

(19)日本国特許庁(JP)

(12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第7121022号

(P7121022)

(45)発行日 令和4年8月17日(2022.8.17)

(24)登録日 令和4年8月8日(2022.8.8)

(51)国際特許分類

F I

H 0 4 B	7/0417(2017.01)	H 0 4 B	7/0417	1 3 0
H 0 4 B	7/06 (2006.01)	H 0 4 B	7/06	9 5 4
H 0 4 B	7/0456(2017.01)	H 0 4 B	7/0456	1 1 0
H 0 4 W	16/28 (2009.01)	H 0 4 B	7/06	9 1 0
H 0 4 W	24/10 (2009.01)	H 0 4 B	7/0456	4 0 0

請求項の数 17 (全89頁) 最終頁に続く

(21)出願番号 特願2019-542378(P2019-542378)

(86)(22)出願日 平成30年1月31日(2018.1.31)

(65)公表番号 特表2020-509658(P2020-509658 A)

(43)公表日 令和2年3月26日(2020.3.26)

(86)国際出願番号 PCT/KR2018/001322

(87)国際公開番号 WO2018/143662

(87)国際公開日 平成30年8月9日(2018.8.9)

審査請求日 令和2年11月30日(2020.11.30)

(31)優先権主張番号 62/452,967

(32)優先日 平成29年1月31日(2017.1.31)

(33)優先権主張国・地域又は機関
米国(US)

(31)優先権主張番号 62/475,169

(32)優先日 平成29年3月22日(2017.3.22)

最終頁に続く

(73)特許権者 502032105

エルジー エレクトロニクス インコーポ
レイティドLG ELECTRONICS INC.
大韓民国, ソウル, ヨンドゥンポーク,
ヨイーデロ, 128
128, Yeoui-daero, Y
eongdeungpo-gu, 07
336 Seoul, Republic
of Korea

(73)特許権者 519279960

ソガン ユニバーシティ リサーチ フ
ァンデーション大韓民国, ソウル 04107, マポー
ク, ペクポムーロ 35

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UE (user equipment) がCSI (channel state infor
mation) を報告する方法において、

基地局から受信した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、
を含み、

前記CSIは、

(i) コードブック内のプリコーディング行列を指示するためのPMI (Precoding Mat
rix Indicator) 、及び、

(ii) ランクを指示するためのRI (Rank Indicator)

を含み、

前記PMIは、

(i) 複数のビームグループから選択されたビームグループを通知する第1のPMI、及
び、(ii) (a) 前記ビームグループから選択されたビームと、(b) 前記選択されたビー
ムに対するアンテナポート偏波別の位相一致情報とを通知する第2のPMI

を含み、

前記第1のPMIによって指示される前記ビームグループは、ビームの間の不均一な間隔
を有する複数のビームを含み、

前記 R I が 2 以上の値を指示することに基づいて、ビームは、各レイヤに対して選択され、各レイヤに対して選択された前記ビームは、第 1 サブグループと第 2 サブグループとに区分され、

前記位相一致情報の細分性は、前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが同一か否かに基づいて、異なるように決定される、方法。

【請求項 2】

第 1 細分性を有する位相一致情報は、前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが同一であることに基づいて指示され、

第 2 細分性を有する位相一致情報は、前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが異なることに基づいて指示される、請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 3】

前記第 1 細分性は、前記第 2 細分性より低い、請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが同一であることに基づいて、前記位相一致情報によって指示される位相一致値の数は、1 である、請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】

前記ビームグループ内の前記複数のビームは、互いに直交する、請求項 4 に記載の方法。

【請求項 6】

前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが異なることに基づいて、前記位相一致情報は、Q P S K (quadrature phase-shift keying) に基づいて報告される、請求項 4 に記載の方法。

20

【請求項 7】

前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが異なることに基づいて、前記位相一致情報によって指示される位相一致値の候補の数は、4 である、請求項 3 に記載の方法。

【請求項 8】

ビームの間の前記不均一な間隔は、前記基地局により設定可能なパラメータに基づいて決定される、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 9】

