラメータの両方は、第2モードに設定された前記コードブックモードで報告され、

40

前記WBに対する第1位相パラメータ及び前記SBに対する第2位相パラメータは、前記複数のパネルの間の位相補正に使用され、

前記CSIを報告することは、前記コードブックモードが前記第2モードに設定されるとき、(i)前記WBに対する第1位相パラメータ、及び(ii)前記SBに対する第2位相パラメータの両方を報告することを含み、

前記WBに対する第1位相パラメータは2ビットを用いて報告され、前記SBに対する第2位相パラメータは1ビットを用いて報告される、端末。

【請求項9】

50

前記WBに対する第1位相パラメータは、QPSKに基づいて報告され、前記SBに対する第2位相パラメータは、BPSKに基づいて報告される、請求項8に記載の端末。

【請求項10】

前記SBに対する第2位相パラメータは、複数のサブバンドに対して、前記複数のサブバンドの各々に対して1ビットを用いて報告される、請求項1に記載のCSI報告方法。

【請求項11】

前記SBに対する第2位相パラメータは、複数のサブバンドに対して、前記複数のサブバンドの各々に対して1ビットを用いて報告される、請求項8に記載の端末。

【請求項12】

前記複数のパネルのそれぞれに対して、位相一致が異なって構成される、請求項1に記載のCSI報告方法。

10

【請求項13】

前記WBに対する第1位相パラメータの値、及び前記SBに対する第2位相パラメータの値は、前記複数のパネルの1つである参照パネルの補償値に対する差分値として報告される、請求項1に記載のCSI報告方法。

【請求項14】

前記複数のパネルのそれぞれに対して、位相一致が異なって構成される、請求項8に記載の端末。

【請求項15】

前記WBに対する第1位相パラメータの値、及び前記SBに対する第2位相パラメータの値は、前記複数のパネルの1つである参照パネルの補償値に対する差分値として報告される、請求項8に記載の端末。

20

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信システムに関し、さらに詳細には、チャネル状態情報(Channel State Information)を報告するための方法及びこれを遂行/支援する装置に関する。

【背景技術】

【0002】

30

移動通信システムは、ユーザの活動性を保障しながら音声サービスを提供するために開発された。しかしながら、移動通信システムは、音声だけでなくデータサービスまで領域を拡張し、現在では、爆発的なトラフィックの増加によって資源の不足現象が引き起こされ、ユーザがより高速のサービスを要求するので、より発展した移動通信システムが要求されている。

【0003】

次世代移動通信システムの要求条件は、大きく爆発的なデータトラフィックの収容、ユーザ当たりの送信率の画期的な増加、大幅増加した接続デバイス数の収容、非常に低いエンドツーエンド遅延(End-to-End Latency)、高エネルギー効率をサポートできなければならない。このために、多重接続性(Dual Connectivity)、大規模多重入出力(Massive MIMO: Massive Multiple Input Multiple Output)、全二重(In-band Full Duplex)、非直交多重接続(NOMA: Non-Orthogonal Multiple Access)、超広帯域(Super wideband)サポート、端末ネットワーキング(Device Networking)等、多様な技術が研究されている。

40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

本発明の目的は、チャネル状態情報(CSI: Channel State Information)を送受信するための方法を提案する。

【0005】

50

また、本発明の目的は、端末のチャネル状態情報送受信を支援するために送信される制御設定情報を送受信するための方法を提案する。

【0006】

また、本発明の目的は、CSI報告/フィードバックのための多様なコードブックを提案するのに目的がある。特に、本発明の目的は、NRで新しく導入された複数パネルを介したビームフォーミングを支援するための新しいコードブックを提案するのに目的がある。

【0007】

本発明で達成しようとする技術的課題は以上で言及した技術的課題に制限されず、言及しない更に他の技術的課題は以下の記載から本発明が属する技術分野で通常の知識を有する者に明確に理解できるはずである。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明の一様相は、無線通信システムにおいて端末のチャネル状態情報(Channel State Information; CSI)を報告する方法であって、基地局から複数(Multi)のパネルを介して送信されたCSI-RS(reference signal)を測定するステップと、前記CSI-RS測定に基づいて生成したCSIを前記基地局に報告するステップとを含むものの、前記端末が前記複数のパネルに対するWB(Wideband)パネル補償子(corrector)及びSB(Subband)パネル補償子を前記CSIとして報告する場合、前記WBパネル補償子及び前記SBパネル補償子は、互いに異なるビット幅(widthh)で報告されることができる。

【0009】

また、前記WBパネル補償子及び前記SBパネル補償子は、前記複数のパネルの間の位相補正に使用されることができる。

【0010】

また、前記SBパネル補償子のビット幅は、前記WBパネル補償子のビット幅より小さくありうる。

【0011】

また、前記SBパネル補償子のビット幅は、1-ビット、前記WBパネル補償子のビット幅は、2-ビットでありうる。

【0012】

また、前記WBパネル補償子は、QPSK(quadrature phase-shift keying)に基づいて報告され、前記SBパネル補償子は、BPSK(binary phase-shift keying)に基づいて報告されることができる。

【0013】

また、前記CSIとして前記WBパネル補償子のみを報告する場合、前記WBパネル補償子は、2-ビットのビット幅で報告されることができる。

【0014】

また、前記複数のパネルの個数は、上位階層シグナリングにより設定されることができる。

【0015】

また、前記WBパネル補償子及び/または前記SBパネル補償子の報告は、前記上位階層シグナリングにより設定されることができる。

【0016】

また、前記WBパネル補償子及び前記SBパネル補償子は、前記CSIないしPMI(Precoding Matrix Index)に含まれて報告されることができる。

【0017】

また、前記WBパネル補償子及び前記SBパネル補償子は、前記複数のパネル各々に対して独立的に報告されることができる。

【0018】

また、本発明の他の様相は、無線通信システムにおいてチャネル状態情報-参照信号(CSI-RS(Reference signal))を受信する端末であって、無線信号を送受信するためのRF(Radio Frequency)ユニットと、前記RFユニットを制御するプロセッサとを含み、前記プロセッサは、基地局から複数(Multi)のパネルを介して送信されたCSI-RS(reference signal)を測定し、前記CSI-RS測定に基づいて生成したCSIを前記基地局に報告するものの、前記端末が前記複数のパネルに対するWB(Wideband)パネル補償子(corrector)及びSB(Subband)パネル補償子を前記CSIとして報告する場合、前記WBパネル補償子及び前記SBパネル補償子は、互いに異なるビット幅(widthh)で報告することができる。

10

【0019】

また、前記WBパネル補償子及び前記SBパネル補償子は、前記複数のパネルの間の位相補正に使用されることができる。

【0020】

また、前記SBパネル補償子のビット幅は、前記WBパネル補償子のビット幅より小さくありうる。

【0021】

また、前記SBパネル補償子のビット幅は、1-ビット、前記WBパネル補償子のビット幅は、2-ビットでありうる。

20

【0022】

また、前記WBパネル補償子は、QPSK(quadrature phase-shift keying)に基づいて報告され、前記SBパネル補償子は、BPSK(binary phase-shift keying)に基づいて報告されることができる。

【発明の効果】

【0023】

本発明の実施の形態によれば、端末が円滑にCSIを導き出し、これを基地局にフィードバックできる。

【0024】

30

また、本発明の実施の形態によれば、マルチパネルアレイが新しく導入されたNRのためのコードブックが定義されて、NRにどんなコードブックを適用するのかに対する曖昧性が解決されるという効果がある。

【0025】

また、本発明の実施の形態によれば、SB特性を考慮して、WBパネル補償子とSBパネル補償子とのビット幅を異なるように定義するので、シグナリングオーバーヘッドが大きく増加させないながら、正確なCSIを基地局に報告できるという長所を有する。

【0026】

本発明で得ることができる効果は、以上で言及した効果に制限されず、言及しない更に他の効果は以下の記載から本発明が属する技術分野で通常の知識を有する者に明確に理解できるはずである。

40

【図面の簡単な説明】

【0027】

本発明に関する理解を助けるために詳細な説明の一部に含まれる添付図面は本発明に対する実施形態を提供し、詳細な説明と共に本発明の技術的特徴を説明する。

【0028】

【図1】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて無線フレームの構造を示す。

【図2】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて一つのダウンリンクスロットに対する資源グリッド(resource grid)を例示した図である。

50

【図 3】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいてダウンリンクサブフレームの構造を示す。

【図 4】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいてアップリンクサブフレームの構造を示す。

【図 5】一般的な多重入出力アンテナ (MIMO) 通信システムの構成図である。

【図 6】多数の送信アンテナから一つの受信アンテナへのチャネルを示した図である。

【図 7】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいてダウンリンク資源ブロック対にマッピングされた参照信号パターンを例示する。

【図 8】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて参照信号がマッピングされる資源を例示する図である。

10

【図 9】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて参照信号がマッピングされる資源を例示する図である。

【図 10】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて、64 個のアンテナ要素 (antenna elements) を有する 2 次元能動アンテナシステムを例示する。

【図 11】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて基地局または端末が AAS 基盤の 3D (3-Dimension) ビームフォーミングが可能な多数の送 / 受信アンテナを有しているシステムを例示する。

【図 12】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて交差偏波 (cross polarization) を有する 2 次元アンテナシステムを例示する。

20

【図 13】本発明が適用されることができる無線通信システムにおいてトランシーバユニットモデルを例示する。

【図 14】本発明が適用されることができる self-contained subframe 構造を例示する。

【図 15】TXRU 及び物理的アンテナの観点でハイブリッドビームフォーミング構造を図式化した図である。

【図 16】DL 送信過程において同期化信号とシステム情報に対するビームスウィーピング動作を図式化した図である。

【図 17】本発明に適用されることができるパネルアンテナアレイを例示する。

【図 18】本発明に適用されることができる 2D ポートレイアウトの場合、 $L = 2$ の候補ビームグループパターンを例示する。

30

【図 19】本発明に適用されることができる 2D ポートレイアウトの場合、 $L = 4$ の候補ビームグループパターンを例示する。

【図 20】本発明の一実施の形態による不均一ポートアレイを例示した図である。

【図 21】本発明の一実施の形態による $N_1 = 4$ 、 $O_1 = 4$ 、 $N_2 = 2$ 、 $O_2 = 4$ の場合の G o B を例示した図である。

【図 22】 $N_1 = 4$ 、 $O_1 = 4$ 、 $N_2 = 2$ 、 $O_2 = 4$ の場合、ウィンドウ設定方法を例示した図である。

【図 23】本発明の一実施の形態による端末の CSI 報告方法を例示したフローチャートである。

40

【図 24】本発明の一実施の形態による無線通信装置のブロック構成図を例示する。

【発明を実施するための形態】

【0029】

以下、本発明にかかる好ましい実施の形態を添付された図面を参照して詳細に説明する。添付された図面と共に以下に開示する詳細な説明は、本発明の例示的な実施の形態を説明するためのものであり、本発明が実施されうる唯一の実施の形態を示すためのものではない。以下の詳細な説明は、本発明の完全な理解を提供するために具体的細部事項を含む。しかしながら、当業者は、本発明がこのような具体的細部事項がなくても実施できることを理解すべきである。

【0030】

50

いくつかの場合、本発明の概念が曖昧になることを避けるために、公知の構造及び装置は省略されるか、または各構造及び装置の核心機能を中心にしたブロック図形式で示されることができる。

【0031】

本明細書において基地局は、端末と直接的に通信を行うネットワークの終端ノード (terminal node) としての意味を有する。本文書において基地局により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) により行われても良い。即ち、基地局を含む多数のネットワークノード (network nodes) からなるネットワークにおいて端末との通信のために行われる多様な動作は、基地局または基地局以外の他のネットワークノードにより行われうることは明らかである。「基地局 (BS: Base Station)」は、固定局 (fixed station)、Node B、eNB (evolved-NodeB)、BTS (base transceiver system)、アクセスポイント (AP: Access Point) などの用語により代替されることができる。また、「端末 (Terminal)」は、固定されるか、または移動性を有することができ、UE (User Equipment)、MS (Mobile Station)、UT (user terminal)、MSS (Mobile subscriber Station)、SS (Subscriber Station)、AMS (Advanced Mobile Station)、WT (Wireless terminal)、MTC (Machine-Type Communication) 装置、M2M (Machine-to-Machine) 装置、D2D (Device-to-Device) 装置などの用語に代替されることができる。

10

【0032】

以下、ダウンリンク (DL: downlink) は、基地局から端末への通信を意味し、アップリンク (UL: uplink) は、端末から基地局への通信を意味する。ダウンリンクにおける送信機は、基地局の一部で、受信機は、端末の一部でありうる。アップリンクにおける送信機は、端末の一部で、受信機は、基地局の一部でありうる。

20

【0033】

以下の説明において用いられる特定用語は、本発明の理解に役立つために提供されたものであり、このような特定用語の使用は、本発明の技術的思想から外れない範囲内で他の形態に変更されることができる。

【0034】

以下の技術は、CDMA (code division multiple access)、FDMA (frequency division multiple access)、TDMA (time division multiple access)、OFDMA (orthogonal frequency division multiple access)、SC-FDMA (single carrier frequency division multiple access)、NOMA (non-orthogonal multiple access) などのような多様な無線接続システムに利用されることができる。CDMAは、UTRA (universal terrestrial radio access) またはCDMA 2000のような無線技術 (radio technology) により具現化されることができる。TDMAは、GSM (global system for mobile communications) / GPRS (general packet radio service) / EDGE (enhanced data rates for GSM evolution) のような無線技術により具現化されることができる。OFDMAは、IEEE 802.11 (Wi-Fi)、IEEE 802.16 (WiMAX)、IEEE 802.20、E-UTRA (evolved UTRA) などのような無線技術により具現化されることができる。UTRAは、UMTS (universal mobile telecommunications system) の一部である。3GPP (3rd generation partnership project) LTE (long term evolution) は、E-UTRAを使用するE-UMTS (evolved UMTS) の一部であり、ダウンリンクにおいてOFDMAを採用し、アップリンクにおいてSC-FDMAを採用する。LTE-A (advanced) は、3GPP LTEの進化である。

30

40

【0035】

本発明の実施の形態は、無線接続システムであるIEEE 802、3GPP及び3GPP 2のうち、少なくとも1つに開示された標準文書により裏付けられることができる。即ち、本発明の実施の形態のうち、本発明の技術的思想を明確にあらわすために、説明しないステップまたは部分は、前記文書により裏付けられることができる。また、本文書に

50

開示しているすべての用語は、前記標準文書により説明されることができる。

【0036】

説明を明確にするために、3GPP LTE/LTE-A/NR(5G)を中心に述べるが、本発明の技術的特徴がこれに制限されることではない。

【0037】

本発明が適用されることができる無線通信システム一般

【0038】

図1は、本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて無線フレームの構造を示す。

【0039】

3GPP LTE/LTE-Aでは、FDD(Frequency Division Duplex)に適用可能なタイプ1無線フレーム(radio frame)構造とTDD(Time Division Duplex)に適用可能なタイプ2の無線フレーム構造を支援する。

【0040】

図1において無線フレームの時間領域での大きさは、 $T_s = 1 / (15000 * 2048)$ の時間単位の倍数で表現される。ダウンリンク及びアップリンク送信は、 $T_f = 307200 * T_s = 10ms$ の区間を有する無線フレームから構成される。

【0041】

図1の(a)は、タイプ1無線フレームの構造を例示する。タイプ1無線フレームは、全二重(full duplex)及び半二重(half duplex)FDDに全部適用されることができる。

【0042】

無線フレーム(radio frame)は、10個のサブフレーム(subframe)から構成される。一つの無線フレームは、 $T_{slot} = 15360 * T_s = 0.5ms$ 長の20個のスロットから構成され、各スロットは、0から19までのインデックスが付与される。一つのサブフレームは、時間領域(time domain)において連続的な2個のスロット(slot)から構成され、サブフレーム*i*は、スロット2*i*及びスロット2*i*+1から構成される。一つのサブフレームを送信するのにかかる時間をTTI(transmission time interval)という。例えば、一つのサブフレームの長さは1msで、一つのスロットの長さは0.5msでありうる。

【0043】

FDDでアップリンク送信及びダウンリンク送信は、周波数ドメインにおいて区分される。全二重FDDに制限がないことに対し、半二重FDD動作において端末は、同時に送信及び受信することができない。

【0044】

一つのスロットは、時間領域において複数のOFDM(orthogonal frequency division multiplexing)シンボルを含み、周波数領域において多数の資源ブロック(RB:Resource Block)を含む。3GPP LTEは、ダウンリンクでOFDMAを使用するので、OFDMシンボルは、一つのシンボル区間(symbol period)を表現するためのものである。OFDMシンボルは、一つのSC-FDMAシンボルまたはシンボル区間ということができる。資源ブロック(Resource Block)は、資源割り当て単位で、一つのスロットにおいて複数の連続的な副搬送波(subcarrier)を含む。

【0045】

図1の(b)は、タイプ2フレーム構造(frame structure type 2)を示す。

【0046】

タイプ2無線フレームは、各 $153600 * T_s = 5ms$ の長さの2個のハーフフレーム(half frame)から構成される。各ハーフフレームは、 $30720 * T_s$

10

20

30

40

50

$s = 1 \text{ ms}$ 長さの 5 個のサブフレームから構成される。

【 0 0 4 7 】

TDD システムのタイプ 2 フレーム構造においてアップリンク-ダウンリンク構成 (uplink-downlink configuration) は、すべてのサブフレームに対してアップリンクとダウンリンクが割り当てられる (または予約される) かどうかを表す規則である。

【 0 0 4 8 】

表 1 は、アップリンク-ダウンリンク構成を表す。

【 0 0 4 9 】

表 1

10

【表 1】

Uplink- Downlink configuration	Downlink-to- Uplink Switch-point periodicity	Subframe number									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	D
2	5ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	D
3	10ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	D
4	10ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	D
5	10ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	D
6	5ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	D

20

【 0 0 5 0 】

表 1 を参照すると、無線フレームの各サブフレーム別に、「D」は、ダウンリンク送信のためのサブフレームを表し、「U」は、アップリンク送信のためのサブフレームを表し、「S」は、DwPTS (Downlink Pilot Time Slot)、保護区間 (GP: Guard Period)、UpPTS (Uplink Pilot Time Slot) 3 とおりのフィールドから構成されるスペシャルサブフレーム (special subframe) を表す。

30

【 0 0 5 1 】

DwPTS は、端末での初期セル探索、同期化またはチャネル推定に使用される。UpPTS は、基地局でのチャネル推定と端末のアップリンク送信同期を合わせるのに使用される。GP は、アップリンクとダウンリンクとの間にダウンリンク信号の多重経路遅延によりアップリンクで生じる干渉を除去するための区間である。

【 0 0 5 2 】

40

各サブフレーム i は、各 $T_{\text{slot}} = 15360 \cdot T_s = 0.5 \text{ ms}$ 長のスロット $2i$ 及びスロット $2i+1$ から構成される。

【 0 0 5 3 】

アップリンク-ダウンリンク構成は、7 通りに区分されることができ、各構成別にダウンリンクサブフレーム、スペシャルサブフレーム、アップリンクサブフレームの位置及び/または個数が異なる。

【 0 0 5 4 】

表 2 は、スペシャルサブフレームの構成 (DwPTS / GP / UpPTS の長さ) を示す。

【 0 0 5 5 】

50

表 2
【表 2】

Special subframe configuration	Normal cyclic prefix in downlink			Extended cyclic prefix in downlink		
	DwPTS	UpPTS		DwPTS	UpPTS	
		Normal cyclic prefix in uplink	Extended cyclic prefix in uplink		Normal cyclic prefix in uplink	Extended cyclic prefix in uplink
0	$6592 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$
1	$19760 \cdot T_s$			$20480 \cdot T_s$		
2	$21952 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
3	$24144 \cdot T_s$			$25600 \cdot T_s$		
4	$26336 \cdot T_s$			$7680 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$
5	$6592 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$	$20480 \cdot T_s$		
6	$19760 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
7	$21952 \cdot T_s$			-	-	-
8	$24144 \cdot T_s$			-	-	-

【0056】

図1の例示による無線フレームの構造は、一つの例示に過ぎず、無線フレームに含まれる副搬送波の数またはサブフレームに含まれるスロットの数、スロットに含まれるOFDMシンボルの数は、多様に変更されることができる。

【0057】

図2は、本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて一つのダウンリンクスロットに対する資源グリッド(resource grid)を例示した図である。

【0058】

図2を参照すると、一つのダウンリンクスロットは、時間領域で複数のOFDMシンボルを含む。ここで、一つのダウンリンクスロットは、7個のOFDMシンボルを含み、一つの資源ブロックは、周波数領域で12個の副搬送波を含むのを例示的に述べているが、これに限定されるものではない。

【0059】

資源グリッド上において各要素(element)を資源要素(resource element)といい、一つの資源ブロック(RB: Resource Block)は、 12×7 個の資源要素を含む。ダウンリンクスロットに含まれる資源ブロックの数 N^{DL} は、ダウンリンク送信帯域幅(bandwidth)に従属する。

【0060】

アップリンクスロットの構造は、ダウンリンクスロットの構造と同一でありうる。

【0061】

図3は、本発明が適用されることができる無線通信システムにおいてダウンリンクサブフレームの構造を示す。

【0062】

図3を参照すると、サブフレーム内の第1番目のスロットで前の最大3個のOFDMシンボルが制御チャネルが割り当てられる制御領域(control region)で、残りのOFDMシンボルは、PDSCH(Physical Downlink Shared Channel)が割り当てられるデータ領域(data region)である。3GPP LTEで使用されるダウンリンク制御チャネルの一例としてPCFICH(Physical Control Format Indicator Channel)、PDCCH(Physical Downlink Control Channel)、PHICH(Physical Hybrid-ARQ Indicator Channel)などがある。

【0063】

PCFICHは、サブフレームの第1番目のOFDMシンボルから送信され、サブフレーム内に制御チャネルの送信のために使用されるOFDMシンボルの数(すなわち、制御領域の大きさ)に関する情報を運ぶ。PHICHは、アップリンクに対する応答チャネルで、HARQ(Hybrid Automatic Repeat Request)に対するACK(Acknowledgement)/NACK(Not-Acknowledgement)信号を運ぶ。PDCCHを介して送信される制御情報をダウンリンク制御情報(DCI:downlink control information)という。ダウンリンク制御情報は、アップリンク資源割り当て情報、ダウンリンク資源割り当て情報または任意の端末グループに対するアップリンク送信(Tx)パワー制御命令を含む。

【0064】

図4は、本発明が適用されることができ無線通信システムにおいてアップリンクサブフレームの構造を示す。

【0065】

図4を参照すると、アップリンクサブフレームは、周波数領域で制御領域とデータ領域とに分けることができる。制御領域には、アップリンク制御情報を運ぶPUCCH(Physical Uplink Control Channel)が割り当てられる。データ領域は、ユーザデータを運ぶPUSCH(Physical Uplink Shared Channel)が割り当てられる。単一搬送波特性を維持するために、一つの端末は、PUCCHとPUSCHを同時に送信しない。

【0066】

一つの端末に対するPUCCHには、サブフレーム内に資源ブロック(RB:Resource Block)対が割り当てられる。RB対に属するRBは、2個のスロットの各々において互いに異なる副搬送波を占める。これを、PUCCHに割り当てられたRB対は、スロット境界(slot boundary)から周波数跳躍(frequency hopping)されるという。

【0067】

MIMO(Multi-InputMulti-Output)

【0068】

MIMO技術は、いままで一般に一個の送信アンテナと一個の受信アンテナを使用していたことから脱皮して、多重送信(Tx)アンテナと多重受信(Rx)アンテナを使用する。言い換えれば、MIMO技術は、無線通信システムの送信端または受信端において多重入出力アンテナを使用して容量増大または性能改善を試みるための技術である。以下、「MIMO」を「多重入出力アンテナ」と称する。

【0069】

さらに具体的に、多重入出力アンテナ技術は、一つの完全なメッセージ(total message)を受信するために、一個のアンテナ経路に依存しなく、複数のアンテナを介して受信した複数のデータ片を収集して完全なデータを完成させる。結果的に、多重入出力アンテナ技術は、特定システム範囲内でデータ送信率を増加させることができ、また特定データ送信率を介してシステム範囲を増加させることができる。

【 0 0 7 0 】

次世代移動通信は、従来の移動通信に比べてはるかに高いデータ送信率を要求するので、効率的な多重入出力アンテナ技術が必ず必要になると予想される。このような状況で M I M O 通信技術は、移動通信端末と中継器などに幅広く使用することができる次世代移動通信技術であり、データ通信拡大などにより限界状況により他の移動通信の送信量限界を克服できる技術として関心を集めている。

【 0 0 7 1 】

一方、現在研究されている多様な送信効率向上技術のうち、多重入出力アンテナ (M I M O) 技術は、追加的な周波数の割り当てまたは電力増加がなくても、通信容量及び送受信性能を画期的に向上させることができる方法として、現在最も大きな注目を受けている。

10

【 0 0 7 2 】

図 5 は、一般的な多重入出力アンテナ (M I M O) 通信システムの構成図である。

【 0 0 7 3 】

図 5 を参照すると、送信アンテナの数を N_T 個に、受信アンテナの数を N_R 個に同時に増やすようになると、送信機または受信機においてのみ多数のアンテナを使用ようになる場合とは異なり、アンテナ数に比例して理論的なチャネル送信容量が増加するので、送信レート ($t r a n s f e r \quad r a t e$) を向上させ、周波数効率を画期的に向上させることができる。この場合、チャネル送信容量の増加に応じる送信レートは、一つのアンテナを利用する場合の最大送信レート (R_o) に次のようなレート増加率 (R_i) が掛けられた分だけ理論的に増加できる。