ビームの間の前記不均一な間隔は、予め定義される、または前記基地局による上位層シグナリングを介して指示される、請求項 1 に記載の方法。

30

【請求項 10】

前記第 1 の P M I は、前記コードブックから選択されたプリコーディング行列セットを指示し、

前記第 2 の P M I は、前記プリコーディング行列セット内で前記 U E により選択された少なくとも一つのプリコーディング行列を指示する、請求項 3 に記載の方法。

【請求項 11】

無線通信システムにおける C S I (channel state information) を報告する U E (user equipment) において、

無線信号を送受信するための R F (Radio Frequency) ユニットと、

前記 R F ユニットの制御するプロセッサと、を含み、

40

前記プロセッサは、

基地局から受信した C S I - R S (reference signal) を測定し、

前記 C S I - R S 測定に基づいて生成した C S I を前記基地局に報告する、ように設定され、

前記 C S I は、

(i) コードブック内のプリコーディング行列を指示するための P M I (Precoding Matrix Indicator) 、及び、

(i i) ランクを指示するための R I (Rank Indicator) を含み、

前記 P M I は、

50

(i) 複数のビームグループから選択されたビームグループを通知する第 1 の P M I 、 及び、

(i i) (a) 前記ビームグループから選択されたビームと、 (b) 前記選択されたビームに対するアンテナポート偏波別の位相一致情報とを通知する第 2 の P M I
を含み、

前記第 1 の P M I によって指示される前記ビームグループは、ビームの間の不均一な間隔を有する複数のビームを含み、

前記 R I が 2 以上の値を指示することに基づいて、ビームは、各レイヤに対して選択され、各レイヤに対して選択された前記ビームは、第 1 サブグループと第 2 サブグループとに区分され、

前記位相一致情報の細分性は、前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが同一か否かに基づいて、異なるように決定される、 U E。

【請求項 1 2】

第 1 細分性を有する位相一致情報は、前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが同一であることに基づいて指示され、

第 2 細分性を有する位相一致情報は、前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが異なることに基づいて指示される、請求項 1 1 に記載の U E。

【請求項 1 3】

前記第 1 細分性は、前記第 2 細分性より低い、請求項 1 2 に記載の U E。

【請求項 1 4】

前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが異なることに基づいて、前記位相一致情報によって指示される位相一致値の候補の数は、 4 である、請求項 1 3 に記載の U E。

【請求項 1 5】

各サブグループに含まれるビームは、互いに直交する、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 1 6】

前記 R I の値が偶数であることに基づいて、前記第 1 サブグループ及び前記第 2 サブグループのビームの数は、同一である、請求項 1 5 に記載の方法。

【請求項 1 7】

前記第 1 サブグループと前記第 2 サブグループとが異なることに基づいて、前記位相一致情報によって指示される位相一致値の候補は、 $\{1, -1, j, -j\}$ である、請求項 7 に記載の方法。

【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】

移動通信システムは、ユーザの活動性を保証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リソース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、デュアルコネクティビティ (Dual Connectivity)、大規模複数入出力 (Massive MIMO: Massive

10

20

30

40

50

Multiple Input Multiple Output)、全二重(In-band Full Duplex)、非直交多元接続(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。

【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ことにある。

【0005】

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新しく提案することにある。

【0006】

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】

【0007】

本発明の一態様は、無線通信システムにおける端末のチャネル状態情報(Channel State Information; CSI)を報告する方法において、基地局から転送された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、を含み、前記CSIは、コードブックからプリコーディング行列を指示するためのPMI(Precoding Matrix Index)及びランクを指示するためのRI(Rank Indicator)を含み、前記PMIは、前記端末により選択されたビームグループに対する第1のPMI及び前記ビームグループに含まれたビームに対するビームサブグループ選択情報と前記選択されたビームサブグループに対するアンテナポート偏波別位相一致(co-phase)情報を含む第2のPMIを含み、前記位相一致情報は、前記ランクが増加するにつれて前記ビームグループ内で選択されたビームサブグループが同一な場合と異なる場合別に互いに異なる細分性(granularity)で指示できる。

【0008】

また、前記ビームサブグループが同一な場合、第1細分性を有する位相一致情報が指示され、前記ビームサブグループが異なる場合、第2細分性を有する位相一致情報が指示できる。

【0009】

また、前記第1細分性は前記第2細分性より低いことがある。

【0010】

また、前記位相一致情報は、前記ビームサブグループが同一な場合、x個の位相一致候補のうちから選択された位相一致値を指示し、前記ビームサブグループが異なる場合、前記xより大きいy個の位相一致候補のうちから選択された位相一致値を指示することができる。

【0011】

また、前記各ビームサブグループ内のビームの間には直交性が満たされることができる。

【0012】

また、前記ビームサブグループが異なる場合、前記位相一致情報は、QPSKに基づいて報告できる。

【0013】

また、前記xは、1または2に、前記yは、4に設定される、CSI報告方法。

【0014】

10

20

30

40

50

また、前記ビームグループに含まれたビームの間隔 (s p a c i n g) は不均一 (n o n - u n i f o r m) に設定できる。

【 0 0 1 5 】

また、前記間隔は、基地局により設定可能な (c o n f i g u r a b l e) パラメータに基づいて決定できる。

【 0 0 1 6 】

また、前記間隔は、予め定義されるか、または基地局による上位層シグナリングにより指示できる。

【 0 0 1 7 】

また、前記第 1 の P M I は前記コードブックから選択されたプリコーディング行列セットを指示し、前記第 2 の P M I は前記プリコーディング行列セット内で前記端末により選択された少なくとも一つのプリコーディング行列を指示することができる。

【発明の効果】

【 0 0 1 8 】

本発明の実施形態によれば、端末が円滑に C S I を導出し、これを基地局にフィードバックすることができる。

【 0 0 1 9 】

また、本発明の実施形態によれば、実際のチャネルの特性を考慮した長期コードブックの範囲を可変的に構成するので、より効率のよいコードブック設計が可能であるという効果がある。

【 0 0 2 0 】

また、本発明の実施形態によれば、選択されたビームサブグループ（または、プリコーディング行列サブグループ）によって位相一致（または、交差位相差）情報／値の細分性を異ならせて、不必要な位相一致情報／値のために割り当てられるビットリソースを除去することができ、代わりに該当ビットリソースを他のコードワードに代替して性能利得を得ることができるという効果がある。

【 0 0 2 1 】

本発明で得られる効果は以上で言及した効果に制限されず、言及し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。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 2 】

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。

【 0 0 2 3 】

【図 1】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。

【図 2】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リソースグリッド (r e s o u r c e g r i d) を例示した図である。

【図 3】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。

【図 4】図 4 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アップリンクサブフレームの構造を示す。

【図 5】図 5 は、一般的な複数入出力アンテナ (M I M O) 通信システムの構成図である。

【図 6】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。

【図 7】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リソース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】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

10

20

30

40

50

マッピングされるリソースを例示する図である。

【図 9】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リソースを例示する図である。

【図 10】図 10 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、64 個のアンテナ要素 (antenna elements) を有する 2 次元アクティブアンテナシステムを例示する。

【図 11】図 11 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信／受信アンテナを有しているシステムを例示する。

【図 12】図 12 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。

10

【図 13】図 13 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トランシーバユニットモデルを例示する。

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

【図 15】図 15 は、本発明に適用できる Rel-13 Class A コードブックでの各構成 (config) 別ビームグループパターンを例示する。

【図 16】図 16 は、本発明の一実施形態に従う $N_1 = 4$ 、 $N_2 = 1$ 、 $O_1 = 8$ の場合の W_1 グルーピングを例示した図である。

20

【図 17】図 17 は、本発明の一実施形態に従う $N_1 = 4$ 、 $N_2 = 2$ 、 $O_1 = 4$ 、 $O_2 = 4$ の場合の W_1 グルーピングを例示した図である。