20

【 0 0 7 4 】

【 数 1 】

$$R_i = \min(N_T, N_R)$$

【 0 0 7 5 】

すなわち、例えば、4 個の送信アンテナと 4 個の受信アンテナを利用する M I M O 通信システムでは、単一アンテナシステムに比べて理論上 4 倍の送信レートを獲得できる。

【 0 0 7 6 】

このような多重入出力アンテナの技術は、多様なチャネル経路を通過したシンボルを利用して送信信頼度を上げる空間ダイバーシチ ($s p a t i a l \quad d i v e r s i t y$) 方式と、多数の送信アンテナを利用して多数のデータシンボルを同時に送信して送信率を向上させる空間マルチプレクス ($s p a t i a l \quad m u l t i p l e x i n g$) 方式とに分けることができる。また、このような 2 通りの方式を適切に結合して、各々の長所を適切に得ようとする方式に対する研究も、最近たくさん研究されている分野である。

30

【 0 0 7 7 】

各々の方式に対して、もう少し具体的に述べると、以下のとおりである。

【 0 0 7 8 】

第一に、空間ダイバーシチ方式の場合には、時空間ブロック符号系列と、ダイバーシチ利得と符号化利得を同時に利用する時空間トレリス ($T r e l i s$) 符号系列方式がある。一般にビットエラー率の改善性能と符号生成自由度は、トレリス符号方式が優秀であるが、演算複雑度は、時空間ブロック符号が簡単である。このような空間ダイバーシチ利得は、送信アンテナ数 (N_T) と受信アンテナ数 (N_R) の積 ($N_T \times N_R$) に該当する量を得ることができる。

40

【 0 0 7 9 】

第 2 に、空間マルチプレクス技法は、各送信アンテナから互いに異なるデータ列を送信する方法であるが、このとき、受信機では、送信機から同時に送信されたデータの間に相互干渉が発生するようになる。受信機では、この干渉を適切な信号処理技法を利用して除去した後受信する。ここに使用される雑音除去方式は、M L D ($m a x i m u m \quad l i k e l i h o o d \quad d e t e c t i o n$) 受信機、Z F ($z e r o - f o r c i n g$) 受

50

信機、MMSE (minimum mean square error) 受信機、D-BLAST (Diagonal-Bell Laboratories Layered Space-Time)、V-BLAST (Vertical-Bell Laboratories Layered Space-Time) などがあり、特に送信端でチャネル情報が分かる場合には、SVD (singular value decomposition) 方式などを使用することができる。

【0080】

第3に、空間ダイバーシチと空間マルチプレクスの結合された技法を例に挙げることができる。空間ダイバーシチ利得だけを得る場合、ダイバーシチ次数の増加に応じる性能改善利得が順次飽和し、空間マルチプレクス利得だけを取ると、無線チャネルにおいて送信信頼度が低下する。これを解決しながら2通りの利得を全て得る方式が研究されてきたし、このうち、空間ブロック符号 (Double-STTD)、時空間BICM (STBICM) などの方式がある。

10

【0081】

上述のような多重入出力アンテナシステムにおける通信方法をさらに具体的な方法で説明するために、これを数学的にモデリングする場合、次のように表すことができる。

【0082】

まず、図5に示すように、 N_T 個の送信アンテナと N_R 個の受信アンテナが存在すると仮定する。

20

【0083】

まず、送信信号に対して述べると、このように N_T 個の送信アンテナがある場合、最大送信可能な情報は、 N_T 個であるので、これを次のようなベクトルで表すことができる。

【0084】

【数2】

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T$$

【0085】

一方、各々の送信情報 s_1, s_2, \dots, s_{N_T} において送信電力を異にすることができ、このとき、各々の送信電力を P_1, P_2, \dots, P_{N_T} とすると、送信電力が調整された送信情報は、次のようなベクトルで表すことができる。

30

【0086】

【数3】

$$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_{N_T}]^T = [P_1 s_1, P_2 s_2, \dots, P_{N_T} s_{N_T}]^T$$

【0087】

また、数式3の送信電力が調整された送信情報を送信電力の対角行列 \mathbf{P} で次のように表すことができる。

【0088】

【数4】

40

$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} P_1 & & 0 \\ & P_2 & \\ & & \ddots \\ 0 & & & P_{N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{P}\mathbf{s}$$

【0089】

一方、数式4の送信電力が調整された情報ベクトルは、その後加重値行列 \mathbf{W} が掛けられて実際に送信される N_T 個の送信信号 x_1, x_2, \dots, x_{N_T} を構成する。ここで、加重値行列は、送信チャネル状況などによって送信情報を各アンテナに適切に

50

分配する役割を行う。このような送信信号 x_1, x_2, \dots, x_{N_T} を、ベクトル \mathbf{x} を利用して次のように表すことができる。

【0090】

【数5】

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1N_T} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{i1} & w_{i2} & \cdots & w_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_T1} & w_{N_T2} & \cdots & w_{N_TN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \vdots \\ \hat{s}_j \\ \vdots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{P}\mathbf{s}$$

10

【0091】

式中、 w_{ij} は、 i 番目の送信アンテナと j 番目の送信情報間の加重値を表し、 \mathbf{W} は、これを行列で表したものである。このような行列 \mathbf{W} を加重値行列 (Weight Matrix) またはプリコーディング行列 (Precoding Matrix) と呼ぶ。

【0092】

一方、上述のような送信信号 (\mathbf{x}) は、空間ダイバーシチを使用する場合と空間マルチプレクシングを使用する場合とに分けて考えることができる。

【0093】

空間マルチプレクシングを使用する場合は、互いに異なる信号を多重化して送るので、情報ベクトル \mathbf{s} の元素が全部異なる値を有するようになることに對し、空間ダイバーシチを使用するようになると、同じ信号を複数のチャネル経路を通じて送るので、情報ベクトル \mathbf{s} の元素が全部同じ値を有するようになる。

【0094】

もちろん、空間マルチプレクシングと空間ダイバーシチを混合する方法も考慮可能である。すなわち、例えば3個の送信アンテナを介して同じ信号を空間ダイバーシチを利用して送信し、残りは、各々異なる信号を空間マルチプレクシングして送る場合も考慮することができる。

【0095】

次に、受信信号は、 N_R 個の受信アンテナがある場合、各アンテナの受信信号 y_1, y_2, \dots, y_{N_R} をベクトル \mathbf{y} で次のように表すことにする。

【0096】

【数6】

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$$

【0097】

一方、多重入出力アンテナ通信システムにおけるチャネルをモデリングする場合、各々のチャネルは、送受信アンテナインデックスによって区分でき、送信アンテナ j から受信アンテナ i を経るチャネルを h_{ij} で表示することにする。ここで、 h_{ij} のインデックスの順序が受信アンテナインデックスが先、送信アンテナのインデックスが後であることに留意する。

【0098】

このようなチャネルは、いくつかを一つにグループ化してベクトル及び行列形態でも表示可能である。ベクトル表示の例を挙げて説明すれば、次の通りである。

【0099】

図6は、多数の送信アンテナから一つの受信アンテナへのチャネルを示した図である。

【0100】

図6に示すように、総 N_T 個の送信アンテナから受信アンテナ i に到着するチャネルは、次のように表現可能である。

20

30

40

50

【 0 1 0 1 】

【 数 7 】

$$\mathbf{h}_i^T = [h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iN_T}]$$

【 0 1 0 2 】

また、前記式 7 のような行列表現を用いて N_T 個の送信アンテナから N_R 個の受信アンテナを経るチャネルを全部表す場合、次のように表すことができる。

【 0 1 0 3 】

【 数 8 】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_i^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{N_R}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}$$

10

【 0 1 0 4 】

一方、実際チャネルは、上のようなチャネル行列 \mathbf{H} を経た後に白色雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) が加えられるようになるので、 N_R 個の受信アンテナの各々に加えられる白色雑音 n_1, n_2, \dots, n_N_R をベクトルで表現すれば、以下のとおりである。

20

【 0 1 0 5 】

【 数 9 】

$$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$$

【 0 1 0 6 】

上述のような送信信号、受信信号、チャネル、及び白色雑音のモデリングを介して多重入出力アンテナ通信システムでの各々は、次のような関係を介して表すことができる。

【 0 1 0 7 】

30

【 数 1 0 】

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_j \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_i \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

【 0 1 0 8 】

40

一方、チャネルの状態を表すチャネル行列 \mathbf{H} の行と列の個数は、送受信アンテナ数によって決定される。チャネル行列 \mathbf{H} は、上述のように行の数は、受信アンテナの数 N_R と同じくなり、列の個数は、送信アンテナの数 N_T と同じになる。すなわち、チャネル行列 \mathbf{H} は、 $N_R \times N_T$ 行列になる。

【 0 1 0 9 】

一般に、行列のランク (rank) は、互いに独立な (independent) 行または列の個数の中で最小の個数で定義される。したがって、行列のランクは、行または列の個数より大きくなってはならない。数式的に例を挙げれば、チャネル行列 \mathbf{H} のランク (rank(\mathbf{H})) は、次のように制限される。

【 0 1 1 0 】

50

【数 1 1】

$$\text{rank}(\mathbf{H}) \leq \min(N_T, N_R)$$

【0 1 1 1】

また、行列を固有値分解 (Eigen value decomposition) をしたとき、ランクは、固有値 (eigen value) のうち、0 でない固有値の個数で定義することができる。似た方法で、ランクを SVD (singular value decomposition) したとき、0 でない特異値 (singular value) の個数で定義することができる。したがって、チャネル行列においてランクの物理的な意味は、与えられたチャネルで互いに異なる情報を送ることができる最大数と言える。

10

【0 1 1 2】

本明細書において、MIMO 送信に対する「ランク (Rank)」は、特定時点及び特定周波数資源において独立的に信号を送信できる経路の数を表し、「レイヤー (layer) の数」は、各経路を介して送信される信号ストリームを表す。一般に、送信端は、信号送信に利用されるランク数に対応する数のレイヤーを送信するから、特別な言及がない限り、ランクは、レイヤーの数と同じ意味を有する。

【0 1 1 3】

参照信号 (RS : Reference signal)

【0 1 1 4】

無線通信システムにおけるデータは、無線チャネルを介して送信されるから、信号は、送信中に歪曲されることができる。受信端で歪曲された信号を正確に受信するために、受信された信号の歪曲は、チャネル情報を利用して補正されなければならない。チャネル情報を検出するために、送信側と受信側ともが知っている信号送信方法と、信号がチャネルを介して送信される時に歪曲された程度を利用してチャネル情報を検出する方法を主に利用する。上述した信号をパイロット信号または参照信号 (RS : reference signal) という。

20

【0 1 1 5】

また、最近大部分の移动通信システムにおいてパケットを送信するとき、いままで一つの送信アンテナと一つの受信アンテナを使用したことから脱皮、多重送信アンテナと多重受信アンテナを採択して送受信データの効率を向上させることができる方法を使用する。多重入出力アンテナを利用してデータを送受信するとき、信号を正確に受信するために、送信アンテナと受信アンテナとの間のチャネル状態が検出されなければならない。したがって、各送信アンテナは、個別的な参照信号を持たなければならない。

30

【0 1 1 6】

移动通信システムにおける RS は、その目的によって大きく 2 通りに区分されることができる。チャネル状態情報獲得のための目的の RS とデータ復調のために使用される RS がある。前者は、UE がダウンリンクへのチャネル状態情報を獲得するのにその目的があるので、広帯域に送信されなければならない、特定サブフレームでダウンリンクデータを受信しない UE であっても、その RS を受信し測定できなければならない。また、これは、ハンドオーバなどの無線資源管理 (RRM : Radio Resource Management) 測定などのためにも使用される。後者は、基地局がダウンリンクを送る時、該当リソースに共に送る RS であって、UE は、該当 RS を受信することによってチャネル推定を行うことができ、したがって、データを復調できるようになる。この RS は、データが送信される領域に送信されなければならない。

40

【0 1 1 7】

下向き参照信号は、セル内のすべての端末が共有するチャネル状態に対する情報獲得及びハンドオーバなどの測定などのための一つの共通参照信号 (CRS : common RS) と特定端末だけのためにデータ復調のために使用される専用参照信号 (dedicated RS) がある。このような参照信号を利用して、復調 (demodulation)

50

n)とチャネル測定(channel measurement)のための情報を提供できる。すなわち、DRSは、データ復調のみに使用され、CRSは、チャネル情報獲得及びデータ復調の2通りの目的として使用される。

【0118】

受信側(すなわち、端末)は、CRSからチャネル状態を測定し、CQI(Channel Quality Indicator)、PMI(Precoding Matrix Index)及び/またはRI(Rank Indicator)のようなチャネル品質と関連した指示子を送信側(すなわち、基地局)にフィードバックする。CRSは、セル特定基準信号(cell-specific RS)ともいう。これに対し、チャネル状態情報(CSI: Channel State Information)のフィードバックと関連した参照信号をCSI-RSと定義することができる。

10

【0119】

DRSは、PDSCH上のデータ復調が必要な場合、資源要素を介して送信されることができる。端末は、上位階層を介してDRSが存在するかどうかを受信することができる、相応するPDSCHがマッピングされたときに限って有効である。DRSを端末特定参照信号(UE-specific RS)または復調参照信号(DMRS: Demodulation RS)ということができる。

【0120】

図7は、本発明が適用されることができる無線通信システムにおいてダウンリンク資源ブロック対にマッピングされた参照信号パターンを例示する。

20

【0121】

図7を参照すると、参照信号がマッピングされる単位としてダウンリンク資源ブロック対は、時間領域において一つのサブフレーム×周波数領域において12個の副搬送波で表すことができる。すなわち、時間軸(x軸)上において一つの資源ブロック対は、一般循環前置(normal CP: normal Cyclic Prefix)の場合、14個のOFDMシンボルの長さを有し(図7(a)の場合)、拡張循環前置(extended CP: extended Cyclic Prefix)の場合、12個のOFDMシンボルの長さを有する(図7(b)の場合)。資源ブロック格子において「0」、「1」、「2」及び「3」と記載された資源要素(RES)は、それぞれアンテナポートインデックス「0」、「1」、「2」及び「3」のCRSの位置を意味し、「D」と記載された資源要素は、DRSの位置を意味する。

30

【0122】

基地局が単一の送信アンテナを使用する場合、単一アンテナポートのための参照信号が配列される。

【0123】

基地局が2個の送信アンテナを使用する場合、2個の送信アンテナポートのための参照信号は、時分割多重化(TDM: Time Division Multiplexing)及び/または周波数分割多重化(FDM: Frequency division multiplexing)方式を利用して配列される。すなわち、2個のアンテナポートのための参照信号は、各々が区別されるために互いに異なる時間資源及び/または互いに異なる周波数資源が割り当てられる。

40

【0124】

その上、基地局が4個の送信アンテナを使用する場合、4個の送信アンテナポートのための参照信号は、TDM及び/またはFDM方式を利用して配列される。ダウンリンク信号の受信側(端末)によって測定されたチャネル情報は、単一の送信アンテナ送信、送信ダイバーシチ、閉鎖ループ空間多重化(closed-loop spatial multiplexing)、開放ループ空間多重化(open-loop spatial multiplexing)または多重ユーザ-多重入出力アンテナ(Multi-User MIMO)のような送信方式を利用して送信されたデータを復調するために使用されることができる。

50

【0125】

多重入出力アンテナが支援される場合、参照信号が特定のアンテナポートから送信されるとき、前記参照信号は、参照信号のパターンに応じて特定された資源要素の位置に送信され、他のアンテナポートのために特定された資源要素の位置に送信されない。すなわち、互いに異なるアンテナ間の参照信号は、互いに重ならない。

【0126】

LTEシステムの進化発展した形態のLTE-Aシステムにおいて、基地局のダウンリンクに最大8個の送信アンテナを支援できるようにデザインされなければならない。したがって、最大8個の送信アンテナに対するRSもやはり支援されなければならない。LTEシステムにおいてダウンリンクRSは、最大4個のアンテナポートに対するRSのみが定義されているので、LTE-Aシステムにおいて基地局が4個以上最大8個のダウンリンク送信アンテナを有する場合、これらのアンテナポートに対するRSが追加的に定義されデザインされなければならない。最大8個の送信アンテナポートに対するRSは、上述したチャンネル測定のためのRSとデータ復調のためのRSの2通りがすべてデザインされなければならない。

【0127】

LTE-Aシステムをデザインするにおいて、重要な考慮事項の一つは、下位互換性(backward compatibility)、すなわちLTE端末がLTE-Aシステムでもなんの無理なしでよく動作しなければならず、システムもまたこれを支援しなければならないということである。RS送信観点からは、LTEで定義されているCRSが全帯域に毎サブフレームごとに送信される時間-周波数領域において追加的に最大8個の送信アンテナポートに対するRSが追加的に定義されなければならない。LTE-Aシステムにおいて従来のLTEのCRSと同じ方式で最大8個の送信アンテナに対するRSパターンを毎サブフレームごとに全帯域に追加するようになると、RSオーバーヘッドが過度に大きくなるようになる。

【0128】

したがって、LTE-Aシステムにおいて新しくデザインされるRSは、大きく2通りの分類に分けられるが、MCS、PMIなどの選択のためのチャンネル測定目的のRS(CSI-RS: Channel State Information-RS、Channel State Indication-RS等)と8個の送信アンテナに送信されるデータ復調のためのRS(DM-RS: Data Demodulation-RS)である。

【0129】

チャンネル測定目的のCSI-RSは、従来のCRSがチャンネル測定、ハンドオーバなどの測定などの目的と同時にデータ復調のために使用されることとは異なり、チャンネル測定中心の目的のためにデザインされるという特徴がある。もちろん、これもまた、ハンドオーバなどの測定などの目的としても使用されることもできる。CSI-RSがチャンネル状態に対する情報を得る目的としてのみ送信されるので、CRSとは異なり、毎サブフレームごとに送信されなくても良い。CSI-RSのオーバーヘッドを減らすために、CSI-RSは、時間軸上において間歇的に送信される。

【0130】

LTE-Aシステムにおいて基地局のダウンリンクに最大8個の送信アンテナを支援する。LTE-Aシステムにおいて、従来のLTEのCRSと同じ方式で最大8個の送信アンテナに対するRSを毎サブフレームごとに全帯域に送信するようになると、RSオーバーヘッドが過度に大きくなる。したがって、LTE-Aシステムでは、MCS、PMIなどの選択のためのCSI測定目的のCSI-RSとデータ復調のためのDM-RSに分離されて、二つのRSが追加された。CSI-RSは、RRM測定などの目的でも使用されることはできるが、CSI獲得の主目的のためにデザインされた。CSI-RSは、データ復調に使用されないため、毎サブフレームごとに送信される必要はない。したがって、CSI-RSのオーバーヘッドを減らすために、時間軸上において間歇的に送信するように

する。すなわち、C S I - R S は、一つのサブフレームの整数倍の周期で周期的に送信されるか、または特定送信パターンで送信されることができる。このとき、C S I - R S が送信される周期またはパターンは、e N B が設定できる。

【 0 1 3 1 】

C S I - R S を測定するために、U E は、必ず自身が属したセルの各々の C S I - R S アンテナポートに対する C S I - R S の送信サブフレームインデックス、送信サブフレーム内で C S I - R S 資源要素 (R E) 時間-周波数位置、そして C S I - R S シーケンス等に対する情報を知っていなければならない。

【 0 1 3 2 】

L T E - A システムに e N B は、C S I - R S を最大 8 個のアンテナポートに対して各々送信しなければならない。互いに異なるアンテナポートの C S I - R S 送信のために使用される資源は、互いに直交 (o r t h o g o n a l) しなければならない。一つの e N B が互いに異なるアンテナポートに対する C S I - R S を送信する時、各々のアンテナポートに対する C S I - R S を互いに異なる R E にマッピングすることによって、F D M / T D M 方式でこれらの資源を直交 (o r t h o g o n a l) するように割り当てることができる。または、互いに異なるアンテナポートに対する C S I - R S を互いに直交 (o r t h o g o n a l) したコードにマッピングさせる C D M 方式で送信できる。

【 0 1 3 3 】

C S I - R S に関する情報を e N B が自己セル U E に知らせるとき、まず各アンテナポートに対する C S I - R S がマッピングされる時間-周波数に対する情報を知らせなければならない。具体的に、C S I - R S が送信されるサブフレーム番号、または C S I - R S が送信される周期、C S I - R S が送信されるサブフレームオフセットであり、特定アンテナの C S I - R S R E が送信される O F D M シンボル番号、周波数間隔 (s p a c i n g)、周波数軸での R E のオフセットまたはシフト値などがある。

【 0 1 3 4 】

C S I - R S は、1 個、2 個、4 個または 8 個のアンテナポートを介して送信される。このとき、使用されるアンテナポートは、それぞれ $p = 15$ 、 $p = 15, 16$ 、 $p = 15, \dots, 18$ 、 $p = 15, \dots, 22$ である。C S I - R S は、サブキャリア間隔 $f = 15 \text{ kHz}$ に対してのみ定義されることができる。

【 0 1 3 5 】

C S I - R S 送信のために設定されたサブフレーム内で、C S I - R S シーケンスは、以下の数式 12 のように各アンテナポート (p) 上の参照シンボル (r e f e r e n c e s y m b o l) として利用される複素変調シンボル (c o m p l e x - v a l u e d m o d u l a t i o n s y m b o l) $a_{k, l^{(p)}}$ にマッピングされる。

【 0 1 3 6 】

10

20

30

【数 1 2】

$$a_{k,l}^{(p)} = w_{l''} \cdot r_{l,n_s}(m')$$

$$k = k' + 12m + \begin{cases} -0 & \text{for } p \in \{15,16\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -6 & \text{for } p \in \{17,18\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -1 & \text{for } p \in \{19,20\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -7 & \text{for } p \in \{21,22\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -0 & \text{for } p \in \{15,16\}, \text{extended cyclic prefix} \\ -3 & \text{for } p \in \{17,18\}, \text{extended cyclic prefix} \\ -6 & \text{for } p \in \{19,20\}, \text{extended cyclic prefix} \\ -9 & \text{for } p \in \{21,22\}, \text{extended cyclic prefix} \end{cases} \quad 10$$

$$l = l' + \begin{cases} l'' & \text{CSI reference signal configurations 0 -19, normal cyclic prefix} \\ 2l'' & \text{CSI reference signal configurations 20 -31, normal cyclic prefix} \\ l'' & \text{CSI reference signal configurations 0 -27, extended cyclic prefix} \end{cases}$$

$$w_{l''} = \begin{cases} 1 & p \in \{15,17,19,21\} \\ (-1)^{l''} & p \in \{16,18,20,22\} \end{cases}$$

$$l'' = 0,1 \quad 20$$

$$m = 0,1,\dots,N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1$$

$$m' = m + \left\lfloor \frac{N_{\text{RB}}^{\text{max, DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{DL}}}{2} \right\rfloor$$

【0 1 3 7】

前記数式 1 2 中、(k'、l') (ここで、k' は、資源ブロック内の副搬送波インデックスで、l' は、スロット内の OFDM シンボルインデックスを表す。) 及び n_s の条件は、下記の表 3 または表 4 のような CSI-RS 設定 (configuration) によって決定される。

【0 1 3 8】

表 3 は、一般 CP で CSI-RS 構成から (k'、l') のマッピングを例示する。

【0 1 3 9】

表 3

【表 3 - 1】

	CSI reference signal configuration	Number of CSI reference signals configured					
		1 or 2		4		8	
		(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$
Frame structure type 1 and 2	0	(9,5)	0	(9,5)	0	(9,5)	0
	1	(11,2)	1	(11,2)	1	(11,2)	1
	2	(9,2)	1	(9,2)	1	(9,2)	1
	3	(7,2)	1	(7,2)	1	(7,2)	1
	4	(9,5)	1	(9,5)	1	(9,5)	1
	5	(8,5)	0	(8,5)	0		
	6	(10,2)	1	(10,2)	1		
	7	(8,2)	1	(8,2)	1		
	8	(6,2)	1	(6,2)	1		
	9	(8,5)	1	(8,5)	1		
	10	(3,5)	0				
	11	(2,5)	0				
	12	(5,2)	1				
	13	(4,2)	1				
	14	(3,2)	1				
	15	(2,2)	1				
	16	(1,2)	1				
	17	(0,2)	1				
	18	(3,5)	1				
	19	(2,5)	1				

10

20

30

40

【表 3 - 2】

	CSI reference signal configuration	Number of CSI reference signals configured					
		1 or 2		4		8	
		(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$
Frame structure type 2 only	20	(11,1)	1	(11,1)	1	(11,1)	1
	21	(9,1)	1	(9,1)	1	(9,1)	1
	22	(7,1)	1	(7,1)	1	(7,1)	1
	23	(10,1)	1	(10,1)	1		
	24	(8,1)	1	(8,1)	1		
	25	(6,1)	1	(6,1)	1		
	26	(5,1)	1				
	27	(4,1)	1				
	28	(3,1)	1				
	29	(2,1)	1				
	30	(1,1)	1				
	31	(0,1)	1				

【 0 1 4 0 】

表 4 は、拡張 C P で C S I - R S 構成から (k', l') のマッピングを例示する。

【 0 1 4 1 】

【表 4 - 1】

	CSI reference signal configuration	Number of CSI reference signals configured					
		1 or 2		4		8	
		(k',l')	$n_s \bmod 2$	(k',l')	$n_s \bmod 2$	(k',l')	$n_s \bmod 2$
Frame structure type 1 and 2	0	(11,4)	0	(11,4)	0	(11,4)	0
	1	(9,4)	0	(9,4)	0	(9,4)	0
	2	(10,4)	1	(10,4)	1	(10,4)	1
	3	(9,4)	1	(9,4)	1	(9,4)	1
	4	(5,4)	0	(5,4)	0		
	5	(3,4)	0	(3,4)	0		
	6	(4,4)	1	(4,4)	1		
	7	(3,4)	1	(3,4)	1		
	8	(8,4)	0				
	9	(6,4)	0				
	10	(2,4)	0				
	11	(0,4)	0				
	12	(7,4)	1				
	13	(6,4)	1				
	14	(1,4)	1				
	15	(0,4)	1				

【表 4 - 2】

	CSI reference signal configuration	Number of CSI reference signals configured					
		1 or 2		4		8	
		(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$
Frame structure type	16	(11,1)	1	(11,1)	1	(11,1)	1
	17	(10,1)	1	(10,1)	1	(10,1)	1
	18	(9,1)	1	(9,1)	1	(9,1)	1
	19	(5,1)	1	(5,1)	1		
	20	(4,1)	1	(4,1)	1		
	21	(3,1)	1	(3,1)	1		
	22	(8,1)	1				
	23	(7,1)	1				
	24	(6,1)	1				
	25	(2,1)	1				
	26	(1,1)	1				
	27	(0,1)	1				

10

20

30

【0142】

表3及び表4を参照すると、CSI-RSの送信において、異種ネットワーク（Het Net: heterogeneous network）環境を含んでマルチセル環境でセル間干渉（ICI: inter-cell interference）を減らすために、最大32個（一般CPの場合）または最大28個（拡張CPの場合）の互いに異なる構成（configuration）が定義される。

【0143】

CSI-RS構成は、セル内のアンテナポートの個数及びCPによって互いに異なり、隣接したセルは、最大限互いに異なる構成を有することができる。また、CSI-RS構成は、フレーム構造によってFDDフレームとTDDフレームともに適用する場合と、TDDフレームのみに適用する場合とに分けられることができる。

40

【0144】

表3及び表4に基づいて、CSI-RS構成によって (k', l') 及び n_s が決まり、各CSI-RSアンテナポートによってCSI-RS送信に利用する時間-周波数資源が決定される。

【0145】

図8は、本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて参照信号がマッピングされる資源を例示する図である。特に、図8は、normal CPが適用されたサブフレーム内でCSI-RSアンテナポートが1、2、4または8個である場合に対するCSI-RSパターンを例示する。

50

【 0 1 4 6 】

図 8 (a) は、1 個または 2 個の C S I - R S アンテナポートによる C S I - R S 送信に使用可能な 2 0 通りの C S I - R S 構成を示したことであり、図 8 (b) は、4 個の C S I - R S アンテナポートにより使用可能な 1 0 通りの C S I - R S 構成を示したことであり、図 8 (c) は、8 個の C S I - R S アンテナポートにより C S I - R S 送信に使用可能な 5 通りの C S I - R S 構成を示したことである。

【 0 1 4 7 】

このように、各 C S I - R S 構成によって C S I - R S が送信される無線資源 (すなわち、R E 対) が決定される。

【 0 1 4 8 】

特定セルに対して C S I - R S 送信のために、1 個あるいは 2 個のアンテナポートが設定されると、図 8 (a) に示す 2 0 通りの C S I - R S 構成のうち設定された C S I - R S 構成による無線資源上において C S I - R S が送信される。

【 0 1 4 9 】

同様に、特定セルに対して C S I - R S 送信のために 4 個のアンテナポートが設定されると、図 8 (b) に示す 1 0 通りの C S I - R S 構成のうち設定された C S I - R S 構成による無線資源上において C S I - R S が送信される。また、特定セルに対して C S I - R S 送信のために、8 個のアンテナポートが設定されると、図 8 (c) に示す 5 通りの C S I - R S 構成のうち設定された C S I - R S 構成による無線資源上において C S I - R S が送信される。

【 0 1 5 0 】

2 個のアンテナポート別 (すなわち、{ 1 5 , 1 6 }、{ 1 7 , 1 8 }、{ 1 9 , 2 0 }、{ 2 1 , 2 2 }) に各々のアンテナポートに対する C S I - R S は、同じ無線資源に C D M (C o d e D i v i s i o n M u l t i p l e x i n g) されて送信される。アンテナポート 1 5 及び 1 6 を例とすると、アンテナポート 1 5 及び 1 6 に対する各々の C S I - R S 複素シンボルは同一であるが、互いに異なる直交コード (例えば、ウォルシュコード (w a l s h c o d e)) が掛けられて、同じ無線資源にマッピングされる。アンテナポート 1 5 に対する C S I - R S の複素シンボルには、[1 , 1] が掛けられ、アンテナポート 1 6 に対する C S I - R S の複素シンボルには、[1 - 1] が掛けられて同じ無線資源にマッピングされる。これは、アンテナポート { 1 7 , 1 8 }、{ 1 9 , 2 0 }、{ 2 1 , 2 2 } も同様である。

【 0 1 5 1 】

U E は、送信されたシンボルに掛けられたコードを掛けて特定アンテナポートに対する C S I - R S を検出できる。すなわち、アンテナポート 1 5 に対する C S I - R S を検出するために掛けられたコード [1 1] を掛け、アンテナポート 1 6 に対する C S I - R S を検出するために掛けられたコード [1 - 1] を掛ける。

【 0 1 5 2 】

図 8 (a) ないし (c) を参照すると、同じ C S I - R S 構成インデックスに該当するようになると、アンテナポート数が多い C S I - R S 構成による無線資源は、C S I - R S アンテナポート数が少ない C S I - R S 構成による無線資源を含む。例えば、C S I - R S 構成 0 の場合、8 個アンテナポート数に対する無線資源は、4 個アンテナポート数に対する無線資源と 1 または 2 個のアンテナポート数に対する無線資源を全部含む。

【 0 1 5 3 】

図 9 は、本発明が適用されることができ無線通信システムにおいて参照信号がマッピングされる資源を例示する図である。

【 0 1 5 4 】

特に、図 9 は、e x t e n d e d C P が適用されたサブフレーム内で C S I - R S アンテナポートが 1 , 2 , 4 または 8 個である場合に対する C S I - R S パターンを示す。

【 0 1 5 5 】

図 9 (a) は、1 個または 2 個の C S I - R S アンテナポートによる C S I - R S 送信に

10

20

30

40

50

使用可能な 16 通りの CSI-RS 構成を示したことであり、図 8 (b) は、4 個の CSI-RS アンテナポートにより使用可能な 8 通りの CSI-RS 構成を示したことであり、図 8 (c) は、8 個の CSI-RS アンテナポートにより CSI-RS 送信に使用可能な 4 通りの CSI-RS 構成を示したことであり、

【0156】

このように、各 CSI-RS 構成によって CSI-RS が送信される無線資源（すなわち、RE 対）が決定される。

【0157】

特定セルに対して CSI-RS 送信のために、1 個あるいは 2 個のアンテナポートが設定されると、図 9 (a) に示す 16 通りの CSI-RS 構成のうち設定された CSI-RS 構成による無線資源上において CSI-RS が送信される。

10

【0158】

同様に、特定セルに対して CSI-RS 送信のために 4 個のアンテナポートが設定されると、図 9 (b) に示す 8 通りの CSI-RS 構成のうち設定された CSI-RS 構成による無線資源上において CSI-RS が送信される。また、特定セルに対して CSI-RS 送信のために 8 個のアンテナポートが設定されると、図 9 (c) に示す 4 通りの CSI-RS 構成のうち設定された CSI-RS 構成による無線資源上において CSI-RS が送信される。一つのセルで複数の CSI-RS 構成が使用されることができる。ノン-ゼロ電力 (NZP: non-zero power) CSI-RS は、0 個または 1 個の CSI-RS 構成のみが利用され、ゼロ電力 (ZP: zero power) CSI-RS は、0 個または複数の CSI-RS 構成が利用されることができる。

20

【0159】

上位階層により設定される 16 ビットのビットマップである ZP CSI-RS (Zero power CSI-RS) において 1 に設定された各ビット別に、UE は、上の表 3 及び表 4 の 4 個の CSI-RS 列 (column) に該当する RE において (上位階層により設定された NZP CSI-RS を仮定する RE と重複する場合を除外) ゼロ送信電力を仮定する。最上位ビット (MSB: Most Significant Bit) は、最も低い CSI-RS 構成インデックスに該当し、ビットマップ内でその次のビットは、順に次の CSI-RS 構成インデックスに該当する。

【0160】

30

CSI-RS は、上の表 3 及び表 4 において $(n_{\text{ss}} \bmod 2)$ の条件を満たすダウンリンクスロット及び CSI-RS サブフレーム構成を満たすサブフレームにおいてのみで送信される。

【0161】

フレーム構造タイプ 2 (TDD) の場合、スペシャルサブフレーム、同期信号 (SS)、PBCH または SIB 1 (System information block type 1) メッセージ送信と衝突されるサブフレームまたはページングメッセージ送信のために設定されたサブフレームにおいて CSI-RS は送信されない。

【0162】

また、アンテナポートセット S ($S = \{15\}$ 、 $S = \{15, 16\}$ 、 $S = \{17, 18\}$ 、 $S = \{19, 20\}$ または $S = \{21, 22\}$) 内に属するあるアンテナポートに対する CSI-RS が送信される RE は、PDCH または他のアンテナポートの CSI-RS 送信に使用されない。

40

【0163】

CSI-RS 送信に使用される時間-周波数資源は、データ送信に使用されることができないので、CSI-RS オーバーヘッドが増加するほど、データ処理量 (スループット) が減少するようになる。これを考慮して、CSI-RS は、毎サブフレームごとに送信されるように構成されず、多数のサブフレームに該当する所定の送信周期ごとに送信されるように構成される。この場合、毎サブフレームごとに CSI-RS が送信される場合に比べて、CSI-RS 送信オーバーヘッドが多く低くなることができる。

50

【 0 1 6 4 】

CSI-RS 送信のためのサブフレーム周期（以下、「CSI 送信周期」と呼ぶ）（ $T_{\text{CSI-RS}}$ ）及びサブフレームオフセット（ $\Delta_{\text{CSI-RS}}$ ）は、以下の表 5 のとおりである。

【 0 1 6 5 】

表 5 は、CSI-RS サブフレームの構成を例示する。

【 0 1 6 6 】

表 5

【表 5】

CSI-RS-SubframeConfig $I_{\text{CSI-RS}}$	CSI-RS periodicity $T_{\text{CSI-RS}}$ (subframes)	CSI-RS subframe offset $\Delta_{\text{CSI-RS}}$ (subframes)
0 – 4	5	$I_{\text{CSI-RS}}$
5 – 14	10	$I_{\text{CSI-RS}} - 5$
15 – 34	20	$I_{\text{CSI-RS}} - 15$
35 – 74	40	$I_{\text{CSI-RS}} - 35$
75 – 154	80	$I_{\text{CSI-RS}} - 75$

【 0 1 6 7 】

表 5 を参照すると、CSI-RS サブフレーム構成（ $I_{\text{CSI-RS}}$ ）によって CSI-RS 送信周期（ $T_{\text{CSI-RS}}$ ）及びサブフレームオフセット（ $\Delta_{\text{CSI-RS}}$ ）が決定される。

【 0 1 6 8 】

表 5 の CSI-RS サブフレーム構成は、先の「SubframeConfig」フィールド及び「zeroTxPowerSubframeConfig」フィールドのうちのいずれか一つに設定されることができる。CSI-RS サブフレーム構成は、NZP CSI-RS 及び ZP CSI-RS に対して個別的に（separately）設定されることができる。

【 0 1 6 9 】

CSI-RS を含むサブフレームは、以下の数式 13 を満たす。

【 0 1 7 0 】

【数 13】

$$(10n_f + \lfloor n_s/2 \rfloor - \Delta_{\text{CSI-RS}}) \bmod T_{\text{CSI-RS}} = 0$$

【 0 1 7 1 】

数式 13 中、 $T_{\text{CSI-RS}}$ は、CSI-RS 送信周期、 $\Delta_{\text{CSI-RS}}$ は、サブフレームオフセット値、 n_f は、システムフレームナンバー、 n_s は、スロットナンバーを意味する。

【 0 1 7 2 】

サービングセルに対して送信モード 9（transmission mode 9）が設定された UE の場合、UE は、一つの CSI-RS 資源構成が設定されることができる。サービングセルに対して送信モード 10（transmission mode 10）が設定された UE の場合、UE は、一つまたはそれ以上の CSI-RS 資源構成（ら）が設定されることができる。

【 0 1 7 3 】

CSI-RS 構成 (configuration)

10

20

30

40

50

【0174】

現在、LTE標準においてCSI-RS構成(configuration)に関するパラメータにantennaPortsCount、subframeConfig、resourceConfigなどが存在する。このようなパラメータは、CSI-RSがいくつのアンテナポートから送信されているか、CSI-RSが送信されるサブフレームの周期及びオフセットがどうなっているか、そして該当サブフレームでどんなRE位置(例えば、周波数とOFDMシンボルインデックス)から送信されているかなどを指示する。具体的に、基地局は、特定CSI-RS構成をUEに指示/伝達する時、次のような内容のパラメータ/情報を伝達する。

【0175】

10

- antennaPortsCount: CSI-RSの送信のために使用されるアンテナポート数を表すパラメータ(Parameter represents the number of antenna ports used for transmission of CSI reference signals)(例えば、1 CSI-RSポート、2 CSI-RSポート、4 CSI-RSポート、あるいは8 CSI-RSポート)

【0176】

- resourceConfig: CSI-RS割り当て資源位置に関するパラメータ

【0177】

- subframeConfig: CSI-RSが送信されるサブフレーム周期及びオフセットに関するパラメータ

20

【0178】

- p-C: CSIフィードバックCSI-RSのための参照PDSCH送信パワーに関するUEの仮定に関して、Pcは、UEがCSIフィードバックを導き出す時にCSI-RS EPREに対してPDSCH EPREの仮定された割合に該当し、1 dB大きさの単位として[-8, 15] dB範囲の値を取る(Regarding UE assumption on reference PDSCH transmitted power for CSI feedback CSI-RS, Pc is the assumed ratio of PDSCH EPRE to CSI-RS EPRE when UE derives CSI feedback and takes values in the range of [-8, 15] dB with 1 dB step size)

30

【0179】

- zeroTxPowerResourceConfigList: zero-power CSI-RS構成に関するパラメータ

【0180】

- zeroTxPowerSubframeConfig: zero-power CSI-RSが送信されるサブフレーム周期及びオフセットに関するパラメータ

【0181】

マッシブMIMO (Massive MIMO)

40

【0182】

多数のアンテナを有するMIMOシステムをマッシブMIMO (Massive MIMO) システムと呼ぶことができ、スペクトル効率(spectral efficiency)、エネルギー効率(energy efficiency)、プロセッシング複雑度(processing complexity)を向上させるための手段として注目されつつある。

【0183】

最近、3GPPでは、未来の移動通信システムのスペクトル効率性に対する要求事項を満足させるために、マッシブMIMOシステムに対する議論が始まった。マッシブMIMOは、全次元MIMO (FD-MIMO: Full-Dimension MIMO) と

50

も呼ばれる。

【0184】

LTEリリース(Rel:release)-12以後の無線通信システムでは、能動アンテナシステム(AAS:Active Antenna System)の導入が考慮されている。

【0185】

信号の位相及び大きさを調整することができる増幅器とアンテナが分離されている従来の受動アンテナシステムとは異なり、AASは、各々のアンテナが増幅器のような能動素子を含むように構成されたシステムを意味する。

【0186】

AASは、能動アンテナの使用によって増幅器とアンテナとを接続するための別のケーブル、コネクタ、その他ハードウェアなどを必要とせず、したがってエネルギー及び運用費の側面で効率性が高い特徴を有する。特に、AASは、各アンテナ別電子式ビーム制御(electronic beam control)方式を支援するから、ビーム方向及びビーム幅を考慮した精巧なビームパターン形成または3次元ビームパターンを形成する等の進歩したMIMO技術を可能にする。

【0187】

AASの進歩したアンテナシステムの導入に伴い、多数の入出力アンテナと多次元アンテナ構造を有する大規模MIMO構造もまた考慮されている。一例として、従来の一字型アンテナ配列とは異なり、2次元(2D:2-Dimension)アンテナ配列を形成する場合、AASの能動アンテナにより3次元ビームパターンを形成できる。

【0188】

図10は、本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて、64個のアンテナ要素(antenna elements)を有する2次元能動アンテナシステムを例示する。

【0189】

図10では、一般的な2次元(2D:2-Dimension)アンテナ配列を例示しており、図10のように $N_{\text{t}} = N_{\text{v}} \cdot N_{\text{h}}$ 個のアンテナが正方形の模様を有する場合を考慮することができる。ここで、 N_{h} は、水平方向にアンテナ列の個数を、 N_{v} は、垂直方向にアンテナ行の個数を示す。

【0190】

このような2D構造のアンテナ配列を利用すると、3次元空間で送信ビームを制御できるように無線波長(radio wave)が垂直方向(高度(elevation))及び水平方向(方位角(azimuth))に全部制御できる。このようなタイプの波長制御メカニズムを3次元ビームフォーミングと呼ぶことができる。

【0191】

図11は、本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて基地局または端末がAAS基盤の3D(3-Dimension)ビームフォーミングが可能な多数の送/受信アンテナを有しているシステムを例示する。

【0192】

図11は、上述の例を図式化したことで、2次元アンテナ配列(すなわち、2D-AAS)を利用した3DMIMOシステムを例示する。

【0193】

送信アンテナの観点で前記3次元ビームパターンを活用する場合、ビームの水平方向だけでなく垂直方向への準-静的または動的なビームフォーミングを行うことができ、一例として垂直方向のセクター形成などの応用を考慮できる。

【0194】

また、受信アンテナ観点では、大規模受信アンテナを活用して受信ビームを形成する時、アンテナ配列利得(antenna array gain)に応じる信号電力上昇効果を期待することができる。したがって、アップリンクの場合、基地局が多数のアンテナ

10

20

30

40

50

を介して端末から送信される信号を受信することができ、このとき、端末は、干渉影響を減らすために大規模受信アンテナの利得を考慮して、自身の送信電力を非常に低く設定できるという長所がある。

【0195】

図12は、本発明が適用されることができる無線通信システムにおいて交差偏波 (cross polarization) を有する2次元アンテナシステムを例示する。

【0196】

偏波 (Polarization) を考慮した2D平面配列アンテナ (planar antenna array) モデルの場合、図11のように図式化できる。

【0197】

受動的アンテナ (passive antenna) に応じる既存のMIMOシステムとは異なり、能動アンテナに基盤したシステムは、各アンテナ要素 (element) に付着された (または含まれた) 能動素子 (例えば、増幅器) に加重値を適用することによって、アンテナ要素の利得 (gain) を動的に調節できる。放射パターン (radiation pattern) は、アンテナ要素の個数、アンテナ間隔 (spacing) などのようなアンテナ配置 (arrangement) に依存するので、アンテナシステムは、アンテナ要素レベルでモデリングされることができる。

【0198】

図12の例示のようなアンテナ配列モデルを (M, N, P) で表すことができ、これは、アンテナ配列構造を特徴づけるパラメータに該当する。

【0199】

Mは、各列 (すなわち、垂直方向で) で同じ偏波 (polarization) を有しているアンテナ要素 (antenna element) の個数 (すなわち、各列で +45° の傾斜 (slant) を有しているアンテナ要素の個数または各列で -45° の傾斜 (slant) を有しているアンテナ要素の個数) を表す。

【0200】

Nは、水平方向の列の個数 (すなわち、水平方向でアンテナ要素の個数) を表す。

【0201】

Pは、偏波 (polarization) の次元 (dimension) の個数を表す。図11の場合のように、交差偏波 (cross polarization) の場合、P = 2 であるが、同一偏波 (co-polarization) の場合、P = 1 である。

【0202】

アンテナポート (antenna port) は、物理的アンテナ要素 (physical antenna element) にマッピングされることができる。アンテナポート (antenna port) は、該当アンテナポートと関連した参照信号により定義されることができる。例えば、LTEシステムにおいてアンテナポート0は、CRS (Cell-specific Reference signal) と関連し、アンテナポート6は、PRS (Positioning Reference signal) と関連することができる。

【0203】

一例として、アンテナポートと物理的アンテナ要素との間は、一対一にマッピングされることができる。単一の交差偏波 (cross polarization) アンテナ要素がダウンリンクMIMOまたはダウンリンク送信ダイバーシチのために使用される場合などがこれに該当することができる。例えば、アンテナポート0は、一つの物理的アンテナ要素にマッピングされることに對し、アンテナポート1は、他の物理的アンテナ要素にマッピングされることができる。この場合、端末の立場では、2個のダウンリンク送信が存在する。一つは、アンテナポート0のための参照信号と関連し、残りの一つは、アンテナポート1のための参照信号と関連する。

【0204】

他の一例として、単一のアンテナポートは、多重の物理的アンテナ要素にマッピングさ

10

20

30

40

50

ることができる。ビームフォーミング (beamforming) のために使用される場合などがこれに該当することができる。ビームフォーミングは、多重の物理的アンテナ要素を利用することによって、ダウンリンク送信が特定端末に向かうようにすることができる。一般に多重の交差偏波 (cross polarization) アンテナ要素の多重の列 (column) から構成されるアンテナ配列 (antenna array) を使用してこれを達成できる。この場合、端末の立場では、単一のアンテナポートから発生した単一のダウンリンク送信が存在する。一つは、アンテナポート 0 のための CRS と関連し、残りの一つは、アンテナポート 1 のための CRS と関連する。

【0205】

すなわち、アンテナポートは、基地局で物理的アンテナ要素から送信された実際ダウンリンク送信でない端末立場でのダウンリンク送信を示す。

10

【0206】

他の一例として、多数のアンテナポートがダウンリンク送信のために使用されるが、各アンテナポートは、多重の物理的アンテナ要素にマッピングされることができる。この場合は、アンテナ配列がダウンリンク MIMO またはダウンリンクダイバーシチのために使用される場合などがこれに該当することができる。例えば、アンテナポート 0 及び 1 は、それぞれ多重の物理的アンテナ要素にマッピングされることができる。この場合、端末の立場では、2 個のダウンリンク送信が存在する。一つは、アンテナポート 0 のための参照信号と関連し、残りの一つは、アンテナポート 1 のための参照信号と関連する。

【0207】

20

FD-MIMO では、データストリームの MIMO プリコーディングは、アンテナポート仮像化、トランシーバユニット (または送受信ユニット) (TXRU: transceiver unit) 仮像化、アンテナ要素パターンを経ることができる。

【0208】

アンテナポート仮像化は、アンテナポート上のストリームが TXRU 上においてプリコーディングされる。TXRU 仮像化は、TXRU 信号がアンテナ要素上においてプリコーディングされる。アンテナ要素パターンは、アンテナ要素から放射される信号は、方向性の利得パターン (directional gain pattern) を有することができる。

【0209】

30

従来の送受信機 (transceiver) モデリングでは、アンテナポートと TXRU との間の静的な一対一マッピングが仮定され、TXRU 仮像化効果は、TXRU 仮像化及びアンテナ要素パターンの効果ともを含む静的な (TXRU) アンテナパターンに合わせられる。

【0210】

アンテナポート仮像化は、周波数-選択的な方法で行われることができる。LTE でアンテナポートは、参照信号 (またはパイロット) と共に定義される。例えば、アンテナポート上においてプリコーディングされたデータ送信のために、DMRS がデータ信号と同じ帯域幅で送信され、DMRS とデータともが同じブリーコーダー (または同じ TXRU 仮像化プリコーディング) でプリコーディングされる。CSI 測定のために、CSI-RS は、多重のアンテナポートを介して送信される。CSI-RS 送信において、端末においてデータプリコーディングベクトルのための TXRU 仮像化プリコーディング行列を推定できるように CSI-RS ポートと TXRU との間のマッピングを特徴づけるブリーコーダーは、固有な行列で設計されることができる。

40

【0211】

TXRU 仮像化方法は、1 次元 TXRU 仮像化 (1D TXRU virtualization) と 2 次元 TXRU 仮像化 (2D TXRU virtualization) が論議され、これについて以下の図面を参照して説明する。

【0212】

図 13 は、本発明が適用されることができる無線通信システムにおいてトランシーバ

50

ユニットモデルを例示する。

【0213】

1D TXRU 仮像化において、 M_TXRU 個の TXRU は、同じ偏波 (polarization) を有する単一の列 (column) アンテナ配列で構成される M 個のアンテナ要素と関連する。

【0214】

2D TXRU 仮像化において、先の図 11 のアンテナ配列モデル構成 (M 、 N 、 P) に相応する TXRU モデル構成は、(M_TXRU 、 N 、 P) で表すことができる。ここで、 M_TXRU は、2D 同じ列、同じ偏波 (polarization) に存在する TXRU の個数を意味し、 $M_TXRU \leq M$ を常に満たす。すなわち、TXRU の総個数は、 $M_TXRU \times N \times P$ のようである。

10

【0215】

TXRU 仮像化モデルは、アンテナ要素と TXRU との相関関係に応じて、図 12 (a) のように TXRU 仮像化 (virtualization) モデルオプション-1: サブ-配列分割モデル (sub-array partition model) と図 12 (b) のように TXRU 仮像化モデルオプション-2: 全域接続 (full-connection) モデルに区分されることができる。

【0216】

図 13 (a) を参照すると、サブ-配列分割モデル (sub-array partition model) の場合、アンテナ要素は、多重のアンテナ要素グループに分割され、各 TXRU は、グループのうちのいずれか一つと接続される。

20

【0217】

図 13 (b) を参照すると、全域接続 (full-connection) モデルの場合、多重の TXRU の信号が結合されて、単一のアンテナ要素 (またはアンテナ要素の配列) に伝達される。

【0218】

図 13 中、 q は、一つの列 (column) 内の M 個の同じ偏波 (co-polarized) を有するアンテナ要素の送信信号ベクトルである。 w は、広帯域 TXRU 仮像化加重値ベクトル (wideband TXRU virtualization weight vector) であり、 W は、広帯域 TXRU 仮像化加重値行列 (wideband TXRU virtualization Weight Matrix) である。 x は、 M_TXRU 個の TXRU の信号ベクトルである。

30

【0219】

ここで、アンテナポートと TXRU とのマッピングは、一対一 (1-to-1) または一対多 (1-to-many) でありうる。

【0220】

図 13 において TXRU とアンテナ要素との間のマッピング (TXRU-to-element mapping) は、一つの例示を示すことに過ぎず、本発明がこれに限定されるものではなく、ハードウェアの観点でその他多様な形態により具現化されることができる TXRU とアンテナ要素との間のマッピングにも本発明が同様に適用されることができる。

40

【0221】

CSI (Channel-State Information)-Reference signal (CSI-RS) 定義

【0222】

送信モード 9 が設定されたサービングセル及び UE に対して、UE は、一つの CSI-RS 資源構成を設定されることができる。送信モード 10 が設定されたサービングセル及び UE に対して、UE は、一つ以上の CSI-RS 資源構成 (ら) を設定されることができる。CSI-RS に対して non-zero 送信電力を仮定しなければならない UE のための以下のパラメータは、各々の CSI-RS 資源構成に対する上位階層シグナリングを

50

介して設定される：

【0223】

- C S I - R S 資源構成識別子 (U E に送信モード 1 0 が設定された場合)

【0224】

- C S I - R S ポートの数

【0225】

- C S I - R S 構成

【0226】

- C S I - R S サブフレーム構成 I __ (C S I - R S)

【0227】

- C S I フィードバック (P __ c) のための基準 P D S C H 送信電力に対する U E の仮定 (U E に送信モード 9 が設定された場合)

【0228】

- U E に送信モード 1 0 が設定されると、各々の C S I プロセスに対する C S I フィードバック (P __ c) のための基準 P D S C H 送信電力に対する U E 仮定。C S I サブフレームセット C __ (C S I , 0) 及び C __ (C S I , 1) が C S I プロセスのための上位階層により設定されると、C S I プロセスの各 C S I サブフレームセットのための P __ c が設定される。

【0229】

- P s e u d o - r a n d o m シーケンス生成器パラメータ (n __ I D) .