【図 18】図 18 は、本発明の一実施形態に従う $L = 2$ の場合の W_1 ビームグループングを例示する。

【図 19】図 19 は、本発明の一実施形態に従う 3D SCM が適用された MIMO 低送モデルを例示する。

【図 20】図 20 は、 $W_1 + W_2$ search 遂行時に選択されるコードベクトルインデックス間の距離の PDF を例示する。

【図 21】図 21 は、端末の方位角に従う 2 次元インデックス平面でのコードベクトル位置を例示した図である。

30

【図 22】図 22 は、ビームインデックス差に従う相関度である。

【図 23】図 23 は、提案コードブックの存在範囲を例示する。

【図 24】図 24 は、LTE リリース 10 8-Tx コードブックの構成と表 8 の変数を適用した時、提案コードブックの構成を示した図である。

【図 25】図 25 は、いろいろな方位角に従う相関度 μ 性能を示したグラフである。

【図 26】図 26 は、信号対雑音比 (signal-to-noise ratio; SNR) に従うチャネル容量を示す。

【図 27】図 27 は、 $W_1 + W_2$ search 遂行を通じて確認したコードベクトル選択の統計的特性を表示するカラーマップを例示する。

【図 28】図 28 は、本発明の一実施形態に従う単一ランクコードブックを例示した図である。

40

【図 29】図 29 は、本発明の一実施形態に従う二重ランクコードブックを例示した図である。

【図 30】図 30 は、本発明の一実施形態に従う三重ランクコードブックを例示した図である。

【図 31】図 31 は、本発明の一実施形態に従う四重ランクコードブックを例示した図である。

【図 32】図 32 は、方位角の変化に従う提案コードブックの平均相関度性能を示したグラフである。

【図 33】図 33 は、四重ランクコードブックのチャネル適応的設定を例示する。

50

【図 3 4】図 3 4 は、本発明の一実施形態に従う端末の C S I 報告方法を例示したフローチャートである。

【図 3 5】図 3 5 は、本発明の一実施形態に従う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】

【0024】

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。

【0025】

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。

【0026】

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の動作は、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)、NodeB、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。

【0027】

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。

【0028】

以下の説明において用いられる特定の用語は、本発明の理解に役立つために提供されたものであり、このような特定の用語の使用は、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。

【0029】

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

10

20

30

40

50

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。

【0030】

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、少なくとも一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。

【0031】

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。

【0032】

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

【0033】

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。

【0034】

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。

【0035】

図1において無線フレームの時間領域での大きさは、 $T_s = 1 / (15000 \times 2048)$ 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、 $T_f = 307200 \times T_s = 10 \text{ ms}$ の区間を有する無線フレームから構成される。

【0036】

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。

【0037】

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、 $T_{slot} = 15360 \times T_s = 0.5 \text{ ms}$ 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 $2i$ 及

びスロット $2i+1$ 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 T_{TI} (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。

【0038】

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。

【0039】

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リソースブロック (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。リソースブロック (Resource Block) は、リソース割り当て単位で、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。

【0040】

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

【0041】

タイプ2無線フレームは、各 $153600 \times T_s = 5\text{ms}$ 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、 $30720 \times T_s = 1\text{ms}$ 長の5個のサブフレームから構成される。

【0042】

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ーダウンリンク構成 (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。

【0043】

表1は、アップリンクーダウンリンク構成を表す。

【0044】

【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

【0045】

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) を表す。

e 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。

【0046】

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複数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。

【0047】

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。

【0048】

アップリンクー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。

【0049】

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。

【0050】

【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	$26336 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$
5	$6592 \cdot T_s$			$20480 \cdot T_s$		
6	$19760 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
7	$21952 \cdot T_s$			—	—	—
8	$24144 \cdot T_s$			—	—	—

【0051】

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。

【0052】

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リソースグリッド (resource grid) を例示した図である。

【0053】

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、一つのリソースブロックは、周波数領域で12個の副搬送波を含むこと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。

【0054】

リソースグリッド上において各要素 (element) をリソース要素 (resource element) といい、一つのリソースブロック (RB: Resource Block) は、 12×7 個のリソース要素を含む。ダウンリンクスロットに含まれるリソースブロックの数 N_{DL} は、ダウンリンク送信帯域幅 (bandwidth) に従属する。

【0055】

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。

10

【0056】

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。

【0057】

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。

20

【0058】

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、アップリンクリソース割り当て情報、ダウンリンクリソース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。

30

【0059】

図4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アップリンクサブフレームの構造を示す。

【0060】

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。

40

【0061】

一つの端末に対するPUCCHには、サブフレーム内にリソースブロック (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) から周波数ホッピング (frequency hopping) されるという。

50

【0062】

MIMO (Multi-Input Multi-Output)

【0063】

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、複数送信 (Tx) アンテナと複数受信 (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複数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「複数入出力アンテナ」と称する。

【0064】

さらに具体的に、複数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せず、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、複数入出力アンテナ技術は、特定の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、また特定の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。