【0230】

- U E が上位階層パラメータ C S I - R e p o r t i n g - T y p e を設定され、C S I 報告タイプが C S I プロセスに対する「C L A S S A」に設定された場合、C D M タイプパラメータ。

【0231】

- U E に送信モード 1 0 が設定された場合、以下のパラメータを有する C R S アンテナポート及び C S I - R S アンテナポートの Q C L t y p e B の U E 仮定に対する上位階層パラメータ q c l - C R S - I n f o - r 1 1 :

【0232】

- q c l - S c r a m b l i n g I d e n t i t y - r 1 1 .

【0233】

- c r s - P o r t s C o u n t - r 1 1 .

【0234】

- m b s f n - S u b f r a m e C o n f i g L i s t - r 1 1 .

【0235】

P __ c は、U E が C S I フィードバックを導き出し 1 d B ステップの大きさに [- 8 , 1 5] d B 範囲内の値を取る時、C S I - R S E P R E (E n e r g y P e r R e s o u r c e e l e m e n t) に対する P D S C H E P R E の推定された割合であり、ここで P D S C H E P R E は、セル関連 R S E P R E に対する P D S C H E P R E の割合に対するシンボル数と対応する。

【0236】

U E は、サービングセルの同じサブフレームにおいて C S I - R S 及び P M C H の構成を期待しない。

【0237】

フレーム構造タイプ 2 サービングセルと 4 個の C R S ポートの場合、U E は、一般 C P の場合 [2 0 - 3 1] セットまたは拡張 C P の場合 [1 6 - 2 7] セットに属した C S I - R S 構成インデックスを受信することを期待しない。

【0238】

U E は、C S I - R S 資源構成の C S I - R S アンテナポートの間には、遅延拡散、ドップラー拡散、ドップラーシフト、平均利得及び平均遅延に対して Q C L されると仮定する

10

20

30

40

50

ことができる。

【0239】

送信モード10及びQCL type Bが設定されたUEは、CSI-RS資源構成に対応するqcl-CRS-Info-r11と関連したアンテナポート0-3を仮定することができ、CSI-RS資源構成に対応するアンテナポート15-22は、ドップラーシフト(Doppler shift)及びドップラー拡散(Doppler spread)に対してQCLされたと仮定することができる。

【0240】

UEに送信モード10及び上位階層パラメータCSI-Reporting-Typeが設定され、CSI-Reporting-Typeは、「CLASS B」に設定され、CSIプロセスのために構成されたCSI-RS資源の個数が一つ以上で、QCL type Bが設定された場合、UEは、上位階層パラメータqcl-CRS-Info-r11と互いに異なる値を有するCSIプロセスに対するCSI-RS資源構成を受信することを期待しない。

10

【0241】

CSI-RS送信のために構成/設定されたサブフレームにおいて、参照信号シーケンス

$$r_{l,n_s}(m)$$

は、アンテナポートpの参照シンボルとして使用される複素数値(complex-valued)変調シンボル

20

$$a_{k,l}^{(p)}$$

にマッピングされることができる。このようなマッピングは、上位階層パラメータCDM Typeに依存する。

【0242】

CDM TypeがCDM4に該当しない場合、以下の数式14によるマッピングが行われることができる。

【0243】

【数 1 4】

$$a_{k,l}^{(p')} = w_{p'} \cdot r_{l,n_s}(m')$$

$$k = k' + 12m + \begin{cases} -0 & \text{for } p' \in \{15,16\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -6 & \text{for } p' \in \{17,18\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -1 & \text{for } p' \in \{19,20\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -7 & \text{for } p' \in \{21,22\}, \text{normal cyclic prefix} \\ -0 & \text{for } p' \in \{15,16\}, \text{extended cyclic prefix} \\ -3 & \text{for } p' \in \{17,18\}, \text{extended cyclic prefix} \\ -6 & \text{for } p' \in \{19,20\}, \text{extended cyclic prefix} \\ -9 & \text{for } p' \in \{21,22\}, \text{extended cyclic prefix} \end{cases} \quad 10$$

$$l = l' + \begin{cases} l'' & \text{CSI reference signal configurations 0-19, normal cyclic prefix} \\ 2l'' & \text{CSI reference signal configurations 20-31, normal cyclic prefix} \\ l'' & \text{CSI reference signal configurations 0-27, extended cyclic prefix} \end{cases}$$

$$w_{p'} = \begin{cases} 1 & p' \in \{15,17,19,21\} \\ (-1)^{l''} & p' \in \{16,18,20,22\} \end{cases}$$

$$l'' = 0,1$$

20

$$m = 0,1,\dots,N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1$$

$$m' = m + \left\lfloor \frac{N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{DL}}}{2} \right\rfloor$$

【0 2 4 4】

C D M T y p e が C D M 4 に該当する場合、以下の数式 1 5 によるマッピングが行われることができる。

【0 2 4 5】

【数 1 5】

30

$$a_{k,l}^{(p')} = w_{p'}(i) \cdot r_{l,n_s}(m')$$

$$k = k' + 12m - \begin{cases} k'' & \text{for } p' \in \{15,16,19,20\}, \text{normal cyclic prefix, } N_{\text{ports}}^{\text{CSI}} = 8 \\ k'' + 6 & \text{for } p' \in \{17,18,21,22\}, \text{normal cyclic prefix, } N_{\text{ports}}^{\text{CSI}} = 8 \\ 6k'' & \text{for } p' \in \{15,16,17,18\}, \text{normal cyclic prefix, } N_{\text{ports}}^{\text{CSI}} = 4 \end{cases}$$

$$l = l' + \begin{cases} l'' & \text{CSI reference signal configurations 0-19, normal cyclic prefix} \\ 2l'' & \text{CSI reference signal configurations 20-31, normal cyclic prefix} \end{cases}$$

40

$$l'' = 0,1$$

$$k'' = 0,1$$

$$i = 2k' + l''$$

$$m = 0,1,\dots,N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1$$

$$m' = m + \left\lfloor \frac{N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{DL}}}{2} \right\rfloor$$

【0 2 4 6】

50

数式 15 の

$$w_{p'}(i)$$

は、以下の表 6 により決定される。表 6 は、CDM 4 に対するシーケンス

$$w_{p'}(i)$$

を表す。

【 0 2 4 7 】

表 6

【表 6】

$N_{\text{ports}}^{\text{CSI}} = 4$	P $N_{\text{ports}}^{\text{CSI}} = 8$	$[w_{p'}(0) \ w_{p'}(1) \ w_{p'}(2) \ w_{p'}(3)]$
15	15,17	$[1 \ 1 \ 1 \ 1]$
16	16,18	$[1 \ -1 \ 1 \ -1]$
17	19,21	$[1 \ 1 \ -1 \ -1]$
18	20,22	$[1 \ -1 \ -1 \ 1]$

【 0 2 4 8 】

OFDMヌメリロジ（numerology）

【 0 2 4 9 】

さらに多くの通信機器がより大きな通信容量を要求するようになるにつれて、従来の R A T (Radio Access Technology) に比べて向上した mobile broadband 通信に対する必要性が台頭しつつある。また、多数の機器及び事物を接続していつ、どこでも多様なサービスを提供する massive MTC (Machine Type Communications) もやはり、次世代通信において考慮される主な問題の一つである。それだけでなく、次世代通信で信頼度 (reliability) 及び遅延 (latency) に敏感なサービス/UE を考慮した通信システムデザインが論議されている。このように、enhanced mobile broadband communication、massive MTC、URLLC (Ultra-Reliable and Low Latency Communication) などを考慮した次世代 R A T の導入が論議されており、このような技術を「new R A T (NR)」と通称することができる。

【 0 2 5 0 】

New R A T システムは、OFDM 送信方式またはこれと類似の送信方式を使用し、代表的に以下の表 3 の OFDM ヌメリロジを有する。

【 0 2 5 1 】

表 3

10

20

30

【表 7】

パラメータ	値
サブキャリア間隔 (Subcarrier-spacing) (Δf)	60 kHz
OFDMシンボル長	16.33 μ s
Cyclic Prefix (CP) 長	1.30 μ s / 1.17 μ s
システム帯域幅	80 MHz
有効なサブキャリア個数 (No. of available subcarriers)	1200
サブフレーム長	0.25 ms
サブフレーム当たりのOFDMシンボルの個数	14 symbols

10

20

【0252】

Self-contained subframe structure

【0253】

TDDシステムにおいてデータ送信遅延を最小化するために、5世代New RATでは、図14のように、制御チャネルとデータチャネルがTDMされたself-contained subframe構造が考慮されている。

30

【0254】

図14は、本発明が適用されることができるself-contained subframe構造を例示する。

【0255】

図14において斜線領域は、DCI伝達のための物理チャネルPDCCHの送信領域を示し、黒色部分は、UCI (Uplink Control Information) 伝達のための物理チャネルPUCCHの送信領域を示す。

【0256】

DCIを介してeNBがUEに伝達する制御情報には、UEが知っていなければならないcell構成に関する情報、DLスケジューリングなどのDL特定(specific)情報、及び/またはUL承認(grant)などのようなUL特定情報などが存在できる。また、UCIを介してUEがeNBに伝達する制御情報には、DLデータに対するHARQのACK/NACK報告、DLチャネル状態に対するCSI報告、及び/またはSR (Scheduling Request)などが存在できる。

40

【0257】

図14中、表示がない領域は、ダウンリンクデータのための物理チャネルPDSCH送信領域として使用されることもでき、アップリンクデータのための物理チャネルPUSCH送信領域として使用されることもできる。このような構造の特徴は、一つのSF (subframe) 内でDL送信とUL送信が順次に行われて、該当SF内でDLデータを送信し、UL ACK/NACKを受信することもできる。したがって、本構造をしたがう場

50

合、データ送信エラー発生時にデータの再送信までかかる時間が減るようになり、これによって最終データ伝達の遅延 (latency) が最小化されることができる。

【0258】

このような self-contained subframe 構造で基地局とUEが送信モードから受信モードに転換される過程または受信モードから送信モードに転換される過程のための時間間隔 (time gap) が必要である。このために、subframe 構造でDLからULに転換される時点の一部OFDM symbolがGPとして設定されることができ、このような subframe type は、「self-contained SF」と呼ぶことができる。

【0259】

Analog beamforming

【0260】

Millimeter Wave (mmW) では、波長が短くなって同一面積に多数のアンテナ要素の設置が可能になる。すなわち、30GHz帯域で波長は、1cmであって、5 by 5 cmのパネルに0.5 lambda (波長) 間隔で2次元配列形態で総64 (8 X 8) 個のアンテナ要素 (element) 設置が可能である。したがって、mmWでは、多数個のアンテナ要素を使用してbeamforming (BF) 利得を高めてカバレッジを増加させるか、throughputを高めようとする。

【0261】

この場合に、アンテナ要素別に送信パワー及び位相調節が可能のようにTXRU (transceiver unit) を有すると、周波数資源別に独立的なbeamformingが可能である。しかしながら、100余個のアンテナ要素全部にTXRUを設置するには、価格側面で実効性が落ちるという問題を有するようになる。したがって、一つのTXRUに多数のアンテナ要素をマッピングし、analog phase shifterでビームの方向を調節する方式が考慮されている。このようなanalog beamforming方式は、全帯域において一つのビーム方向だけを作ることができるから、周波数選択的beamformingはできないという短所を有する。

【0262】

Digital BFとanalog BFの中間形態としてQ個のアンテナ要素より少ない個数であるB個のTXRUを有するhybrid BFを考慮することができる。この場合にB個のTXRUとQ個のアンテナ要素の接続方式によって差はあるが、同時に送信できるビームの方向は、B個以下に制限される。

【0263】

また、New RATシステムでは、多数のアンテナが使用される場合、デジタルビームフォーミングとアナログビームフォーミングを結合したハイブリッドビームフォーミング技法が台頭されている。このとき、アナログビームフォーミング (または、RF (radio frequency) ビームフォーミング) は、RF端でプリコーディング (またはコンバイニング) を行う動作を意味する。ハイブリッドビームフォーミングにおいてBaseband端とRF端とは、各々プリコーディング (またはコンバイニング) を行い、これによってRFチェーン数とD (digital) / A (analog) (または、A / D) コンバーター数を減らしながらもデジタルビームフォーミングに近接した性能を出すことができるという長所がある。便宜上、ハイブリッドビームフォーミング構造は、N個トランシバユニット (TXRU) とM個の物理的アンテナで表現されることができる。すると、送信端から送信するL個データレイヤーに対するデジタルビームフォーミングは、N by L 行列で表現されることができ、以後変換されたN個のデジタル信号は、TXRUを経てアナログ信号に変換された後、M by N行列で表現されるアナログビームフォーミングが適用される。

【0264】

図15は、TXRU及び物理的アンテナ観点でハイブリッドビームフォーミング構造を図式化した図である。図15においてデジタルビームの個数は、L個であり、アナログビ

10

20

30

40

50

ームの個数は、N個である場合を例示する。

【0265】

New RATシステムでは、基地局がアナログビームフォーミングをシンボル単位に変更できるように設計して、特定地域に位置した端末により効率的なビームフォーミングを支援する方向が考慮されている。なお、図15において特定N個のTXRUとM個のRFアンテナを一つのアンテナパネル(panel)として定義する時、New RATシステムでは、互いに独立的なハイブリッドビームフォーミングの適用が可能な複数のアンテナパネルを導入する方案まで考慮されている。

【0266】

基地局が複数のアナログビームを活用する場合、端末別に信号受信に有利なアナログビームが異なりうるから、少なくとも同期化信号(Synchronization signal)、システム情報、ページングなどに対しては、特定Subframe(SF)で基地局が適用する複数のアナログビームをシンボル別に変えて、すべての端末が受信機会を有することができるようにするビームスウィーピング動作が考慮されている。

【0267】

図16は、DL送信過程で同期化信号とシステム情報に対するビームスウィーピング動作を図式化図である。

【0268】

図16においてNew RATシステムのシステム情報がブロードキャスト方式で送信される物理的資源(または物理チャネル)をxPBCH(physical broadcast channel)と命名した。

【0269】

図16を参照すると、一つのシンボル内で互いに異なるアンテナパネルに属するアナログビームは、同時に送信されることができる。アナログビーム別にチャネルを測定するために、図16に示すように、(特定アンテナパネルに対応する)単一アナログビームが適用されて送信されるRSのビームRS(BRS)を導入する方案が論議されている。BRSは、複数のアンテナポートに対して定義されることができ、BRSの各アンテナポートは、単一アナログビームに対応できる。このとき、BRSとは異なり、同期化信号またはxPBCHは、任意の端末がよく受信することができるように、アナログビームグループ内のすべてのアナログビームが適用されて送信されることができる。

【0270】

LTEでのRRM測定

【0271】

LTEシステムでは、電力制御、スケジューリング、セル検索、セル再選択、ハンドオーバー、無線リンクまたは接続モニタリング、接続確立/再-確立などのためのRRM動作を支援する。サービングセルは、端末にRRM動作を行うための測定値であるRRM測定情報を要請できる。代表的にLTEシステムでは、端末が各Cellに対しセル検索情報、RSRP(reference signal received power)、RSRQ(reference signal received quality)などの情報を測定/獲得して報告できる。具体的に、LTEシステムにおいて端末は、サービングセルからRRM測定のための上位階層信号として「measConfig」を伝達される。端末は、前記「measConfig」の情報に応じて、RSRPまたはRSRQを測定できる。ここで、LTEシステムのTS36.214文書によるRSRP、RSRQ及びRSSIの定義は、以下のとおりである。

【0272】

[RSRP]

【0273】

参照信号受信電力(RSRP)は、考慮された測定周波数帯域幅内でCRS(cell-specific RS)を伝達する資源要素の電力寄与度(power contributions)([W]で)に対する線形平均(linear average)で

10

20

30

40

50

定義される。RSRP決定のために、TS 36.211[3]に依るCRS R0が使用されなければならない。端末がR1が有効(available)であるということを信頼性あるように(reliably)検出できる場合、R0に追加してR1を使用してRSRPを決定できる。

【0274】

RSRPの参照ポイントは、UEのアンテナコネクタにならなければならない。

【0275】

万一、端末が受信機ダイバーシチ(diversity)を使用する場合、報告された値は、任意の個別ダイバーシチブランチ(branch)に対応するRSRPより小さく
10

【0276】

[RSRQ]

【0277】

参照信号受信品質(RSRQ)は、割合 $N \times RSRP / (E-UTRA \text{ 搬送波 } RSSI)$ (すなわち、E-UTRA搬送波RSSI対 $N \times RSRP$)で定義され、ここで、Nは、E-UTRA搬送波RSSI測定帯域幅のRB数である。分子と分母の測定は、同じ資源ブロック集合に対してなされなければならない。

【0278】

E-UTRA搬送波受信信号強度指示子(RSSI)は、測定帯域幅ですべてのソース(同一-チャネル(co-channel)サービング及び非-サービングセルを含む)からのN個の資源ブロックに対して、アンテナポート0に対する参照シンボルを含むOFDMシンボルにおいてのみ端末により観察/測定された総受信電力([W]で)の線形平均とチャネル干渉、熱雑音などを含むことができる。上位階層シグナリングがRSRQ測定を行うための特定サブフレームを指示する場合、RSSIは、指示されたサブフレーム内のすべてのOFDMシンボルに対して測定できる。
20

【0279】

RSRQに対した参照ポイントは、UEのアンテナコネクタにならなければならない。
。

万一、端末が受信機ダイバーシチ(diversity)を使用する場合、報告された値は、任意の個別ダイバーシチブランチに対応するRSRQより小さく
30

【0280】

[RSSI]

【0281】

RSSIは、受信機パルス整形フィルタ(receiver pulse shaping filter)により定義された帯域幅内で受信機から発生する熱雑音及び雑音を含んで受信された広帯域電力に該当できる。

【0282】

測定のための参照ポイントは、端末のアンテナコネクタにならなければならない。

【0283】

万一、端末が受信機ダイバーシチ(diversity)を使用する場合、報告された値は、任意の個別受信アンテナブランチに対応するUTRA搬送波RSSIより小さく
40

【0284】

前記定義に従って、LTEシステムで動作する端末は、内部周波数測定(Intra-frequency measurement)の場合には、SIB3(system information block type 3)から送信される許容された測定帯域幅関連IE(information element)を介して、周波数間測定(Inter-frequency measurement)の場合には、SIB5(system information block type 5)から送信される許容された測定帯域幅を介して6、15、25、50、75、100RB(Resource Bl
50

ock)のうち、一つに対応する帯域幅でRSRPを測定するよう許容されることができる。または、前記IEがない場合、端末は、Defaultとして全体DLシステムの周波数帯域で測定できる。このとき、端末が許容された測定帯域幅を受信する場合、端末は、該当値を最大測定帯域幅と見なし、該当帯域幅/値以内に自由にRSRPの値を測定できる。ただし、サービングセルがWB(wideband)-RSRQと定義されるIEを送信し、許容された測定帯域幅を50RB以上に設定すると、端末は、全体許容された測定帯域幅に対するRSRP値を計算しなければならない。一方、RSSIは、RSSI帯域幅の定義に従って、端末の受信機が有する周波数帯域で測定されることができる。

【0285】

図17は、本発明に適用されることができるパネルアンテナアレイを例示する。

10

【0286】

図17を参照すると、パネルアンテナアレイは、各々水平ドメインでM_g個及び垂直ドメインでN_g個のパネルから構成され、各一つのパネルは、M個の列とN個の行から構成されることができる。特に、本図においてパネルは、X-pol(交差偏波(cross polarization))アンテナを基準に示された。したがって、図17の総アンテナ要素の個数は、2 * M * N * M_g * N_g個でありうる。

【0287】

ポートレイアウト

【0288】

コードブックは、多様なタイプで定義されることができ、NR(New RAT)でコードブックは、大きくタイプ1及びタイプ2コードブックが存在できる。なお、各タイプ別にシングル-パネルに対するコードブックであるか、マルチ-パネルに対するコードブックであるかによっても細分化して区分されることができる(例えば、タイプ1シングル/マルチ-パネルコードブック及びタイプ2シングル-マルチ-パネルコードブック)。

20

タイプ1シングルパネルコードブックの場合、W₁は、次の数式16のように定義されることができる。ここで、W₁は、長期(long-term)、広帯域(wideband)、ビームグループ選択の特性を有する第1PMIを意味する。

【0289】

【数16】

$$W_1 = \begin{bmatrix} B_1 & 0 \\ 0 & B_2 \end{bmatrix}, B_i = [b_0^i, \dots, b_{L-1}^i]$$

30

【0290】

少なくともランク1及びランク2に対して、W₁のB(またはB_i)内で候補DFT(Discrete Fourier Transform)ビーム個数(L)は、1、2、4及び/または7でありうる。このようなL値は、ネットワーク(例えば、基地局)により設定されることができる。

【0291】

万一、L > 1の場合、UEにより自由にL個のビームが選択されることができる。または、少なくとも一つのビームグループパターンが定義されることができるが、このようなビームグループパターンの例示は、図18及び19を参照して以下で後述する。このようなビームグループパターンは、ネットワーク(例えば、基地局)により設定されることができる。ビームパターンは、UEにより報告されることができる。または、gNBにより自由にL個のビームが選択されることができる。

40

【0292】

L個のビーム選択がランク1及びランク2に同様に適用されるか、または互いに異なるように適用されることができる。万一、L = 1の場合、W₁は、以下の数式17のように定義されることができる。

【0293】

【数 1 7】

$$W_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{v} \end{bmatrix}$$

【 0 2 9 4】

図 1 8 は、本発明に適用されることができる 2 D ポートレイアウトの場合、 $L = 2$ の候補ビームグループパターンを例示する。本図においてパターンで表示された四角形が選択された L 個のビームを意味する。

【 0 2 9 5】

図 1 9 は、本発明に適用されることができる 2 D ポートレイアウトの場合、 $L = 4$ の候補ビームグループパターンを例示する。本図においてパターンで表示された四角形が選択された L 個のビームを意味する。

10

【 0 2 9 6】

1 D ポートレイアウトの場合、ビームグループパターンは、 d により均一に及び / または不均一に分離された $L > 1$ のビームの列 (row) を含む。 $L > 1$ の場合、 d_1 、 d_2 に対するシングルまたはマルチ値が支援されることができる。

【 0 2 9 7】

NR でのコードブック提案

【 0 2 9 8】

New RAT をはじめとして、パネルアレイアンテナを使用する無線通信システムでは、マッシュアンテナを利用したビームフォーミングを行うようになりながらビームが非常に狭く (narrow) 形成され、パネルアンテナアレイの具現によってアンテナポート間 linear increment 性質が破られることができる。したがって、LTE、LTE-A などで使用された、DFT 基盤のコードブックの性能が劣化できる。したがって、本明細書では、パネルアレイアンテナに適したコードブック構造を提案する。

20

【 0 2 9 9】

まず、一つのパネル内の 2 D アンテナアレイに適用される 2 D DFT ビームを数式 17 のように定義することができる。

【 0 3 0 0】

【数 1 8】

30

$$\mathbf{w}_{m_1, m_2} = \frac{\mathbf{v}_{m_1} \otimes \mathbf{u}_{m_2}}{\sqrt{N_1 N_2}}$$

$$\mathbf{v}_{m_1} = \left[1 \exp(j \frac{2\pi m_1}{o_1 N_1}) L \exp(j \frac{2\pi m_1 (N_1 - 1)}{o_1 N_1}) \right]^T$$

$$\mathbf{u}_{m_2} = \left[1 \exp(j \frac{2\pi m_2}{o_2 N_2}) L \exp(j \frac{2\pi m_2 (N_2 - 1)}{o_2 N_2}) \right]^T$$

40

【 0 3 0 1】

数式 18 中、 m_1 と m_2 は、それぞれ第 1 番目及び第 2 番目のドメインの 1 D-DFT コードブックのインデックスを表す。 N_1 及び N_2 は、それぞれパネルの第 1 番目及び第 2 番目の次元 (dimension) の偏波 (pol) 別アンテナポートの個数を表す。 o_1 及び o_2 は、パネルの 1 番目及び第 2 番目の次元 (dimension) のオーバーサンプリング因子 (factor) を表す。

【 0 3 0 2】

図 1 7 において M と N は、アンテナ要素を表し (以下、説明の便宜上、 M を第 1 番目の

50

ドメイン（水平）パラメータ、 N を第2番目のドメイン（垂直）パラメータと呼ぶ）、多数のアンテナ要素に対して特定ベクトルに従ってアンテナ仮像化（*antenna virtualization*）を行なった後、アンテナ要素-対-ポートマッピング（*antenna element-to-port mapping*）を行なった結果に応じる第1番目のドメインと第2番目のドメインのポート数をそれぞれ $N1$ 、 $N2$ と定義する。 $N1'$ と $N2'$ をパネル当たりのポート数で定義すると、本発明で考慮する総アンテナポートの個数/数字（ N_{tot} ）は、 $P * M_g * N_g * N1' * N2'$ と定義され、 P は、 $X-pol$ アンテナの場合に2、 $co-pol$ （同一偏波）アンテナの場合には1に設定されることができる。

【0303】

10

図20は、本発明の一実施の形態による不均一ポートアレイを例示した図である。

【0304】

図20を参照して説明すれば、各パネル当たりの32個の要素（すなわち、 $M=4$ 、 $N=2$ 、 $P=2$ ）を備えたパネルアレイに対して垂直方向の仮像化（*vertical virtualization*）を行うと、 $P=2$ 、 $N1'=4$ 、 $N2'=1$ 、 $M_g=2$ 、 $N_g=2$ で総32-ポートになることができる。アンテナポートの場合、アンテナ仮像化にしたがってアンテナ要素に対応できるが、本明細書では、説明の便宜のために単一のアンテナ要素または多数個のアンテナ要素が仮像化された後のアンテナポートを通称してアンテナポート'と通称する。ビームフォーミング遂行のためのアンテナポート情報（例えば、 $\{N1, N2, O1$ 及び $O2\}$ 、及び/または $\{M_g, N_g, N1', N2', O1$ 及び/または $O2\}$ ）は、上位階層シグナリングされるか、または端末とネットワークとの間に事前に互いに約束できる。

20

【0305】

N_{tot} の値は、多様に設定されることができるが、2、4、8、12、16、20、24、28、32-ポートなどのように、LTEシステムで支援されているアンテナポートに対して統合的に適用されることができるコードブック構造に従わなければならない。このために、本明細書では、マルチ-ステージコードブック構造を考慮し、この中でトリプル-ステージの例題は、以下の数式19のとおりである。

【0306】

【数19】

30

$$W=W1 * W2 * W3$$

【0307】

数式19中、特定コードブック行列は、LTE、LTE-Aに使用されるデュアル-ステージコードブック構造での $W1$ （第1PMI）、 $W2$ （第2PMI）で代替されることができる。

【0308】

3GPP Rel-13コードブックは、Rel-10、Rel-12コードブックの二重（*dual*）構造に従う。すなわち、 $W1$ （長期（*long-term*）、広帯域（*wideband*）、ビームグループ選択）、 $W2$ （短期（*short-term*）、サブバンド（*subband*）、ビーム選択+位相一致（*co-phasing*））の特性を有して、二つの積（すなわち、 $W1$ 及び $W2$ の積）により最終コードブックが形成される。

40

【0309】

ただし、Rel-10、Rel-12コードブックとの差異点は、考慮するアンテナポートレイアウト（*antenna port layout*）が2次元（2D: 2 Dimensional）を含むから、コードブックを構成する各ビームが垂直（*vertical*）ビーム及び水平（*horizontal*）ビームのクロネッカー積（*kronecker product*）形態で現れるようになる。3GPP Rel-13ランク（*Rank*）1-2コードブックを数式で表すと、以下の数式20のとおりである。

50

【 0 3 1 0 】

【 数 2 0 】

$$W = W_1 W_2$$

$$W_{m_1, m_2, n}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2N_1 N_2}} \begin{bmatrix} v_{m_1} \otimes u_{m_2} \\ \varphi_n v_{m_1} \otimes u_{m_2} \end{bmatrix}, \varphi_n = \exp\left(\frac{j2\pi n}{4}\right), n = 0, 1, 2, 3$$

$$W_{m_1, m_2, n}^{(2)} = \frac{1}{2\sqrt{N_1 N_2}} \begin{bmatrix} v_{m_1} \otimes u_{m_2} & v_{m_1} \otimes u_{m_2} \\ \varphi_n v_{m_1} \otimes u_{m_2} & -\varphi_n v_{m_1} \otimes u_{m_2} \end{bmatrix}, \varphi_n = \exp\left(\frac{j2\pi n}{4}\right), n = 0, 1$$

10

$$v_{m_1} = \begin{bmatrix} 1 & \exp(j\frac{2\pi m_1}{o_1 N_1}) & \dots & \exp(j\frac{2\pi m_1(N_1-1)}{o_1 N_1}) \end{bmatrix}^T$$

$$u_{m_2} = \begin{bmatrix} 1 & \exp(j\frac{2\pi m_2}{o_2 N_2}) & \dots & \exp(j\frac{2\pi m_2(N_2-1)}{o_2 N_2}) \end{bmatrix}^T$$

20

【 0 3 1 1 】

数式 20 中、 $W^{(1)}$ は、ランク 1 コードブックの最終形態を表し、 $W^{(2)}$ は、ランク 2 コードブックの最終形態を表す。

【 0 3 1 2 】

ここで、 N_1 及び N_2 は、それぞれ第 1 次元 (1st dimension) 及び第 2 次元 (2nd dimension) 内の各偏波 (polarization) 別 antenna port の数である。 o_1 及び o_2 は、それぞれ第 1 次元 (1st dimension) 及び第 2 次元 (2nd dimension) 内のオーバーサンプリング因子 (oversampling factor) である。

30

【 0 3 1 3 】

そして、 m_1 、 m_2 は、それぞれ水平 (horizontal) と垂直 (vertical) (または第 1 (1st) 及び第 2 (2nd) ドメイン (domain)) で DFT ベクトルの選択方法を表す。 m_1 (ランク 2 の場合、 m_1 及び m_1') と m_2 (ランク 2 の場合、 m_2 及び m_2') を介して特定 W_1 (すなわち、第 1 PMI) 2D ビームグループ (すなわち、コードブック構成 (Codebook Config) 1 ないし 4) を構成できる。そして、下の添字 n は、位相一致 (co-phasing) を表す。

【 0 3 1 4 】

すなわち、3GPP Rel-13 コードブックは、クロネッカー積の演算を利用して、Rel-10 の 8Tx (8 port 送信) コードブックを 2 次元に拡張したと見なすことができる。

40

【 0 3 1 5 】

提案 1) アナログコードブック

【 0 3 1 6 】

本提案では、アナログビームフォーミングに該当する CSI 情報をコードブックを利用して報告する方法を提案する。

【 0 3 1 7 】

実施の形態として、数式 19 のマルチステージのうち、一つのステージ (例えば、 W_1) で Tx / Rx アナログビームフォーミングに相応するコードワード選択の機能 / 役割を行うか、または単独コードブック行列でアナログコードブックが構成されることができる

50

。

【 0 3 1 8 】

アナログビームフォーミングの場合、TXRU仮像化の加重値ベクトル (w e i g h t i n g v e c t o r) としてFD-MIMOの2Dサブアレイモデルを利用して、次の数式21のように構成されることができる。

【 0 3 1 9 】

【数21】

$$v_{l,j} = \frac{1}{\sqrt{L}} \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (l-1) d_H \sin \vartheta_i \right) \text{ for } l = 1, \dots, L, \quad o=1, \dots, o_{1TXRU} L$$

$$w_{k,o} = \frac{1}{\sqrt{K}} \exp \left(-j \frac{2\pi}{\lambda} (k-1) d_V \cos \theta_{\text{tilt},o} \right) \text{ for } k = 1, \dots, K, \quad o=1, \dots, o_{2TXRU} K$$

10

【 0 3 2 0 】

ここで、 d_V 、 d_H は、各アンテナ要素の間隔 (s p a c i n g)、

 λ

は、キャリア周波数、 K は、TXRU当たりの N_1 ドメインのアンテナ要素個数、 L は、TXRU当たりの N_2 ドメインのアンテナ要素個数、 O_{1TXRU} と O_{2TXRU} は、TXRUを構成する各ドメインの要素で形成される1-DFTビームのオーバーサンプリング因子であり、 w_o の長さは、 $K = M / N_1$ ' により、 v_i の長さは、 $L = N / N_2$ ' により各々与えられる。そして、

20

 $\vartheta_i, \theta_{\text{tilt},o}$

は、それぞれ N_1 と N_2 ドメインの特定指向角度 (a n g l e) を表し、 N_1 が水平ドメイン、 N_2 が垂直ドメイン場合、s c a n a n d t i l t a n g l e で表現されることができる。

【 0 3 2 1 】

したがって、最終Txアナログビーム形態は、数式22のように決定されることができる。

【 0 3 2 2 】

【数22】

$$\mathbf{w}_k \otimes \mathbf{v}_l$$

30

【 0 3 2 3 】

数式22は、 N_2 方向に仮像化のためのアンテナ要素インデクシングがまず行われるケースに該当し、仮に、 N_1 方向に仮像化のためのアンテナ要素インデクシングがまず行われる場合には、数式22が以下の数式23のように変形されなければならない。

【 0 3 2 4 】

【数23】

40

$$\mathbf{v}_l \otimes \mathbf{w}_k$$

【 0 3 2 5 】

アナログビームが指向する方向は、前記説明のように2Dであるか、水平あるいは垂直仮像化に該当するベクトルだけを使用して1D方向だけを指向することもできる。本明細書では、説明の便宜のために、数式22に基づいた2Dアナログビームを中心に各実施の形態を説明するが、これに限定されるものではない。

【 0 3 2 6 】

数式21の各ベクトルは、数学的関係を介して同一に数式18のDFTビームで表現が

50

可能であり、一例として傾斜 (t i l t i n g) で表現して、数式 2 1 を変換すると、以下の数式 2 4 のように表現できる。

【 0 3 2 7 】

【数 2 4】

$$\theta_{tilt} = \cos^{-1} \left(\frac{-m_1 \lambda}{o_{2, TXRU} K d_v} \right)$$

【 0 3 2 8 】

数式 2 4 を利用して数式 2 1 は、次の数式 2 5 のように表現されることができる。

10

【 0 3 2 9 】

【数 2 5】

$$\mathbf{v}_l = \frac{1}{\sqrt{L}} \left[1 \exp(j \frac{2\pi l}{o_{1, TXRU} L}) L \exp(j \frac{2\pi l(L-1)}{o_{1, TXRU} L}) \right]^T$$

$$\mathbf{w}_k = \frac{1}{\sqrt{K}} \left[1 \exp(j \frac{2\pi k}{o_{2, TXRU} K}) L \exp(j \frac{2\pi k(K-1)}{o_{2, TXRU} K}) \right]^T$$

20

【 0 3 3 0 】

ここで、 $k = 0, \dots, o_{2, TXRU} (K-1)$ 、 $l = 0, \dots, o_{1, TXRU} (L-1)$ になる。すると、アナログコードブックの最大サイズは、 $L * o_{1, TXRU}$ と $K * o_{2, TXRU}$ の積で表すことができる。アナログコードブックは、結果傾斜角度 (r e s u l t i n g t i l t i n g a n g l e) とスキャン角度 (s c a n a n g l e) がすべてのアジマス角度 (a z i m u t h a n g l e) とゼニス角度 (z e n i t h a n g l e) を均一 (u n i f o r m) に設定して構成されるか (例えば、数式 2 6、前記例題でゼニス角度の範囲を $-\pi$ から π に、アジマス角度の範囲を $-\pi/3$ から $\pi/3$ に仮定)、

30

$$\theta_1 \leq \theta_{tilt} \leq \theta_2$$

、

$$\vartheta_1 \leq \vartheta_{scan} \leq \vartheta_2$$

のようにアナログビームの境界支点をアナログビームの個数分だけ均一に分けて構成されることができる。このとき、使用されるアナログビームの個数及び/またはアナログビーム角度の境界値は、RRCで基地局が端末に知らせることができる。

【 0 3 3 1 】

【数 2 6】

40

$$\vartheta_{scan, l} = -\frac{\pi}{3} + \frac{2\pi}{3 o_{1, TXRU} L} l \quad (l = 1, \dots, o_{1, TXRU} L), \quad \theta_{tilt, k} = \frac{\pi}{o_{2, TXRU} K} k \quad (k = 1, \dots, o_{2, TXRU} K)$$

【 0 3 3 2 】

上述したアンテナ仮像化に相応するアナログコードブックの場合、以下の2通りのコードブックに区分されて構成されることができる。

【 0 3 3 3 】

- 選択コードブック

【 0 3 3 4 】

- NP (N o n - P r e c o d e d) C S I - R S 基盤アナログコードブック

50

【 0 3 3 5 】

以下、選択コードブック及び N P C S I - R S 基盤アナログコードブックの各々に対して提案する。

【 0 3 3 6 】

アナログビーム選択コードブックの場合、基地局が特定 N _ A (例えば、N _ A の値は、L * O _ 1 T X R U * K * O _ 2 T X R U に、または基地局が端末に知らせた特定値に設定 / 定義されることができる) 個のアナログビームフォーミングビームが各々 N _ A 個の C S I - R S ポート (あるいは、アナログビームフォーミングのための特定ポート) にマッピングされ、端末は、ポート選択コードブックを利用して (選択された) P M I を報告できる。

10

【 0 3 3 7 】

端末は、このうち、最適の (b e s t) ビーム、第 1 番目及び第 2 番目の最適のビーム、あるいは最適のビームと最悪 (w o r s t) のビームなど、基地局と事前に約束された (または基地局から指示された) 個数分だけの多数のビームを報告できる。このために、基地局は、K、O _ 1 T X R U、L、O _ 2 T X R U などの情報あるいは N _ A 値を上位階層シグナリングを介して端末に指示するか、または事前に端末と約束できる。端末のチャネル環境によって端末に対して主に使用される傾斜角度あるいはスキャン角度が制限されるので、アナログビームスウィーピングのオーバーヘッドを減らすために、基地局は、ビームスウィーピングに使用されるアナログビームの個数及び / または報告されなければならないアナログビームの個数を上位階層に端末に知らせるか、または端末と事前に約束できる。

20

【 0 3 3 8 】

選択コードブックを使用する場合、一つのアナログビームは、一つのアンテナポートにマッピングされて送信され、端末は、選択ベクトルをコードブックで構成して基地局に報告するようになる。すなわち、この場合、アナログビーム選択ベクトルでコードブックが構成され、コードワードは、数式 2 7 のとおりであり、端末は、数式 2 7 の i インデックスを基地局に報告するようになる。

【 0 3 3 9 】

【 数 2 7 】

30

$$\mathbf{e}_i = \left[\underbrace{0, \dots, 1, \dots, 0}_i \right]^T, \text{ where } i = 1, \dots, N_A$$

【 0 3 4 0 】

最適の T x アナログビーム報告コードブックは、このような数式 2 7 を利用して数式 2 8 のように表現されることができる。

【 0 3 4 1 】

【 数 2 8 】

$$\mathbf{W}_{\text{analog, Tx, } i} = [\mathbf{e}_i] \in C^{N_A \times 1}$$

40

【 0 3 4 2 】

この場合、コードブックのフィードバックビット数は、

$$\lceil \log_2 N_A \rceil$$

になる。例えば、N _ A = 3 2 の場合、総 5 - ビットのフィードバックペイロードが要求される。

第 2 番目の最適のビームあるいは最悪のビームを端末が追加報告する場合、端末が報告するビームの個数を指示する指示子または L T E システムでの R I がビームの個数を指示す

50

る指示子として新しく定義されて使用されることができる。例えば、最適のビームに第 1 番目のビーム、最悪のビームに第 4 番目のビームが選択された場合、端末は、 $R I = 2$ と数式 28 に第 1 番目のビーム及び第 4 番目のビームが適用された

$$\mathbf{W}_{\text{analog,Tx}}^2 = [\mathbf{e}_1, \mathbf{e}_4] \in C^{N_A \times 2}$$

に対応する PMI インデックスを基地局に報告できる。そして / または、端末は、各ビームに対して、ランク 1 制限 (restriction) を仮定し、PMI を互いに異なる周期及び / またはオフセットで報告できる。この場合、報告されたフィードバックビット数は、

10

$$\lceil \log_2(N_A(N_A - 1)) \rceil$$

になる。そして / または、端末は、TX アナログビーム範囲を指示する用途 (例えば、

$$\theta_1 \leq \theta_{\text{tht}} \leq \theta_2$$

において

$$\theta_1$$

と

$$\theta_2$$

20

を指示する用途)として前記コードブックを使用することもできる。

【0343】

本実施の形態では、垂直傾斜 / ドメインを中心に例示したが、これに限定されなく、水平傾斜 / ドメインあるいは二傾斜 / ドメインが共に使用される 2D-傾斜 / ドメインを指すための用途として、本コードブックが使用されることができる。また、本実施の形態の場合、端末が基地局にアナログコードブックサブセット制限に対する情報を提供すると理解 / 解析されることができ、デジタルコードブックにも適用可能である。

【0344】

アナログビームスウィーピングの場合、長期 (long term) 及び wideband 特性を有するので、パイロードサイズが大きく問題にならない。したがって、前記アナログビーム選択コードブックを使用する場合、より精巧なフィードバックのために、数式 29 のようなアナログビーム線形結合 (linear combining) 形態のフィードバックが考慮されることができる。

30

【0345】

【数 29】

$$\frac{1}{\left\| \sum_{i \in S_l} c_i \mathbf{e}_i \right\|} \sum_{i \in S_l} c_i \mathbf{e}_i$$

40

【0346】

数式中、

$$S_l$$

は、ビーム結合に参加する l-番目のビームのセットであり、 c_i は、結合係数で特定複素数 (complex) 値を有することができ、

$$c_{i,j,k} = a_{i,j} \exp(j\phi_{i,k})$$

から構成されることができる。

50

S_l

$a_{i,j}, \phi_{i,k}$

を構成する元素のうち、少なくとも一部は、事前に基地局と端末との間に約束されるか、または基地局が端末に R R C で指示できる。例えば、T X ビームスウィーピングに使用されるアナログビームの総個数が 4 個であり、結合に参加するビームの個数が 2 個である場合、

$$S_l \in \{(1,2), (1,3), (1,4), (2,3), (2,4), (3,4)\}$$

、

$$a_{i,j} = \{1, 0.5, 0.25, 0\}, \phi_{i,k} = \{1, j, -1, -j\}$$

のように構成されることができる。前記例題の場合、要求されるフィードバックビットは、 $3 + 2 + 2 = 7$ ビットになり、前記フィードバック要素 / コンテンツのうち、少なくとも一部は、ジョイントエンコーディング (joint encoding) されてフィードバック / 報告されることができる。そして / または各要素 / コンテンツ別に互いに異なる周期及び / または互いに異なるフィードバック細分性 / 単位 (feedback granularity / unit) (例えば、Wideband (WB) / Subband (SB)) でフィードバックされることができる。数式 27 を介した選択のみを利用するコードブックに比べて、結合コードブックに従う場合、相対的により高い細分性 (granularity) を有するアナログコードブック具現が可能であるという長所がある。

【0347】

端末が干渉の多い環境 (例えば、セル境界) に位置する場合、干渉 (interfering) TRP (Transmission Reception Point) から送信されるアナログビームの干渉により、性能悪化が深化することができる。この場合、端末は、干渉を前記コードブックで測定して、対応するコードワードと共に / 同時に干渉により減った電力レベルに対する情報 (例えば

$$\{0.5, 0.25, 0.125, 0\} * P$$

、ここで P は、送信電力) もまた基地局に報告できる。

【0348】

上述した実施の形態では、基地局の T x ビームスウィーピング動作を中心に説明した。しかしながら、端末が R x ビームスウィーピングを行う場合、これに対する情報もまた端末が基地局に報告することによって、基地局が端末の U L ビームフォーミング情報も把握することができる。すなわち、R x アナログビームを数式 25 と同様にして表せば、数式 30 のとおりである。

【0349】

【数 30】

$$\mathbf{r}_a = \frac{1}{\sqrt{A}} \left[1 \exp(j \frac{2\pi a}{o_{1r, TXRU} A}) \ L \ \exp(j \frac{2\pi a(A-1)}{o_{1r, TXRU} A}) \right]^T, a = 0, \dots, o_{1r, TXRU} A - 1$$

$$\mathbf{s}_b = \frac{1}{\sqrt{B}} \left[1 \exp(j \frac{2\pi b}{o_{2r, TXRU} B}) \ L \ \exp(j \frac{2\pi b(B-1)}{o_{2r, TXRU} B}) \right]^T, b = 0, \dots, o_{2r, TXRU} B - 1$$

【0350】

数式中、AとBは、端末のTXRUを構成する第1番目のドメインと第2番目のドメインのアンテナ要素の個数をそれぞれ表し、

$$O_{1r, TXRU}$$

と

$$O_{2r, TXRU}$$

は、アナログDFTコードブックを構成する第1番目及び第2番目のドメインのオーバーサンプリング因子をそれぞれ表す。

最終2D（あるいは1D）DFTビームは、数式22のように、数式30を利用してクロネッカー積の形態で

$$\mathbf{r}_a \otimes \mathbf{s}_b$$

または

$$\mathbf{s}_b \otimes \mathbf{r}_a$$

のように表現されることができる。

【0351】

端末は、ULコードブック構成のために、基地局にA、B、

$$O_{1r, TXRU}$$

と

$$O_{2r, TXRU}$$

の情報あるいはR×ビームフォーミングの個数を追加的にフィードバックできる。そして/または端末は、ポートインデクシング方向（すなわち、

$$\mathbf{r}_a \otimes \mathbf{s}_b$$

であるか、あるいは

$$\mathbf{s}_b \otimes \mathbf{r}_a$$

であるか）に対しても追加的に基地局にフィードバックするか、または事前に基地局と約束できる。全体R×アナログビームフォーミングコードブックの大きさ（Nr_x、tot）は、「

$$A * B * O_{1r, TXRU} * O_{2r, TXRU}$$

」になることができ、端末のR×ビームフォーミング選択コードブックは、数式31のように表すことができる。

【0352】

【数31】

$$\mathbf{W}_{\text{analog}, \text{Rx}, j} = [\mathbf{e}_j] \in C^{N_{A, \text{RX}} \times 1}$$

【0353】

ここで、N_—（A、RX）は、R×ビームフォーミングの個数を表す。

【0354】

Tx-R×ビーム対コードブックは、一例として

$$\mathbf{W}_{\text{analog}, \text{Tx}} \otimes \mathbf{W}_{\text{analog}, \text{Rx}}$$

の全体アナログコードブックの中で統合的に報告されるか、またはそれぞれ独立的に報告されることができ、互いに異なるフィードバック周期、オフセット及び／またはフィードバック細分性／単位 (granularity/unit) (例えば、wideband/subband/partial-band) を有することができる。または、端末が R X ビームフォーミングを指示するための用途として、R I が利用されることもできる。例えば、R I = 2 で報告された場合、基地局は、R X ビームフォーミングも (T X ビームフォーミングと) 共に報告されると認識でき、

$$W_{\text{analog,Tx}} \otimes W_{\text{analog,Rx}}$$

のコードブックで各 T X - R X ビームフォーミングを計算できる。

10

【0355】

上述したアナログビームフォーミング選択コードブックの場合、アナログビームフォーミングされたポート数に応じて、複雑度が線形的 (linearly) に増加するようになる。すなわち、N_A = 128 の場合、一つの資源に必要な C S I - R S ポート数は、128 個になり、このように多くのポート数を毎 P R B - 対に送信することは、非効率的でありうる。したがって、全体アナログビームフォーミングされた C S I - R S ポートを N 個のサブ-ポートグループに分割し、分割された N 個のサブ-ポートグループの各々を N 個の P R B - 対の各々に一対一マッピングさせ、N 個のサブ-ポートグループが毎 N 個の P R B - 対ごとに送信されるようにする C S I - R S C o m b - タイプ送信が考慮されることができ (すなわち、一つの資源に必要な C S I - R S ポートを N 個の P R B - 対にかけて分割送信)。例えば、N_A = 128 であり N = 4 の場合、0、4、8、... P R B - 対 (すなわち、4 n P R B - 対 (n = 0, 1, 2 ...)) に 0 ~ 31 番目のビームに該当するポートが、1, 5, 9, ... P R B - 対 (すなわち、4 n + 1 P R B - 対 (n = 0, 1, 2 ...)) に 32 ~ 63 番目のビームに該当するポートが、2, 6, 10, ... P R B - 対 (すなわち、4 n + 2 P R B - 対 (n = 0, 1, 2 ...)) に 64 ~ 95 番目のビームに該当するポートが、3, 7, 11, ... P R B - 対 (すなわち、4 n + 3 P R B - 対 (n = 0, 1, 2 ...)) に 96 ~ 127 番目のビームに該当するポートが各々送信されることができ。または、各サブポートグループに相応／含まれるポート (前記例示の場合、32 個) は、各サブポートグループ別に (及び／または各サブポートグループ内のポート別に) 互いに異なる時間オフセット及び／または周期で送信されることができ。