【0065】

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、効率的な複数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MIMO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。

【0066】

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、複数入出力アンテナ (MIMO) 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。

【0067】

図5は、一般的な複数入出力アンテナ (MIMO) 通信システムの構成図である。

【0068】

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する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 (transfer rate) 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。

【0069】

【数1】

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

【0070】

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MIMO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。

【0071】

このような複数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 (spatial diversity) 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多重 (spatial multiplexing) 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。

【0072】

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。

【0073】

第1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 (Trellis) 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。

【0074】

第2に、空間多重技法は、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に受信する。ここに使用される雑音除去方式は、MLD (maximum likelihood detection) 受信機、ZF (zero-forcing) 受信機、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。

【0075】

第3に、空間ダイバーシチと空間多重の結合された技法を例に挙げるることができる。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、空間多重利得だけを取ると、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。

【0076】

上述のような複数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。

【0077】

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。

【0078】

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。

【0079】

【数2】

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

【0080】

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るが、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。

【0081】

【数3】

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

【0082】

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Pで次のように表すことができる。

【0083】

【数4】

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

10

【0084】

一方、数式4の送信電力が調整された情報ベクトルは、その後重み行列Wが掛けられて実際に送信されるN_T個の送信信号x₁, x₂, ..., x_{N_T}を構成する。ここで、重み行列は、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分配する役割を行う。このような送信信号x₁, x₂, ..., x_{N_T}を、ベクトルxを利用して次のように表すことができる。

【0085】

【数5】

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

20

30

【0086】

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重みを表し、Wは、これを行列で表したものである。このような行列Wを重み行列 (Weight Matrix) またはプリコーディング行列 (Precoding Matrix) と呼ぶ。

【0087】

一方、上述のような送信信号(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てみる事ができる。

【0088】

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sの要素が全部異なる値を有するようになることに対し、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sの要素が全部同じ値を有するようになる。

40

【0089】

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。

【0090】

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y₁, y₂, ..., y_{N_R}をベクトルyで次のように表すことにする。

50

【0091】

【数6】

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

【0092】

一方、複数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は、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。

10

【0093】

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。

【0094】

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。

【0095】

図6に示すように、全 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。

【0096】

【数7】

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

20

【0097】

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。

【0098】

【数8】

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

30

【0099】

一方、実際のチャネルは、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。

40

【0100】

【数9】

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

【0101】

50

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複数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。

【0102】

【数10】

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

10

【0103】

一方、チャネルの状態を表すチャネル行列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Hは、 $N_R \times N_T$ 行列になる。

【0104】

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らない。数式的に例を挙げれば、チャネル行列Hのランク (rank (H)) は、次のように制限される。

【0105】

【数11】

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

20

【0106】

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の数と言える。

【0107】

本明細書において、MIMO送信に対する「ランク (Rank)」は、特定の時点及び特定の周波数リソース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 (layer) の数」は、各経路を介して送信される信号ストリームの数を表す。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を送信するから、特別な言及がない限り、ランクは、レイヤの数と同じ意味を有する。

30

40

【0108】

参照信号 (RS: Reference signal)

【0109】

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、送信中に歪むことができる。受信端で歪んだ信号を正確に受信するために、受信された信号の歪みは、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んだ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

50

た信号をパイロット信号または参照信号 (RS: reference signal) という。

【0110】

また、最近大部分の移動通信システムにおいてパケットを送信するとき、いままで一個の送信アンテナと一個の受信アンテナを使用したことから脱皮し、複数送信アンテナと複数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。複数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。

【0111】

移動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、ハンドオーバーなどの無線リソース管理 (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。

【0112】

下り参照信号は、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ーなどの測定などのための一つの共通参照信号 (CRS: common RS) と特定の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) 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、データ復調用のみに使用され、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。

【0113】

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、セル固有基準信号 (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。

【0114】

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

【0115】

CSI-RS構成 (configuration)

【0116】

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がいくつか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 (

10

20

30

40

50

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、特定の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。

【0117】

— `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、または8 CSI-RSポート)

10

【0118】

— `resourceConfig`: CSI-RS割り当てリソース位置に関するパラメータ

【0119】

— `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

【0120】

— `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の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)

20

【0121】

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

【0122】

— `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

30

【0123】

マッシブMIMO (Massive MIMO)

【0124】

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。

40

【0125】

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) とも呼ばれる。

【0126】

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

【0127】

50

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パッシブ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。

【0128】

AASは、アクティブ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。

10

【0129】

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のアクティブアンテナにより3次元ビームパターンを形成できる。

【0130】

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、64個のアンテナ要素 (antenna elements) を有する2次元アクティブアンテナシステムを例示する。

【0131】

20

図7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 $N_t = N_v \cdot N_h$ 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。

【0132】

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。

【0133】

30

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信／受信アンテナを有しているシステムを例示する。

【0134】

図8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3D MIMOシステムを例示する。

【0135】

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。

40

【0136】

また、受信アンテナの観点では、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。

【0137】

図9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。

50

【0138】

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8のように図式化できる。

【0139】

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、アクティブ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) に重み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。

10

【0140】

図9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。

【0141】

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 $+45^\circ$ 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。

20

【0142】

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。

【0143】

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。

【0144】

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。

30

【0145】

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。

40

【0146】

他の一例として、単一のアンテナポートは、複数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。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、複数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の端末に向かうようにすることができる。一般に複数の交差偏波 (cross polarization) アンテナ要素の複数の列 (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

50

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。

【0147】

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のダウンリンク送信でない端末の立場でのダウンリンク送信を示す。

【0148】

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、複数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、それぞれ複数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。

【0149】

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

【0150】

アンテナポート仮想化は、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仮想化は、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。

【0151】

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仮想化効果は、TXRU仮想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。

【0152】

アンテナポート仮想化は、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プリコーダ（または同じTXRU仮想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、複数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仮想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プリコーダは、固有な行列で設計されることができる。

【0153】

TXRU仮想化方法は、1次元TXRU仮想化（1D TXRU virtualization）と2次元TXRU仮想化（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。

【0154】

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トランシーバユニットモデルを例示する。

【0155】

1D TXRU仮想化において、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。

【0156】

10

20

30

40

50

2D TXRU仮想化において、先の図11のアンテナ配列モデル構成(M、N、P)に対応する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の同じ列、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の全個数は、 $M_TXRU \times N \times P$ のようである。

【0157】

TXRU仮想化モデルは、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仮想化(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仮想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。

10

【0158】

図10(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、複数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。

【0159】

図10(b)を参照すると、全域接続(full-connection)モデルの場合、複数の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。

【0160】

20

図10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仮想化重みベクトル(wideband TXRU virtualization weight vector)であり、Wは、広帯域TXRU仮想化重み行列(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。

【0161】

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。

【0162】

30

図10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。

【0163】

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

【0164】

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リソース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リソース構成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リソース構成に対する上位層シグナリングを介して設定される：

40

【0165】

－CSI-RSリソース構成識別子(UEに送信モード10が設定された場合)

【0166】

－CSI-RSポートの数

【0167】

50

- － C S I－R S 構成
- 【0168】
 - － C S I－R S サブフレーム構成 I __ (C S I－R S)
- 【0169】
 - － 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)
- 【0170】
 - － U E に送信モード 10 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。
- 【0171】
 - － 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) .
- 【0172】
 - U E が上位層パラメータ 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。
- 【0173】
 - － U E に送信モード 10 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 仮定に対する上位層パラメータ q c l－C R S－I n f o－r 11 :
- 【0174】
 - － q c l－S c r a m b l i n g I d e n t i t y－r 11 .
- 【0175】
 - － c r s－P o r t s C o u n t－r 11 .
- 【0176】
 - － m b s f n－S u b f r a m e C o n f i g L i s t－r 11 .
- 【0177】
 - 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 , 15] 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。
- 【0178】
 - 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。
- 【0179】
 - 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 [20－31] セットまたは拡張 C P の場合 [16－27] 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。
- 【0180】
 - U E は、C S I－R S リソース構成の 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 されると仮定することができる。
- 【0181】
 - 送信モード 10 及び Q C L t y p e B が設定された U E は、C S I－R S リソース構成に対応する q c l－C R S－I n f o－r 11 と関連したアンテナポート 0－3 を仮定することができ、C S I－R S リソース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 (D o p p l e r s h i f t) 及びドップラー拡散 (D o p p l e r s