20

30

【0356】

端末の報告側面でオーバーヘッドを減らすために、R I を上述したタイムオフセット及び／または周波数オフセット指示用途として使用してポート選択が行われることができる。例えば、前記例示において、最適のアナログビームが 64 番である場合、端末は、R I = 3 及び P M I = 1 (

$$W_{\text{analog,Tx},l} = [e_l] \in C^{32 \times 1}$$

) を基地局に報告できる。

【0357】

上述した選択基盤コードブックの場合、ビーム運営の目的で単独で使用されることができ、他の C S I (例えば、i₁ (第 1 P M I)、i₂ (第 2 P M I)、R I、C Q I 及び／または C R I) より高い優先順位を有することができる。また、端末が特定臨界値 (threshold) 以下にビーム利得が落ちる場合、基地局に選択コードブックのための C S I - R S ポート送信をトリガリングするか、または参照資源受信の直前に報告したビームインデックスと異なるビームインデックス (例えば、第 2 番目最適のビームインデックス) を報告できる。

40

【0358】

以下、N P C S I - R S 基盤アナログコードブックについて説明する。

【0359】

ビームスウィーピングの場合、ビームの個数が増加するほど (すなわち、K、L、o 1

50

、 α 2 が大きくなるほど) ビームスウィーピングに使用される OFDM のシンボルの個数及び / または CSI-RS ポート資源がたくさん必要となり、端末の計算複雑度が大きく増加する。全体アンテナ要素の個数あるいは $K * L$ が N_R で支援される CSI-RS の個数と同一であると、 N_P CSI-RS を利用して (すなわち、要素-対-ポートの 1 : 1 マッピングを介して)、端末は、チャンネルを測定し、最適のアナログビーム及び / またはデジタルビームを報告できる。

【0360】

一つの例題で数式 19 を利用して最終コードブックとして数式 32 を構成できる。この場合、端末がアナログコードブックを報告する時、アナログコードブックは、マルチ-ステージ (例えば、数式 32 のようなトリプル-ステージ) コードブックに基づいて報告でき、マルチ-ステージコードブックの一つの構成要素として報告できる。

【0361】

【数 32】

$$\mathbf{W} = \mathbf{W}_a \mathbf{W}_1 \mathbf{W}_2$$

$$= \underbrace{\begin{bmatrix} w_{a1} & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & w_{a,N_{ports}} \end{bmatrix}}_{\text{Analog codebook}} \underbrace{\mathbf{W}_1 \mathbf{W}_2}_{\text{Digital dual stage codebook}}$$

【0362】

数式 32 の第 1 番目の行列の diagonal term に位置するアナログコードブック (

$\mathbf{w}_{ai} \in C^{N_A \times 1} (i=1, \dots, N_{ports}, \text{ where } N_{ports} \text{ is the number of digital ports})$

) は、数式 22 あるいは 23 で構成されることができ、 \mathbf{W}_1 と \mathbf{W}_2 には、LTE コードブックまたは後述するデジタルコードブックが適用されることができる。また

$$\mathbf{w}_{a1} = \dots = \mathbf{w}_{a1N_{ports}}$$

である場合、すべてのデジタルポートに対して同じアナログビームが適用されるので、この場合、端末は、すべてのポートに対する代表アナログビームの PMI のみをフィードバック / 報告すればよい。ただし、さらに正確な CSI フィードバックのために、端末は、すべてのポートに互いに異なるアナログビームが適用される

$$\mathbf{w}_{a1} \neq \dots \neq \mathbf{w}_{a1N_{ports}}$$

を仮定して、フィードバック / 報告を行うこともできる。この場合、すべてのポートに同じアナログビームが適用される場合に比べて、フィードバックビット数が N_{ports} 分だけ増えるという短所がありうるが、アナログビームに関する PMI (すなわち、 \mathbf{w}_a) フィードバックが長期 (very long term) (例えば、デジタル \mathbf{W}_1 または \mathbf{R}_1 の整数倍) という特性を有するので、全体システムの観点でオーバーヘッドの増加はあまり大きくない。

【0363】

したがって、前記コードブックの効率的な適用のために、基地局は、すべてのポートのアナログビームが同じであるという仮定下に、端末のアナログコードブックフィードバック周期に合わせて、第 1 番目の CSI-RS 資源内の $K * L$ 個ポートに N_P CSI-RS を送信できる。この場合、端末は、最適のアナログビームインデックスを基地局に報告し、基地局は、これを利用して第 2 番目の CSI-RS 資源にアナログビームフォーミング (端末が報告したアナログビームインデックスに該当する) が適用された N_{ports}

C S I - R S を端末に送信できる。端末は、N _ p o r t s に対する / 対応する R I 、 P M I 及び / または C Q I を基地局に報告 / フィードバック (すなわち、デジタルコードブックフィードバック) できる。上述した 2 個の資源 (すなわち、第 1 番目及び第 2 番目の C S I - R S 資源) は、互いに異なる周期及び / またはオフセットを有することができる。万一、両資源の間に衝突が発生する場合、アナログビームフォーミングのための資源 (すなわち、アナログビームを決定するための資源、前記例示の場合、第 1 番目の C S I - R S 資源) がより高い優先順位を有する。

【 0 3 6 4 】

あるいは、高い細分性 (h i g h g r a n u l a r i t y) を有するコードブック適用のために、基地局は、1 個の資源内に $K * L * N_ports$ 個の N P C S I - R S ポートを利用して C S I - R S を送信でき、端末は、これに基づいて最適の P M I 、 C Q I 及び / または R I を基地局に報告できる。

【 0 3 6 5 】

提案 2) デジタルコードブック

【 0 3 6 6 】

New R A T でも L T E コードブックあるいはクラス A コードブックが再使用されることができる。このようなコードブックは、デュアルステージ構造を有することをその特徴とし、このような構造の例示に R e l - 1 0 8 T x 、 R e l - 1 2 4 T x 、 R e l - 1 3 1 2 T x 、 1 6 T x 、 R e l - 1 4 2 0 - 、 2 4 - 、 2 8 - 、 3 2 T x コードブックなどが存在する。デュアルステージ構造 (すなわち、 $W = W 1 * W 2$) において、W 1 は、長期 (l o n g - t e r m) / w i d e b a n d 特性で特定個数のビームグループを決定する役割をし、W 2 は、短期 (s h o r t - t e r m) / s u b b a n d 特性で W 1 として決定されたビームグループ内でのビーム選択と X - p o l アンテナ状況で位相 - 一致 (c o - p h a s e) 役割を行うようになる。

【 0 3 6 7 】

New R A T で使用されるコードブックの場合、一つのフレームワーク内で構成されることが好ましく、T X ポートを構成するパラメータ N 1 及び N 2 、コードブックを構成する o 1 、o 2 などのような設定情報でコードブックを構成することが拡張性 (s c a l a b i l i t y) 維持及び端末具現に容易であると予想される。

【 0 3 6 8 】

L T E 2 - ポートコードブックの場合、ランク 1 は、Q P S K (q u a d r a t u r e p h a s e - s h i f t k e y i n g) (表 4 のインデックス 0 , 1 , 2 , 3) 、ランク 2 は、Q P S K (表 4 のインデックス 0 , 1 , 2) で構成される。しかしながら、ポートにアナログビームが適用されてもう少し s h a r p なビームになる場合、ビームの細分性 (g r a n u l a r i t y) を増やすことが性能側面で良い。

【 0 3 6 9 】

したがって、本明細書では、2 - ポートの細分性 (g r a n u l a r i t y) を増やすために、位相一致 (c o - p h a s e) に 8 - P S K を考慮したランク 1 とランク 2 の 2 - ポートコードブックを表 4 のように構成することを提案する。

【 0 3 7 0 】

表 4

10

20

30

40

【表 8】

Codebook index	Number of layers U	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ 1+j & -1-j \end{bmatrix}$
4	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{2} \\ 1+j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ 1-j & -1+j \end{bmatrix}$
5	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{2} \\ 1-j \end{bmatrix}$	-
6	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{2} \\ -1+j \end{bmatrix}$	-
7	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \sqrt{2} \\ -1-j \end{bmatrix}$	-

10

20

30

【0371】

そして/または、基地局が端末にコードブックビットフィールドを設定して、最終コードブックがQPSKであるか8-PSKであるかを設定できる。例えば、端末が基地局から2-ビットフィールドを設定されると、端末は、表4において0～3番のインデックスのコードブックを使用し、3-ビットフィールドを設定されると、表4において0～7番のインデックスのコードブックを使用することができる。これは、コードブックサブセット制限 (codebook subset restriction) と類似の用途として使用されることができる。既存のコードブックサブセット制限の場合、フィードバックビットは減らすことができないのに比べて、前記提案する方式は、フィードバックビットを減少させてアップリンクオーバーヘッドが減るという効果を有する。

40

【0372】

さらに他の実施の形態として、ポート別に互いに異なるアナログビームフォーミングが行われ、一つのアナログビームを構成する仮像化 (virtualization) のアンテナ要素が多くて非常にsharpなビームが構成される場合、デジタルコードブックの適用によるコードブック性能の向上は、それほど高くないと予想される。このような場合には、2-ポートに互いに異なるビームを適用し、特定ポートに対する選択のみを行うことがより効率的でありうる。このときに提案可能な2-ポートコードブック構成は、表5のとおりである。

50

【 0 3 7 3 】

表 5

【表 9】

Codebook index	Number of layers U	
	1	2
0	$\begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$	

10

【 0 3 7 4 】

表 5 による本提案は、ランク 2 の場合、PMI フィードバック（すなわち、ビーム選択）が必要でないという特徴を有する。

【 0 3 7 5 】

さらに他の実施の形態として、ポート別に互いに異なる振幅（magnitude）を有するコードワードを有するコードブックが構成されることもでき、これに対する例示は、数式 33 のとおりである。

20

【 0 3 7 6 】

【数 33】

$$\frac{1}{\sqrt{1+\alpha^2}} \begin{bmatrix} 1 \\ \alpha\phi_n \end{bmatrix} \quad \text{for Rank 1}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2+2\alpha^2}} \begin{bmatrix} 1 & \alpha \\ \alpha\phi_n & -\phi_n \end{bmatrix} \quad \text{for Rank 2}$$

30

【 0 3 7 7 】

数式 33 に例示したように、2-ポートコードブックは、一つのポートを基準として他のポートは、相対的に同一または小さな特定振幅を有することができる。例えば、数式 33 において

$$\alpha = \{1, 0.5, 0.25, 0\}$$

に設定されることができる。前記コードブックは、 α が 1 の場合、表 4 で例示したコードブックの性格を有し、 α が 0 の場合、表 5 で例示したポート選択コードブックと類似になるという特徴を有する。このような α の場合、widebandまたはpartial-band単位で適用可能であり、報告周期は、長期の特性を有する。数式 33 において位相に対応する

40

$$\phi_n = \exp(-j2\pi n/4) \text{ for } n=0,1,2,3, \phi_n = \exp(-j2\pi n/8) \text{ for } n=0,1,\dots,7$$

の場合、 n 値の範囲によって QPSK、8-PSK に設定されることができる。

【 0 3 7 8 】

したがって、基地局は、 α 値及び ϕ_n / または

$$\phi_n$$

位相一致サイズに該当する特定情報を RRC で端末に知らせるか、または事前に端末と約束できる。あるいは、基地局が端末にコードブックの振幅と位相一致に対するビットフ

50

フィールドを各々あるいは統合してシグナリング／構成して、端末に設定できる。例えば、振幅のビットフィールドサイズが 1 - ビットに設定されると、

$$\alpha = \{1, 0.5\}$$

あるいは

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

でありえ、基地局は、位相 - 一致ビットフィールドサイズを 2 - ビットに設定して、位相 - 一致に対する情報を Q P S K に基づいて端末に知らせることができる。

【 0 3 7 9 】

10

前記説明したコードブックは、X - p o l を仮定して各ポート当たりの同じアナログビームが設定／適用された場合にさらに適合するよう適用されることができる。これに対し、各ポート当たりの互いに異なるアナログビームが設定／適用される場合、互いに異なるビーム利得によってどんなポートがより良いビーム利得として設定されるかが曖昧でありうる。したがって、前記提案コードブックをもう少し一般化した数式 3 4 のような構造のコードブックが提案されることができる。本コードブックに従うとき、各ポートの電力振幅コードブックの独立的な設定が可能なので、性能利得が向上する。

【 0 3 8 0 】

【数 3 4】

20

$$\frac{1}{\sqrt{\alpha^2 + \beta^2}} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \phi_n \end{bmatrix} \quad \text{for Rank 1}$$

$$\frac{1}{\sqrt{2(\alpha^2 + \beta^2)}} \begin{bmatrix} \alpha & \beta \\ \beta \phi_n & -\alpha \phi_n \end{bmatrix} \quad \text{for Rank 2}$$

【 0 3 8 1 】

数式 3 4 によるコードブックにおいて、各パラメータ (

$$\alpha, \beta, \phi_n$$

) の値 (及び / または各パラメータセット及び / またはセットサイズ) は、R R C で設定されるか、または事前に基地局と端末との間に約束できる。あるいは、

30

$$\alpha, \beta,$$

のフィードバックビットを減らすために、相対的に大きな利得を有するポートインデックスを端末が 1 - b i t で基地局に報告すると、基地局は、報告された該当ポートの振幅係数を「 1 」に設定できる。この場合、端末は、残りの他の一つのポートの振幅係数情報のみを基地局に報告するようになり、その結果、フィードバックビットが減るようになる。例えば、端末が大きな利得を有するポートインデックスとして第 2 番目のポートをフィードバック／報告する場合、 = 1 に決定／設定され、 は、基地局が端末に設定したあるいは基地局 - 端末間に事前に約束した振幅セット (例えば、

40

$$\alpha = \{1, 0.5, 0.25, 0\}$$

) 内で端末が基地局に報告した値に決定／設定されることができる。

【 0 3 8 2 】

上述した 2 - ポートコードブックをデュアルステージ構造の統合されたフレームワークに適用するために、W 1 (行列) を正方行列 (I) と仮定し、表 4 あるいは表 5 のコードブックを W 2 (行列) に適用できる (すなわち、W = W 1 * W 2 = I * W 2) 。他の方式で W 1 の場合、上述したアナログビーム選択コードブックを使用し、W 2 の場合、表 4 と表 5 で構成して、W = W 1 * W 2 = W a * W 2 の形態でコードブックを定義／適用できる。W a には、上述した T x アナログコードブック構成方式が使用されることができる。他

50

の方式で W_a は、 $N_{-}(a, T_x)$ 個のアナログビーム選択コードブックでありうる。例えば、 $N_{-}(a, T_x) = 4$ の場合、 W_a の選択コードブックは、

$$(e_i, e_j) \in \{(i, j) | (1, 1), (2, 2), (3, 3), (4, 4), (1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 3), (2, 4), (3, 4)\}$$

またはパイロードサイズを合せるために、この中、一部から構成されたセット、例えば、LTE-A ランク 2 コードブックのビーム選択組み合わせ (combination) であるに

$$(e_i, e_j) \in \{(i, j) | (1, 1), (2, 2), (3, 3), (4, 4), (1, 2), (1, 4), (2, 3), (2, 4)\}$$

設定 / 定義できる。または、 $N_{-}(a, T_x) = 4$ の場合、 W_a の選択コードブックは、表 5 に特化されてポート別に互いに異なるビームを使用した形態 (前記例題の場合)

$$(e_i, e_j) \in \{(i, j) | (1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 3), (2, 4), (3, 4)\}$$

に設定 / 定義 / 送信されることができる。

【0383】

さらに他の 2-ポートコードブック構成方式で、 $W = W_a * W_2$ において W_2 を線形結合コードブック (linear combining codebook) で構成することもできる。例えば、 W_2 は、

$$\frac{1}{\sqrt{|c_1|^2 + |c_2|^2}} \left(\begin{bmatrix} c_1 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ c_2 \end{bmatrix} \right)$$

のように構成されることができ、 c_1 と c_2 は、複素数 (complex) 値を有する。

【0384】

上述したコードブックのうち、中どんなコードブックを使用 / 適用するかに対しては、基地局が端末に RRC で設定できる。

【0385】

提案 3) パネル基盤コードブック

【0386】

New RAT の新しい特徴の一つは、図 20 のように多数個のアンテナから構成されたマルチパネルアンテナアレイを支援するということである。このとき、図 20 に示すように、パネル間の間隔を、すべてのアンテナ要素間の間隔が一定なように設定しなければ、従来の LTE コードブックの基礎になる DFT コードブックの特徴 (すなわち、均一増加 (uniform increment)) に符合しないから、性能が劣化できる。

【0387】

これを解決するために、本明細書では、各パネル間補償を行う方法 (提案 3-1) 及び / または特定パネル (ら) を選択してデジタルコードブックを構成する方法 (提案 3-2 及び 3-2) に対して提案する。

【0388】

3-1) パネル間補償技法

【0389】

説明の便宜のために、図 20 を参照して本実施の形態を説明する。

【0390】

図 20 において各パネル別に 4-要素垂直アンテナ仮像化でポートが構成されることができ、各パネル (パネル 1 ないし 4) 別に 8 個のポートが含まれて総 32 個のデジタルポートが構成される。32-ポートは、eFD-MIMO で支援され、クラス A コードブックが使用されることができる。この場合、最終コードブックの形態は、数式 35 のとおりである。

【0391】

10

20

30

40

【数 3 5】

$$W = W_c W_1 W_2$$

$$= \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{W}_c & 0 \\ 0 & \tilde{W}_c \end{bmatrix}}_{W_c} \underbrace{\begin{bmatrix} \tilde{W}_1 & 0 \\ 0 & \tilde{W}_1 \end{bmatrix}}_{W_1} \underbrace{\begin{bmatrix} e_{12} \\ e_{21} \end{bmatrix}}_{W_2}$$

【 0 3 9 2】

ここで、

$$\tilde{W}_c \in C^{N_1 N_2 \times N_1 N_2}$$

10

は、対角行列 (diagonal matrix) でコードブック補償調節の役割を果たし (すなわち、補償行列 / コードブック)、

$$W_1 \in C^{2N_1 N_2 \times 2N_1}$$

は、LTEシステムのデュアルステージコードブックの W_1 、 n_{W1} は、 W_1 のビームグループの個数に各々該当し、

$$W_2 \in C^{2N_1 \times \text{rank}}$$

は、LTEシステムのデュアルステージコードブックの W_2 でビーム選択と位相一致の役割を果たす。

20

【 0 3 9 3】

図20を参照すると、($N_1' = 4$, $N_2' = 1$) N_2 方向を垂直方向と仮定すると、 W_c は、数式36のように構成されることができる。

【 0 3 9 4】

【数 3 6】

$$\tilde{W}_c = \begin{bmatrix} \tilde{W}_{1c} & 0 \\ 0 & \tilde{W}_{2c} \end{bmatrix}, \tilde{W}_{1c} = \begin{bmatrix} 1 & & & & \\ & \alpha & & & \\ & & 1 & & \\ & & & \alpha & \\ & & & & 1 \\ & & & & & \alpha \\ & & & & & & 1 \\ & & & & & & & \alpha \end{bmatrix}, \tilde{W}_{2c} = \begin{bmatrix} \beta & & & & \\ & \gamma & & & \\ & & \beta & & \\ & & & \gamma & \\ & & & & \beta \\ & & & & & \gamma \\ & & & & & & \beta \\ & & & & & & & \gamma \end{bmatrix}$$

30

【 0 3 9 5】

ここで、 α 、 β 、 γ は、(パネル1に対する / パネル1を基準にした) 各パネル2、3、4のcompensation term / compensator / corrector (以下、correctorと呼ぶ) であり、例えば、QPSK {1, -1, j, -j} (及び / またはBPSK (binary phase-shift keying)) のような特定複素数値を有することができる。このようなcorrectorは、パネル間位相及び / または振幅を補償するのに使用されることができ、端末は、corrector (例えば、 α 、 β 、 γ) をシグナリングして、CSI (例えば、CSIないしPMI) として基地局に報告 / フィードバックできる。このとき、端末は、基地局によるRRCモード設定 (例えば、モード1及び2) に応じて、correctorをWB (Wideband) 及び / またはSB (Subband) の属性で報告 / フィードバックできる (すなわち、設定されたモードに応じて、Wideband及び / またはSubbandに対して選択 / 導出 / 獲得したcorrector (以下、「WB及び / またはSBパネルcorrector」と説明) を基地局に報告)。

40

【 0 3 9 6】

50

万一、線形平面アレイ (linear planar array) の特性上、
 が 及び の関数で表現可能な場合 (例えば $= *$)、端末は、 は別にフィードバックしなくても良く、これによりフィードバックオーバーヘッドが減る。

【0397】

前記概念を拡張して、各ドメイン別に代表パネル corrector 値を1個ずつ指定できる。前記例題の場合、 を垂直 (vertical) パネル参照 corrector、 を水平 (horizontal) パネル参照 corrector として指定し、残りのパネルに対する corrector は、 と及び / または の関数で表現されることができる。例えば、図20のパネル3の右側にパネル5が存在すると、パネル5の位相 corrector (補正值) は、例えば

$$f(a) = \alpha^2$$

のように、 の関数で表現されることができる。

【0398】

Corrector は、SB 及び / または短期周期でフィードバックされると、性能が最大になるがフィードバックオーバーヘッドが増加するので、W1 PMI と同じ周期または整数倍周期で報告 / フィードバックすることによって、フィードバックオーバーヘッドを減らすことができる。corrector に関する行列 (補償行列) の構成方式は、全体パネル間及びポート間インデクシング方式に影響を与えることができるので、ポートインデクシング方向に対して事前に基地局及び端末間約束するか、または上位階層シグナリングで端末に指示できる。

【0399】

さらに他の補償方法として、アンテナポート間 linear increment 性質を維持するパネル内のポートあるいはパネルサブグループに対して補償を行う方式が考慮されることができる。これを数式にて表すと、数式37のとおりである。

【0400】

【数37】

$$W = W_c W_1 W_2$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \alpha 1 & & 0 \\ & \beta 1 & \ddots & \\ \vdots & \gamma 1 & & \\ & & 1 & \\ & & & \alpha 1 \\ 0 & & & \beta 1 & 0 \\ & & & 0 & \gamma 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{W}_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \tilde{W}_2 & & \\ & \tilde{W}_3 & \ddots & \\ & & \tilde{W}_4 & \\ & & & \tilde{W}_1 \\ & & & & \tilde{W}_2 \\ & & & & & \tilde{W}_3 \\ & & & & & & \tilde{W}_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ e_4 \\ \phi e_1 \\ \phi e_2 \\ \phi e_3 \\ \phi e_4 \end{bmatrix}$$

【0401】

ここで、

$$W_c \in C^{N_1 N_2 \times N_1 N_2}$$

$$\tilde{W}_1 \in C^{N'_1 N'_2 \times N'_{W1}}$$

は、一つのパネル内に設定されるポート数に応じて設定される W1 fat 行列、

$$I \in C^{N'_1 N'_2 \times N'_1 N'_2}$$

10

20

30

40

50

で各々定義される。また、 W_2 は、各パネル別ビーム選択と位相-一致を行う行列であって、前記例題では、ランク 1 を仮定して述べたが、これに限定されず、一般的な W_2 表現でも拡張可能である。

【0402】

前記例題及び後述する例題において、説明の便宜上、位相-一致 (c o - p h a s e) は、パネル別に同様に設定 / 報告されると仮定して述べたが、性能向上のために各パネル別に独立的に位相-一致が設定 / 報告されうることはもちろんである。

【0403】

数式 37 による方式の場合、次のような 2 通りの場合が考慮されることができ : i)

$$\tilde{W}_1 \neq \tilde{W}_2 \neq \tilde{W}_3 \neq \tilde{W}_4$$

10

及び i i)

$$\tilde{W}_1 = \tilde{W}_2 = \tilde{W}_3 = \tilde{W}_4$$

【0404】

i) の場合、例えば図 20 の例示のように、各パネル別に 8 - ポートコードブックが使用され、各パネル別に互いに異なる W_1 ビームグループが仮定されることによって、コードブック細分性 (g r a n u l a r i t y) が大きく増加されて性能利得が増加できる。しかし、i) の場合は、i i) 場合に比べて計算複雑度及びフィードバックビット数がパネル数に比例して増加できる。i i) の場合、各パネル別に代表 W_1 ビームグループが使用されるので、複雑度及びフィードバックビット数が減るという長所がある。この場合にも、数式 35 及び / または 36 のコードブックと同様に、パネル間補償に該当する、 $\{1, -1, j, -j\}$ のような特定複素数値を有することができ、これらのフィードバック周期は、 W_1 P M I 周期と同一または W_1 P M I 周期の整数倍でありうる。

20

【0405】

数式 37 に応じる方式の場合、各パネル別に 8 - ポートコードブックを仮定したが、図 20 においてパネル 1 と 2、パネル 3 と 4 から構成される二つの 16 - ポートパネルサブグループにも数式 37 の適用が可能である。このために、端末は、追加的にパネルサブグループに関する情報も追加的に基地局に報告できる。例えば、基地局がパネルサブグループを構成するパネル数とパネルサブグループの水平または垂直方向のパネルの数を端末に知らせると、端末は、このうち、特定パネルサブグループを選択して基地局に報告できる。このようなサブパネルグループ (すなわち、端末が報告したサブパネルグループ) は、デジタルコードブック適用単位として使用されるか、または同じアナログビームが適用されるグループを指示する用途として使用されることができ。

30

【0406】

数式 37 のように各パネル単位あるいはサブパネルグループ単位でデジタルプリコーディングが設定される場合、コードブック構成を容易に行うために「一つのパネル内で同じ偏波を有しているポート」に対して優先的にポートインデクシングを行うことが好ましくありうる。

40

【0407】

3 - 2) パネル / サブパネルグループ選択コードブック

【0408】

各パネルあるいはサブパネルグループ間、互いに異なるアナログビームフォーミングが遂行 / 適用される状況では、最適のアナログビームに相応するパネルあるいはサブパネルグループを選択して C S I フィードバックされることが好ましくありうる。このために、数式 37 の W_c 行列は、数式 38 のような選択行列に変形されて使用されることができ

【0409】

50

【数 3 8】

$$W_s = \begin{bmatrix} \rho I & 0 & & L & & 0 \\ 0 & \alpha I & & & & \\ & & \beta I & & O & \\ & & & \gamma I & & M \\ M & & O & & \rho I & \\ & & & & \alpha I & \\ & & & & & \beta I & 0 \\ 0 & & L & & 0 & \gamma I \end{bmatrix} \in C^{N_1 N_2 \times N_1 N_2}, \quad \rho, \alpha, \beta, \gamma \in \{0, 1\}$$

10

【0 4 1 0】

ここで、

$$I \in C^{N_1' N_2' \times N_1' N_2'}$$

であり、 ρ 、 α 、 β 、 γ のうち、ただ一つの値のみが1の値を有する場合、単一パネル選択が行われ（前記例題では、2ビットフィードバックが必要）、 ρ 、 α 、 β 、 γ のうち、複数が1の値を有する場合、マルチパネル選択が行われ（前記例題では、4ビットフィードバックが必要）、後者の場合、端末は、選択されたマルチパネルを介して同じアナログビームが送信されると期待することができる。

20

【0 4 1 1】

これにより、パネル選択に対するPMIが基地局に報告されると、基地局は、報告されたPMIに該当するパネル内のポートのみを端末が使用すると認知して該当ポートのみを活性化し、残りのポートは、該当端末に対して非活性化し他の端末の送信に使用することができる。

【0 4 1 2】

前記例示において、仮に2個のパネル選択が行われると仮定すると、総 $2 * 2 * N_1' * N_2'$ 個のポートが活性化され、この場合、端末は、前記 $2 * 2 * N_1' * N_2'$ -ポートに相応するデジタルコードブックを適用して、PMI/CQI/RI報告を行うことができる。端末のパネル選択で不均一なポートレイアウトが設定されると、性能向上のためにポート間補償が適用/結合されたコードブックが適用/使用されることもできる。

30

【0 4 1 3】

本実施の形態を基地局の能力(capability)と関連して述べると、パネル間キャリブレーション(calibration)がよくなっている基地局の場合、 $2 * N_1' * N_2'$ 個のポートを全部使用するデジタルビームフォーミングを行うことが好ましくありうる。これとは異なり、パネル間calibrationがよくなっていない基地局の場合、一つまたは特定NP個のパネル各々に対応する $2 * N_1' * N_2'$ -ポートまたは、 $NP * 2 * N_1' * N_2'$ -ポートに対するデジタルビームフォーミングを行うことが好ましくありうる。すなわち、non-calibrated基地局は、パネル間ポート併合(aggregation)を介したデジタルビームフォーミングをしないように前記パネル選択コードブックの設定/適用を端末に指示できる。あるいはgeometryが良くてアナログビームフォーミングで十分に利得がよく出る端末の場合、デジタルビームフォーミングの必要性が大きいことができ、コードブック計算の複雑度を減らすために、端末がパネル選択コードブックを利用して好むパネル(ら)を選択できる。

40

【0 4 1 4】

上述したパネル選択コードブックの円滑な動作のために、 N_1 、 N_2 、 N_1' 、 N_2' のうち、少なくとも一つに関する情報を基地局が端末にRRCで知らせるか、または事前

50

に端末と約束できる。また、上述したコードブックは、互いに単独で使用されるか、または互いに結合されて使用されることができる。後者の場合、例えば、アナログビーム選択コードブック＋パネル選択コードブックが結合されて使用されることができる。これは、互いに異なるアナログビームが互いに異なるパネルに適用される場合に適用されることができる。

【0415】

3-3) パネル／サブパネルグループ結合コードブック

【0416】

上述した選択コードブックを変形してパネル線形結合 (panel linear combination) コードブックを構成すると、 W_c は、数式39のように構成され

10

【0417】

【数39】

$$W_c = \begin{bmatrix} \rho I & \alpha I & \beta I & \gamma I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \rho I & \alpha I & \beta I & \gamma I \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{2N_1' \times N_2' \times N_1' \times N_2'}$$

$$W = W_c W_1 W_2$$

$$= \begin{bmatrix} \rho I & \alpha I & \beta I & \gamma I & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \rho I & \alpha I & \beta I & \gamma I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{W}_1 & 0 & & & & & 0 \\ 0 & \bar{W}_2 & & & & & \\ & & \bar{W}_3 & & & & \\ & & & \ddots & & & \\ & & & & \bar{W}_4 & & \\ & & & & & \ddots & \\ & & & & & & \bar{W}_1 \\ & & & & & & & \bar{W}_2 \\ & & & & & & & & \bar{W}_3 & 0 \\ & & & & & & & & 0 & \bar{W}_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_1 \\ e_2 \\ e_3 \\ \vdots \\ e_4 \\ \phi_1 e_1 \\ \phi_2 e_2 \\ \phi_3 e_3 \\ \phi_4 e_4 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \rho \bar{W}_1 e_1 + \alpha \bar{W}_2 e_2 + \beta \bar{W}_3 e_3 + \gamma \bar{W}_4 e_4 \\ \phi_1 (\rho \bar{W}_1 e_1 + \alpha \bar{W}_2 e_2 + \beta \bar{W}_3 e_3 + \gamma \bar{W}_4 e_4) \end{bmatrix}$$

20

【0418】

30

数式39を参照すると、最終コードブックの次元 (dimension) において column の長さは、 $2 * N_1' * N_2'$ に設定され、これは、各ポート別にアナログ及びデジタルビームフォーミングされた $2 * N_1' * N_2'$ 長さのベクトルが結合 (combination) されたと理解／解析されることができる。

【0419】

前記方式において、 ρ 、 α 、 β 、 γ の値は、例えば

$$\rho = a_a \exp(j\psi_a), \alpha = a_b \exp(j\psi_b), \beta = a_c \exp(j\psi_c), \gamma = a_d \exp(j\psi_d)$$

で表現されることができ、この場合、各々振幅成分 (前記例題において

$$a_a, a_b, a_c, a_d$$

40

) と位相成分 (

$$\psi_a, \psi_b, \psi_c, \psi_d$$

) が独立的あるいは統合的に報告されることができる。独立的報告の場合、例えば、振幅は、wideband (または partial-band) / 長期で、位相成分は、wideband / subband で各々端末により報告されることができる。結合を行うことであるから、振幅 (a) の値は、例えば {1, 0.5, 0.25, 0} のうち、いずれか一つの値に設定されることができ、位相 (

ψ

50

）値は、例えば $QPSK\{1, -1, j, -j\}$ のうち、いずれか一つの値に設定されることができる。

【0420】

ペイロードサイズを減らすために、結合されるパネルの個数が特定個数に限定されることができ、このようなパネル個数は、RRC（あるいはMAC（Medium Access Control）CE（Control Element））でシグナリングされるか、または事前に端末及び基地局間に約束できる。すなわち、前記例題の場合、結合されるパネルの個数を2と仮定すると、端末は、最も好まない二つのパネルインデックスに対するパワーインデックスを0で報告するか、またはパネル結合コードブックの前段に2個のパネル選択をまず行うことができる。すなわち、4個のパネルのビームのうち、2個のビームを結合する場合、 $\{(1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 3), (2, 4), (3, 4)\}$ のように、パネルが結合する場合の数別にインデックスが付与された場合、端末は、これらのうち、自身が選択した特定インデックスを基地局にまず報告した後、選択したパネルに対するパネル結合コードブックを行うようになる。また、すべての電力結合係数に相応する値を毎度報告することが非効率的でありうるので、特定パネル（すなわち、最もビーム利得が良いパネルあるいは基本的に第1番目のパネル）に対する電力結合係数は、特定値に仮定／設定され、端末は、残りの結合されるビームに対する電力結合係数に対してのみ報告できる。例えば、第1番目のパネルのパワーを「1」に仮定すると、端末は、残りのパネルに相応する、 $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ の振幅値を基地局に報告すればよい。

【0421】

前記提案したパネル補償コードブックの場合、各パネル別に同じコードブックまたは位相補償（WB及び／またはSB）を使用するか、それとも互いに異なるコードブックまたは位相補償（WB及び／またはSB）を使用するかは、基地局が端末に設定できる。

後述する偏波別に互いに異なるビームグループを有するコードブックの場合、パネル補償コードブックを適用する時、偏波別に $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ の値で代表される値を互いに独立的に設定／適用できる。すなわち、第1偏波に対する $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 、第2偏波に対する $\alpha_5, \alpha_6, \alpha_7, \alpha_8$ 、このように互いに独立的な8個の変数を使用して、パネル補償が行われることができる。

【0422】

また、前記提案した方式と似ているように、補償値が参照パネルを基準に参照パネルの補償値に対する差動（differential）値として指示／報告されたコードブックが考慮／提案されることができる。

【0423】

前記提案された補償コードブックの場合、WBパネル補正コードブックだけでなく、SBパネル補正コードブックでも拡張適用が可能である。この場合、SB C S I フィードバックに対するペイロードが大きくなるという短所があるけれど、SB別にパネル補正コードブックが適用されることができるので、周波数選択特性をさらに反映でき、性能向上が非常に大きい。ただし、ペイロードが大きくなるという問題点を解決するために、SBパネルcorrectorのフィードバック細分性（granularity）／単位／サイズ／ビット-幅（width）は、WBパネルcorrectorのフィードバック細分性（granularity）／単位／サイズ／ビット-幅とは互いに異なって設定／定義される方式が考慮されることができる。特に、SBパネルcorrectorのフィードバック単位／サイズ／ビット-幅は、フィードバックオーバーヘッド減少するために、WBパネルcorrectorのフィードバック単位／サイズ／ビット-幅より小さく設定／定義されることができる（すなわち、SBパネルcorrectorのフィードバック細分性（granularity）がWB correctorのフィードバック細分性（granularity）より低い）。例えば、WBパネルcorrectorのフィードバック単位／サイズ／ビット-幅は、2ビット（QPSK基準）に、SBパネルcorrectorのフィードバック単位／サイズ／ビット-幅は、1ビット（BPSK基準）に各々設定されることができる。

【 0 4 2 4 】

このとき、端末が基地局にWB及び／またはSBパネル補正コードブックを使用するかどうかを推薦／フィードバックできる。そして／または、基地局は、端末にWB及び／またはSBパネル補正コードブックを使用するかをRRC設定することができる。例えば、WBパネル補正コードブックの適用は、第1モード、WB及びSBパネル補正コードブックの同時適用は、第2モードと定義でき、基地局は、どんなモードを適用するかを特定RRCシグナリング（例えば、「Codebook Mode」）を介して端末に指示することができる。第1モードを設定された端末は、QPSKを基準に選択／導出したWBパネルcorrectorを2ビットサイズで基地局にCSI（特に、PMI）として報告できる。第2モードを設定された端末は、QPSKを基準に選択／導出したWBパネルcorrectorとBPSKを基準で（に）選択／導出したSBパネルcorrectorを各々2ビット及び1ビットサイズで共に基地局にCSI（特に、PMI）として報告できる。第2モードの場合、WBパネルcorrectorは、全体的な位相一致を補償するために使用され、SBパネルcorrectorは、より微細な位相一致を補償するために使用されることができる。

10

【 0 4 2 5 】

または、WBパネル補正コードブックを使用する、かまたはSBパネル補正コードブックを使用するかは、基地局のパネル数（ $= M_g * N_g$ ）と接続（tie）されて決定されることもできる。例えば、 $M_g * N_g = 4$ の場合、デジタルコードブック内のW1を構成するビームの個数 N_{W1} は、1個（LTEクラスAコードブックのConfig 1）に、 $M_g * N_g = 2$ の場合、 $N_{W1} = 2$ に設定／適用されることができる。

20

【 0 4 2 6 】

前記提案したコードブックは、DLを基準に述べたが、これに限定されるものではなく、ULコードブック構成にも容易に拡張適用されることができる。

【 0 4 2 7 】

以下、シングルパネルを仮定したタイプIコードブック構成方式について述べる。

【 0 4 2 8 】

まず、偏波別に同じビームグループが使用される場合を述べると、これは、数式40のように表現されることができる。

【 0 4 2 9 】

【数40】

$$W_1 = \begin{bmatrix} B & 0 \\ 0 & B \end{bmatrix}$$

30

【 0 4 3 0 】

ここで、W1は、デュアル-ステージコードブックにおいてWB／長期性格でビームグループニングの役割を果たす。このとき、

$$B \in C^{N_1 N_2 \times L}$$

で、L個（例えば、 $L = 1, 2, 4, 7, \dots$ ）の値を有することができる。W1を構成するビームグループの数を指示するために、先に N_{W1} を使用したか、以下では、Lに変えて説明する。以下、L個のビームを端末が選択する場合について説明する。

40

【 0 4 3 1 】

端末が自由にL個の使用するビームを明示的に（例えば、ビットマップ形式あるいはビームインデックス明示的指示）基地局に知らせることができる。このとき、必要なビット数は、 $L * N_1 * N_2 * O_1 * O_2$ あるいは

$$\lceil \log_2(L N_1 N_2 O_1 O_2) \rceil$$

で、L及びT×アンテナポート数が増加するに伴い、フィードバックビットが非常に大きくなるという問題がある。したがって、このようなフィードバックビット数を節約するた

50

めの方式に、特定 G o B (G r i d o f B e a m s) ウィンドウ内で端末がビーム選択を自由に行う方式がありうる。これに対する例示は、図 2 1 を参照して、以下で後述する。

【 0 4 3 2 】

図 2 1 は、本発明の一実施の形態による $N_1 = 4$ 、 $O_1 = 4$ 、 $N_2 = 2$ 、 $O_2 = 4$ の場合の G o B を例示した図である。

【 0 4 3 3 】

図 2 1 を参照すると、4 by 6 のビーム選択ウィンドウが設定された場合、端末は、該当ウィンドウ内で $L - 1$ ビームを自由に選択できる。この場合、端末は、プライマリ / リーディング (l e a d i n g) ビーム 2 1 0 1 の位置と 4 by 6 のウィンドウサイズをフィードバックできる。

10

【 0 4 3 4 】

さらに他の方式で、図 2 2 の実施の形態が適用されることができる。

【 0 4 3 5 】

図 2 2 は、 $N_1 = 4$ 、 $O_1 = 4$ 、 $N_2 = 2$ 、 $O_2 = 4$ の場合、ウィンドウ設定方法を例示した図である。

【 0 4 3 6 】

図 2 2 を参照すると、基地局あるいは端末が推薦 / フィードバックしたウィンドウサイズで全体 G o B が区分され、端末は、ウィンドウに対するインデックス (位置) 及び / または該当ウィンドウ内で自由に選択した L 個のビーム選択情報をフィードバックできる。図 2 2 の場合、8 個の 4 by 4 ウィンドウが存在する場合を例示する。設定によって、隣接したウィンドウ同士のオーバーラップ (o v e r l a p) も可能である。このとき、ウィンドウの位置及び / または大きさに対する情報は、基地局が端末に設定することもできる。

20

【 0 4 3 7 】

前記提案した方式のように、端末が W_1 に使用される L 個のビームを選択する方式の場合、高いフィードバックビットが要求されるので、フィードバック情報 (例えば、 L 個のビーム選択情報) は、P U C C H 報告よりは、P U S C H 報告を利用して行われることに限定されることができる。

【 0 4 3 8 】

30

以下、 W_1 を構成する対角行列が互いに異なる場合 (すなわち、偏波別に互いに異なるビームグループが使用される場合) について述べ、これは、数式 4 0 のように表現されることができる。

【 0 4 3 9 】

【 数 4 1 】

$$W_1 = \begin{bmatrix} B_1 & 0 \\ 0 & B_2 \end{bmatrix}$$

【 0 4 4 0 】

ここで、

40

$$B_1 \neq B_2$$

であり、 B_1 及び B_2 は、各々互いに異なる次元を有することができる。

$$B_i \in C^{N_1 N_2 \times L_i} \quad (i = 1, 2)$$

と定義され、

$$L_i$$

は、i - s l a n t (例えば、 $i = 1$ の場合、H s l a n t を指示、 $i = 2$ の場合、V s l a n t を指示) のビームグループを構成するビームの個数を表し、 L_1 と L_2 は、

50

互いに異なる値を有することができる（例えば、 $L_1 = 1$ 、 $L_2 = 2$ ）。基地局は、 L_1 と L_2 値を端末と事前に約束するか、または上位階層（例えば、RRCまたはMAC CE）に端末に設定できる。あるいは、端末が L_1 と L_2 値に対する情報を基地局に推薦／フィードバックできる。

【0441】

以上のように W_1 を構成する場合、各偏波別に最適のコードワードを適用できるという長所を有するが、 W_1 のフィードバックオーバーヘッドが大きく増加するという短所を有する。したがって、以下では、このような短所を解決するための実施の形態を提案する。

【0442】

まず

$$L_1 = L_2$$

（すなわち、垂直及び水平方向のビーム個数が同じ場合）の場合から説明する。

【0443】

この場合、ランク1コードブック構成のための W_2 は、数式42のように提案されることができる。

【0444】

【数42】

$$W_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_i \\ \phi_n \mathbf{e}_j \end{bmatrix}$$

【0445】

ここで、

$$i \neq j, i, j \in \{1, \dots, L\}$$

、

$$\phi_n = \{1, j, -1, -j\}$$

と定義され、 ϕ_n は、長さが L で、 i 番目の元素のみである1の値を有し、残りの元素は、0値を有する選択ベクトルを表す。この場合、 i と j は、互いに独立的に報告されなければならないので、同一ビームグループを使用する場合に比べて、ビーム選択のために、2倍のフィードバックオーバーヘッドが消費される。このようなデザインの場合、 i 、 j 及び位相一致値は、SBで報告されることができる。ビーム選択のためのSBフィードバックオーバーヘッドを減らすために、 $L_1 = L_2 = 1$ に限定されることができる。この場合、 W_2 は、

$$W_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ \phi_n \end{bmatrix}$$

のように設定されることができる。

【0446】

さらに他の方式で、端末が B_1 に対し i_{11} 、 i_{12} を報告／フィードバックし、 B_1 と B_2 との間の差動値を追加に報告／フィードバックする方式が提案されることができる。ここで、 i_{11} 、 i_{12} は、LTEコードブックのように、 W_1 PMIの第1番目のドメインインデックスと第2番目のドメインインデックスを各々表す。すなわち、端末は、 B_1 を構成するリーディング(leading)ビームインデックス i_{11} 、 i_{12} から第1番目及び第2番目のドメインでどれくらい B_2 が離れているかを基地局にフィードバック／報告できる。例えば、 B_1 のリーディングビームインデックスとして $(i_{11}, i_{12}) = (10, 2)$ 及び B_1 に対し差動値として $(2, 4)$ に相応する値を追加で基地局に報告／フィードバックした場合、基地局は、 B_2 のリーディングビームを $(i$

10

20

30

40

50

1 1、i 1 2) = (1 2、6) で (に) 認知と、B 2 を構成できる。

【0 4 4 7】

このように B 1 (インデックス) と B 2 (インデックス) との間の差動値を知らせる方式の場合、前記差動値を各ドメイン別に特定値で端末と基地局との間に約束するか、基地局が端末に設定してくれるか、または端末が基地局に報告/フィードバックできる。報告/フィードバックオーバーヘッドを減らすために、端末は、特定ドメイン(例えば、第1番目または第2番目のドメイン)に対する情報のみを制限的にフィードバックすることもできる。この場合、前記特定ドメインは、基地局が端末に設定するか、または端末が基地局に知らせることができる。

【0 4 4 8】

ランク2コードブック構成は、数式43のように表現されることができる。

【0 4 4 9】

【数43】

$$W_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_i & \mathbf{e}_k \\ \phi_n \mathbf{e}_j & -\phi_n \mathbf{e}_l \end{bmatrix}$$

【0 4 5 0】

数式43から分かるように、i、j、k、lの変数は、次の条件を満たさないと、ランク2コードブックで各レイヤー(layer)別直交性(orthogonality)が維持されることができない。

【0 4 5 1】

1 .

$$\mathbf{e}_i = \mathbf{e}_k, \mathbf{e}_j = \mathbf{e}_l$$

: この場合、前記コードブックは、レイヤーを構成する時に各偏波別に同じビームを選択する場合を表す。前記コードブックを構成する場合、例えば

$$\phi_n = \{1, j\}$$

のように、

$$\phi_n$$

が限定されて使用されることができる。この場合、コードブックを構成するビームは、1にnormalizeされると限定されることができる。

【0 4 5 2】

2 .

$$\{\mathbf{e}_i \neq \mathbf{e}_k\}, \{\mathbf{e}_j \neq \mathbf{e}_l\}$$

: この場合、ランク2の直交性を保障するために、各偏波別に、iとkにより選択されるビームが互いに直交するようW1のB1が設定されなければならない、jとlにより選択されるビームが互いに直交するようW1のB2が設定されなければならない。すなわち、W1を構成するB1とB2のビームグループは、互いに直交するビームから構成されなければならない。あるいは、一部非直交するビームが混ざった場合、互いに直交するビーム同士においてのみ前記方式のビームペアリングを行って、コードブックを構成できる。例えば、

$$B_1 = [\mathbf{b}_0 \quad \mathbf{b}_1 \quad \mathbf{b}_{0_1} \quad \mathbf{b}_{1+0_1}]$$

から構成される場合、

$$\mathbf{b}_0, \mathbf{b}_{0_1}$$

間及び

10

20

30

40

50

$\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_{1+Q_1}$

間に各々互いに直交すると仮定される場合、上述した 2 番方式に従って、

$\mathbf{b}_0, \mathbf{b}_{Q_1}$

に対するペアリング及び

$\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_{1+Q_1}$

に対するペアリングが行われて、総 2 番のペアリングが行われることができる。このような方式を使用する場合、

10

$$\phi_n = \{1, j, -1, -j\}$$

の位相-一致が使用されることができる。

【 0 4 5 3 】

以下、

$$L_1 \neq L_2$$

である場合について説明する。この場合、前記

$$L_1 = L_2$$

20

である場合に提案された方式を拡張適用して、コードブックを構成できる。

【 0 4 5 4 】

$$L_1 \neq L_2$$

である場合の特別ケースとして $L_1 = 1$ の場合をまず説明する。この場合、 W_2 のランク 1 構成方式は、数式 4 4 のとおりである。

【 0 4 5 5 】

【 数 4 4 】

$$\mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 \\ \phi_n \mathbf{e}_i \end{bmatrix}$$

30

【 0 4 5 6 】

この場合、一方の slant に対応するビームに対するビーム選択と位相-一致が可能なので、各偏波別に独立的に PMI が決定 / 指示されることができ、コードブック細分性 (granularity) が増加し性能が向上することができる。この場合、

$$\phi_n = \{1, j, -1, -j\}$$

が使用されることができる。

【 0 4 5 7 】

40

前記のようなコードブックデザインの際、

$$\mathbf{B}_1 \subset \mathbf{B}_2$$

が成立するよう設定して (すなわち、 \mathbf{B}_2 を構成する L 個のビームには、常に \mathbf{B}_1 が含まれる)、LTE クラス A コードブック Config 1 の super set になるように設定できる。あるいは \mathbf{B}_2 に対する情報を端末が基地局に推薦することもできる。

【 0 4 5 8 】

上記と類似に、ランク 2 コードブックは、数式 4 5 のように構成されることができる。

【 0 4 5 9 】

【数 4 5】

$$\mathbf{W}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \phi_n \mathbf{e}_i & -\phi_n \mathbf{e}_j \end{bmatrix}$$

【0 4 6 0】

$$\mathbf{e}_i = \mathbf{e}_j$$

である場合、

10

$$\phi_n = \{1, j\}$$

が使用されることができ、

$$\mathbf{e}_i \neq \mathbf{e}_j$$

であり、 i 、 j として選択されるビームが互いに直交する場合、

$$\phi_n = \{1, j, -1, -j\}$$

が使用されることができる。あるいは、両方とも全部、同一細分性 (granularity) を有する位相-一致 (co-phase) が適用されることができる。

20

【0 4 6 1】

前記説明した方式で、

$$\mathbf{B}_2$$

を構成するビームに対するWB位相-一致をB2インデックスと共に報告する方式が考慮されることができる。すなわち、

$$\tilde{\mathbf{B}}_2 = \psi_n \mathbf{B}_2$$

に設定して、W1は、数式46のように構成できる。

30

【0 4 6 2】

【数 4 6】

$$\mathbf{W}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{B}_1 & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{B}}_2 \end{bmatrix}$$

【0 4 6 3】

ここで、

$$\psi_n$$

40

は、WB位相-一致値であり、例えば

$$\psi_n = \{1, j, -1, -j\}$$

でありうる。この場合、SB位相-一致は、例えば

$$\phi_n = \left\{ \frac{1+j}{\sqrt{2}}, \frac{1-j}{\sqrt{2}}, \frac{-1+j}{\sqrt{2}}, \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \right\}$$

のように構成されて、WBとは互いに異なる位相-一致を有するように設定して、コードブック細分性 (granularity) を高めることができる。SBフィードバックビットを節約するために、端末は、1-ビット位相-一致 (例えば、

50

$$\phi_n = \{1, \frac{1+j}{\sqrt{2}}\}$$

等)を利用して、2-レベル位相-一致報告できる。

【0464】

前記提案された方式は、

$$B_1 = B_2$$

の場合にも容易に適用可能であり、W1を構成するB1とB2は、各band(あるいは、band group)別に独立的に設定/適用されることができる。

10

【0465】

上記の通りに、偏波別に互いに異なるビームグループを使用する方式と同様に、SBPMIの正確性を高めるために、SBのサイズを減らす方式も考慮できる。SBサイズが減るようになると、SB当たりのPMIがより正確になるという長所があるが、フィードバックオーバーヘッドが増加する。したがって、基地局は、SBサイズを減らすのか及び/または

$$B_1 \neq B_2$$

であるコードブックを使用するのかに対する情報を端末に設定することができる。

【0466】

20

以上提案されたコードブックデザインの組み合わせで新しいコードブックの構成が可能である。

【0467】

図23は、本発明の一実施の形態による端末のCSI報告方法を例示したフローチャートである。本フローチャートと関連して先に上述した実施の形態/説明が同一/同様に適用されることができ、重複する説明は省略する。

【0468】

まず、端末は、基地局から複数のパネルを介して送信されたCSI-RSを測定できる(S2310)。

【0469】

30

次に、端末は、前記CSI-RS測定に基づいて生成したCSIを基地局に報告できる(S2320)。

【0470】

このとき、万一、端末が複数のパネルに対するWBパネル補償子(corrector)及びSBパネル補償子をCSIとして報告する場合(基地局によるCSI設定によって)、WBパネル補償子及びSBパネル補償子は、互いに異なるビット幅(width)で報告できる。ここで、WBパネル補償子は、WBに対してCSI-RS(資源)を測定した結果に基づいて、導出/決定/選択されたパネル別ビーム/コードブック位相補償子に該当でき、SBパネル補償子は、SBに対し(またはSBごとに)CSI-RS(資源)を測定した結果に基づいて、端末により導出/決定/選択されたパネル別(ビーム/コードブック)位相補償子に該当できる。すなわち、WBパネル補償子及びSBパネル補償子は、複数のパネルの間の位相補正に使用されることができる。また、前記複数のパネルの個数は、上位階層シグナリングにより設定されることができる。

40

【0471】

特に、SBパネル補償子のビット幅は、前記WBパネル補償子のビット幅より小さくありえ、例えばSBパネル補償子のビット幅は、1-ビット、WBパネル補償子のビット幅は、2-ビットに各々設定されることができる。したがって、WBパネル補償子は、QP SKに基づいて報告されることができ、SBパネル補償子は、BP SKに基づいて報告されることができる。万一、端末がCSIとしてWBパネル補償子のみを報告する場合、WBパネル補償子を2-ビットのビット幅で報告できる。WBパネル補償子とSBパネル補

50

償子を共に報告するか、またはWBパネル補償子のみを報告するかは、基地局から設定されたモード（例えば、RRCSigナリングを介して設定された）によって決定されることができる。例えば、基地局が端末にモード「1」を指示すると、端末は、WBパネル補償子のみを報告すると認識でき、モード「2」を指示すると、端末は、WBパネル補償子及びSBパネル補償子ともを報告すると認識できる。

【0472】

WBパネル補償子及びSBパネル補償子は、CSIないしPMIに含まれて報告されることができ、WBパネル補償子及びSBパネル補償子は、複数のパネル各々に対して独立的に報告されることができる。

【0473】

本発明が適用されることができる装置一般

【0474】

図24は、本発明の一実施の形態による無線通信装置のブロック構成図を例示する。

【0475】

図24を参照すると、無線通信システムは、基地局2410と、基地局2410の領域内に位置した多数の端末2420とを含む。

【0476】

基地局2410は、プロセッサ(processor)2411、メモリ(memory)2412及びRF部(radio frequency unit)2413を含む。プロセッサ2411は、先に提案された機能、過程及び/または方法を実現する。無線インターフェースプロトコルのレイヤーは、プロセッサ2411により具現化されることができる。メモリ2412は、プロセッサ2411と接続されて、プロセッサ2411を駆動するための多様な情報を格納する。RF部2413は、プロセッサ2411と接続されて、無線信号を送信及び/または受信する。

【0477】

端末2420は、プロセッサ2421、メモリ2422及びRF部2423を含む。プロセッサ2421は、先に提案された機能、過程及び/または方法を実現する。無線インターフェースプロトコルのレイヤーは、プロセッサ2421により具現化されることができる。メモリ2422は、プロセッサ2421と接続されて、プロセッサ2421を駆動するための多様な情報を格納する。RF部2423は、プロセッサ2421と接続されて、無線信号を送信及び/または受信する。

【0478】

メモリ2412、2422は、プロセッサ2411、2421の内部または外部にあることができ、よく知られた多様な手段でプロセッサ2411、2421と接続されることができる。また、基地局2410及び/または端末2420は、一個のアンテナ(single antenna)または多重アンテナ(multiple antenna)を有することができる。

【0479】

以上で説明された実施形態は本発明の構成要素と特徴が所定の形態に結合されたものである。各構成要素または特徴は別途の明示的な言及がない限り、選択的なものとして考慮されなければならない。各構成要素または特徴は、他の構成要素や特徴と結合されない形態に実施できる。また、一部の構成要素及び/又は特徴を結合して本発明の実施形態を構成することも可能である。本発明の実施形態で説明される動作の順序は変更できる。ある実施形態の一部の構成や特徴は他の実施形態に含まれることができ、または他の実施形態の対応する構成または特徴と取替えることができる。特許請求範囲で明示的な引用関係のない請求項を結合して実施形態を構成するか、または出願後の補正により新たな請求項に含めることができることは自明である。

【0480】

本明細書において「A及び/またはB」は、A及び/またはBのうち、少なくとも一つを意味すると解析されることができる。

【0481】

本発明に従う実施形態は多様な手段、例えば、ハードウェア、ファームウェア（firmware）、ソフトウェア、またはそれらの結合などにより具現できる。ハードウェアによる具現の場合、本発明の一実施形態は一つまたはその以上のASICs（application specific integrated circuits）、DSPs（digital signal processors）、DSPDs（digital signal processing devices）、PLDs（programmable logic devices）、FPGAs（field programmable gate arrays）、プロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサなどにより具現できる。

【0482】

ファームウェアやソフトウェアによる具現の場合、本発明の一実施形態は以上で説明された機能または動作を遂行するモジュール、手続、関数などの形態に具現できる。ソフトウェアコードはメモリに格納されてプロセッサにより駆動できる。前記メモリは、前記プロセッサの内部または外部に位置して、既に公知された多様な手段により前記プロセッサとデータをやり取りすることができる。

10

【0483】

本発明は、本発明の必須的特徴を逸脱しない範囲で他の特定の形態に具体化できることは当業者に自明である。したがって、前述した詳細な説明は全ての面で制限的に解析されてはならず、例示的なものとして考慮されなければならない。本発明の範囲は添付した請求項の合理的な解析により決定されなければならない、本発明の等価的な範囲内の全ての変更は本発明の範囲に含まれる。

20

【発明の実施のための形態】

【0484】

発明の実施のための多様な形態が発明を実施するための最良の形態で説明された。

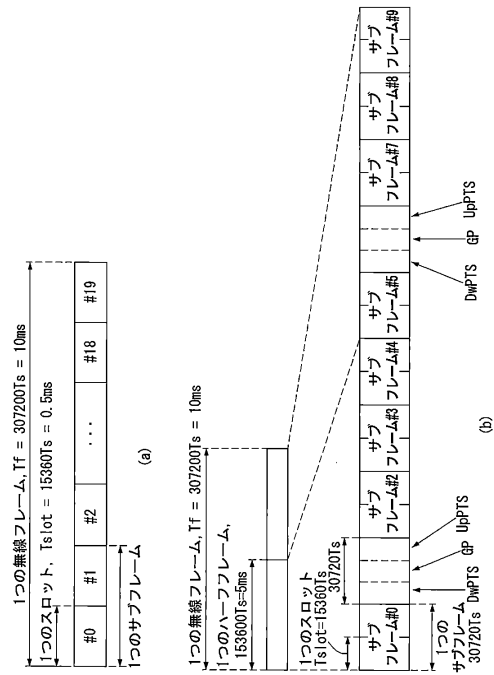
【産業上の利用可能性】

【0485】

本発明は、3GPP LTE / LTE-A / 5Gシステムに適用される例を中心に説明したが、3GPP LTE / LTE-A / 5Gシステムの他にも多様な無線通信システムに適用することが可能である。

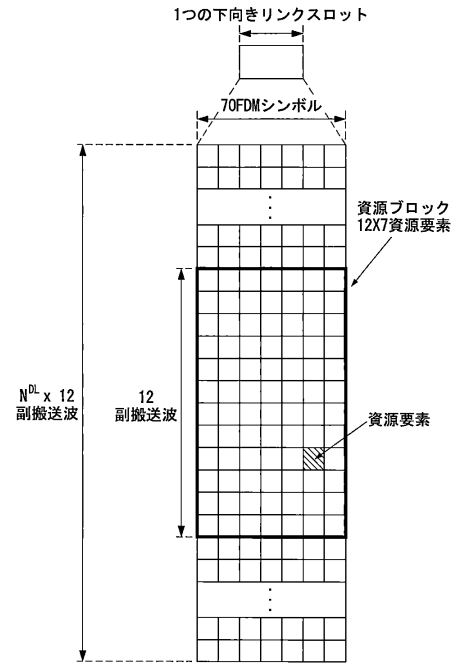
【図 1】

図1



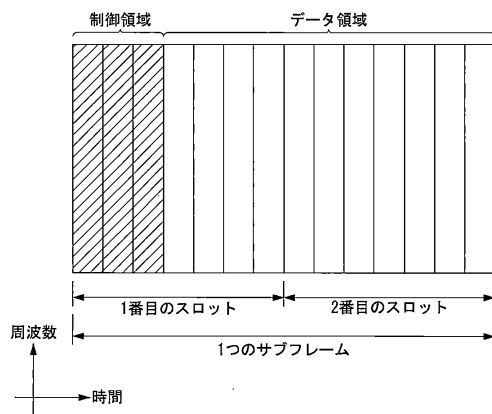
【図 2】

図2



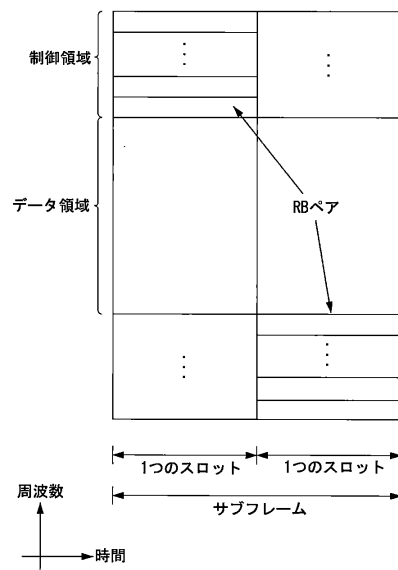
【図 3】

図3



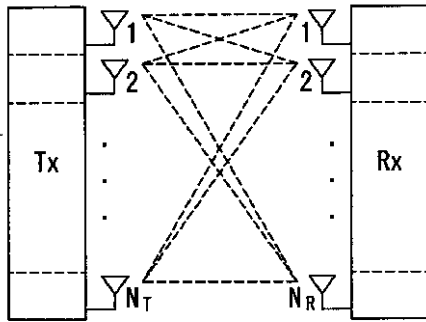
【図 4】

図4



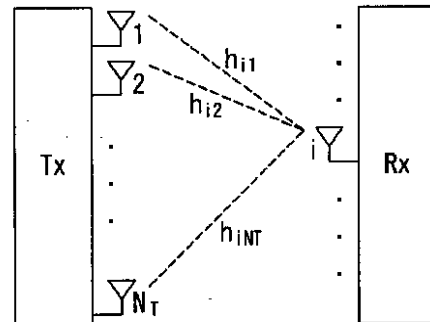
【図 5】

【図 5】



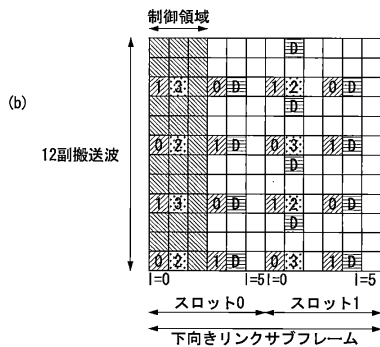
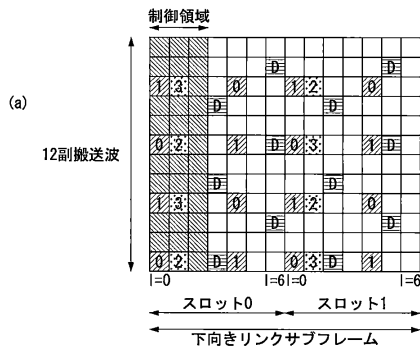
【図 6】

【図 6】



【図 7】

図7



【図 8】

図8

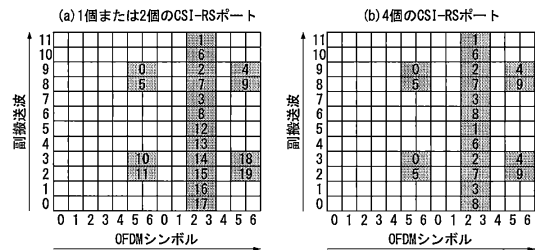


図8(a) : 1個または2個のCSI-RSポートのために利用可能なCSI-RS構成i

図8(b) : 4個のCSI-RSポートのために利用可能なCSI-RS構成i

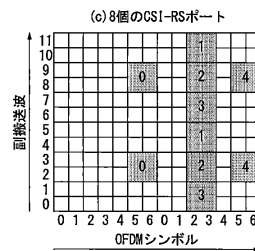
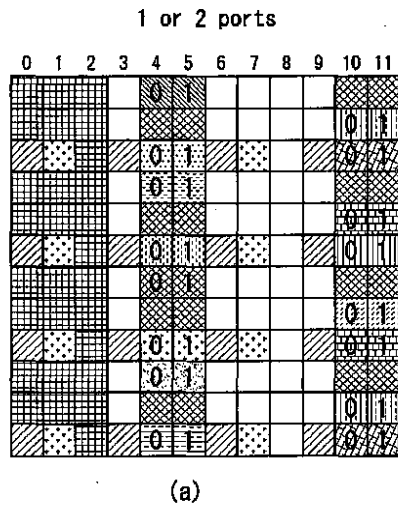
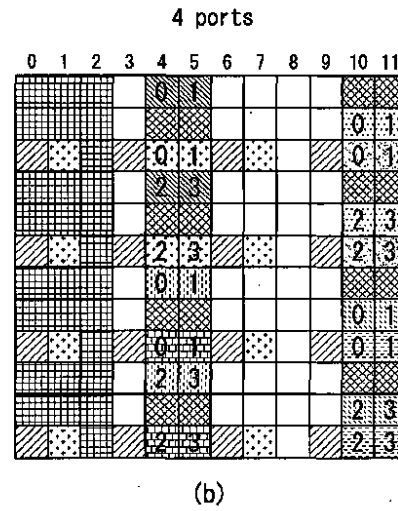


図8(c) : 8個のCSI-RSポートのために利用可能なCSI-RS構成i

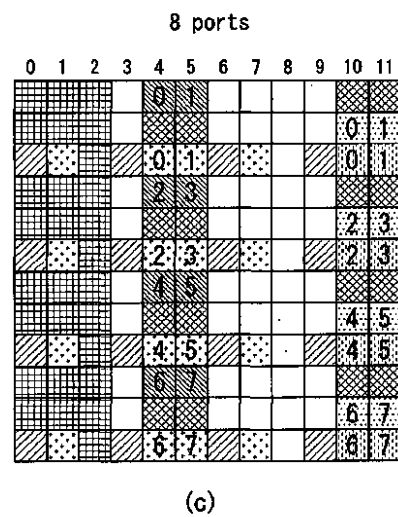
【図 9 (a) 】



【図 9 (b) 】

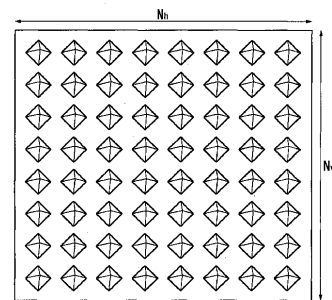


【図 9 (c) 】



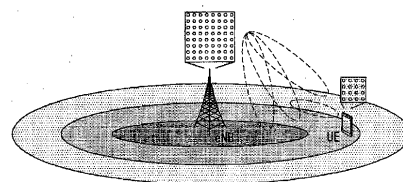
【図 10】

【図 10】



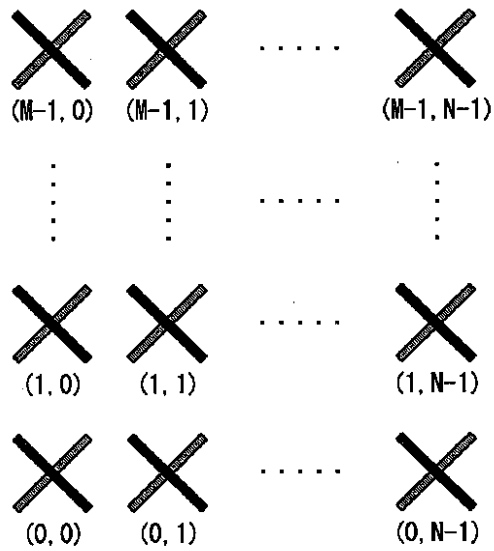
【図 11】

【図 11】



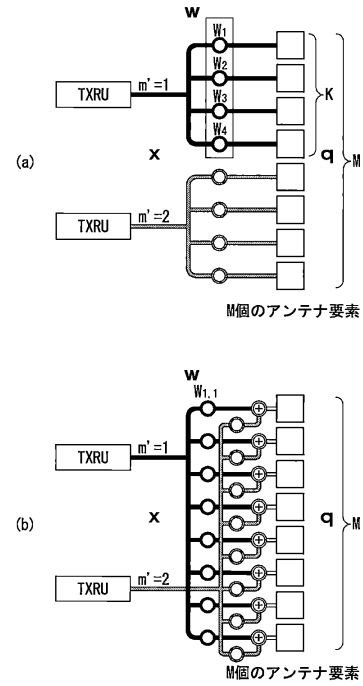
【図 12】

【図 12】



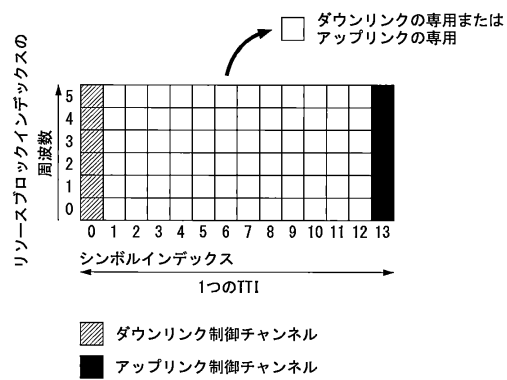
【図 13】

図13



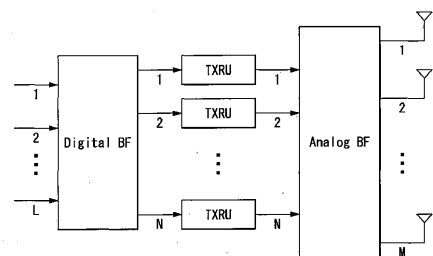
【図 14】

図14



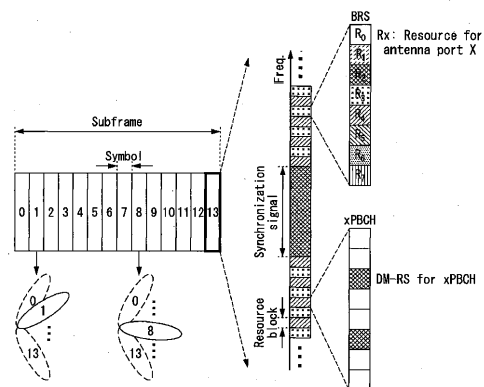
【図 15】

【図 15】



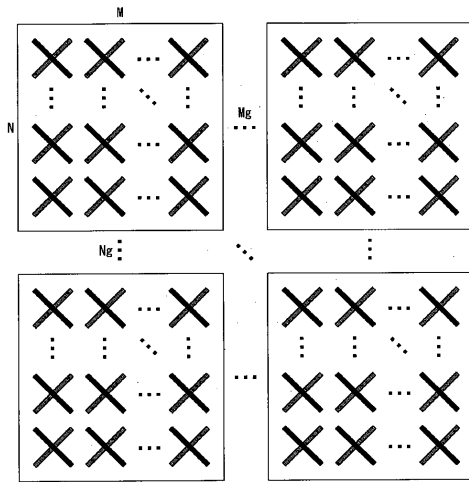
【図 16】

【図 16】



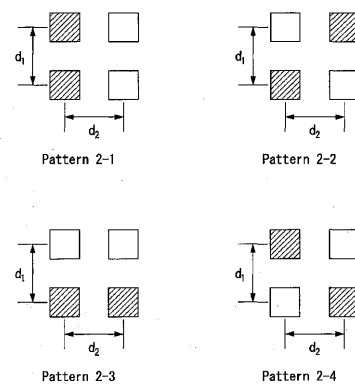
【図 17】

【図 17】



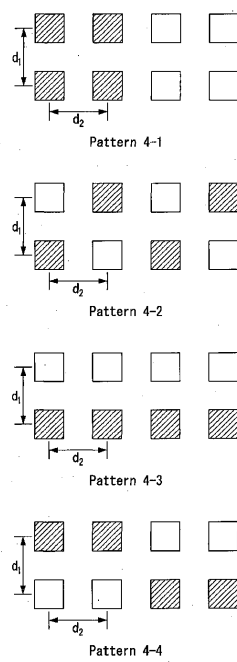
【図 18】

【図 18】



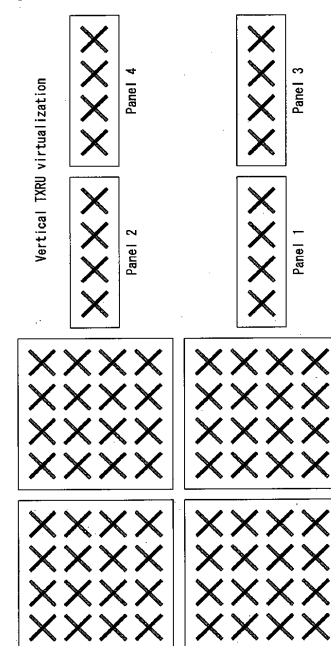
【図 19】

【図 19】



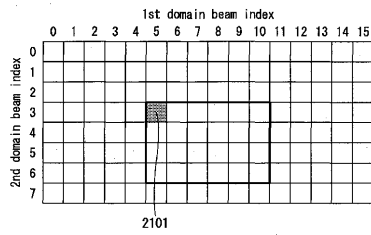
【図 20】

【図 20】



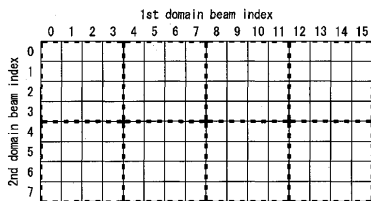
【図 2 1】

【図 21】



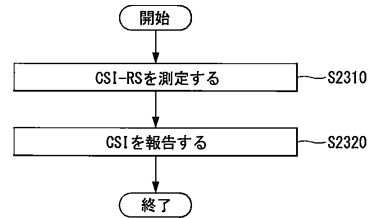
【図 2 2】

【図 22】



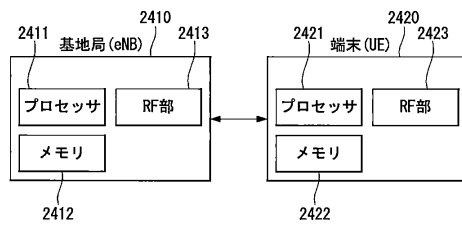
【図 2 3】

図23



【図 2 4】

図24



フロントページの続き

(72)発明者 パク ヘウク

大韓民国, ソウル 06772, ソチョ - ク, ヤンジエ - デロ 11 - ギル, 19, エルジー エ
レクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター

(72)発明者 キム ヒョンテ

大韓民国, ソウル 06772, ソチョ - ク, ヤンジエ - デロ 11 - ギル, 19, エルジー エ
レクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター

(72)発明者 カン チウォン

大韓民国, ソウル 06772, ソチョ - ク, ヤンジエ - デロ 11 - ギル, 19, エルジー エ
レクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター

(72)発明者 キム キチュン

大韓民国, ソウル 06772, ソチョ - ク, ヤンジエ - デロ 11 - ギル, 19, エルジー エ
レクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター

審査官 伊東 和重

(56)参考文献 米国特許出願公開第2016/0164588 (US, A1)

Ericsson, Type I Multi-panel CSI codebook[online], 3GPP TSG RAN WG1 #88, 3GPP, 2017年 2月17日, R1-1702684, 検索日[2019.12.24], インターネット<URL:http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_88/Docs/R1-1702684.zip>

Samsung, Linear combination (LC) codebook based CSI reporting and simulation results[online], 3GPP TSG-RAN WG1#86, 3GPP, 2016年 8月26日, R1-166734, 検索日[2019.12.24], インターネット<URL:http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_751/Docs/R1-166734.zip>

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/24 - 7/26

H04W 4/00 - 99/00

3GPP TSG RAN WG1 - 4

SA WG1 - 4

CT WG1, 4