10

20

30

40

50

pread) に対して QCL されたと仮定することができる。

【0182】

UE に送信モード 10 及び上位層パラメータ 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 リソースの個数が一つ以上で、QCL type B が設定された場合、UE は、上位層パラメータ 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 リソース構成を受信することを期待しない。

【0183】

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

10

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

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

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

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、上位層パラメータ CDMT type に依存する。

20

【0184】

CDMT type が CDM4 に該当しない場合、以下の数式 12 によるマッピングが行われることができる。

【0185】

【数 12】

30

40

50

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

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

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

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

$$l'' = 0,1$$

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

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

【 0 1 8 6 】

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 3 によるマッピングが行われることができる。

【 0 1 8 7 】

【数 1 3】

30

40

50

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

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

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

10

$$l'' = 0, 1$$

$$k'' = 0, 1$$

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

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

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

20

【0188】

数式13の

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

は、以下の表6により決定される。表3は、CDM4に対するシーケンス

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

を表す。

30

【0189】

【表3】

p'	$N_{\text{ports}}^{\text{CSI}} = 4$	$N_{\text{ports}}^{\text{CSI}} = 8$	$[w_{p'}(0) \ w_{p'}(1) \ w_{p'}(2) \ w_{p'}(3)]$
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]

40

【0190】

OFDMヌメリロジー (numerology)

【0191】

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RAT (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

50

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RATの導入が論議されており、このような技術を「new RAT (NR)」と通称することができる。

【0192】

New RAT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4のOFDMヌメロロジーを有する。

【0193】

【表4】

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

【0194】

Self-contained subframe structure

【0195】

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、第5世代New RATでは、図11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。

【0196】

図11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。

【0197】

図11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。

【0198】

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。

【0199】

図11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

10

20

30

40

50

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、本構造にしたがう場合、データ送信エラー発生時にデータの再送信までに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。

【0200】

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。

【0201】

Analog beamforming

【0202】

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、30 GHz 帯域で波長は、1 cm であって、5 by 5 cm のパネルに 0.5 lambda (波長) 間隔で 2 次元配列形態で全 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。

【0203】

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、周波数リソース別に独立的な beamforming が可能である。しかしながら、100 個余りのアンテナ要素全部に TXRU を設置するには、価格の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。

【0204】

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。

【0205】

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 個のトランシーバーユニット (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 個のデータレイヤ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

10

20

30

40

50

グビームフォーミングが適用される。

【0206】

図12は、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12においてデジタルビームの個数は、L個であり、アナログビームの個数は、N個である場合を例示する。

【0207】

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12において特定の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案まで考慮されている。

10

【0208】

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。

【0209】

図13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。

20

【0210】

図13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ティング方式で送信される物理的リソース(または物理チャネル)をxPBCH(physical broadcast channel)と命名した。

【0211】

図13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13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。

30

【0212】

LTEでのRRM測定

【0213】

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測定情報を要求できる。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。

40

【0214】

[RSRP]

50

【0215】

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）を伝達するリソース要素の電力寄与度（power contributions）（[W]）に対する線形平均（linear average）で定義される。RSRP決定のために、TS 36.211 [3] に応じた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確認に（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。

【0216】

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。

10

【0217】

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より小さくてはならない。

【0218】

[RSRQ]

【0219】

参照信号受信品質（RSRQ）は、 $N \times \text{RSRP} / (\text{E-UTRA 搬送波 RSSI})$ の割合（すなわち、E-UTRA 搬送波 RSSI 対 $N \times \text{RSRP}$ ）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、同じリソースブロック集合に対してなされなければならない。

20

【0220】

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個のリソースブロックに対して、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／測定された全受信電力（[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。

【0221】

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

30

【0222】

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より小さくてはならない。

【0223】

[RSSI]

【0224】

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。

40

【0225】

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。

【0226】

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 より小さくてはならない。

【0227】

前記定義に従って、LTEシステムで動作する端末は、周波数内測定（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

50

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 Block) 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 がいない場合、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／値以内で自由に 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。

10

【0228】

図 14 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。

【0229】

図 14 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 の全アンテナ要素の個数は、 $2 * M * N * M_g * N_g$ 個でありうる。

20

【0230】

新たなコードブック提案

【0231】

New RAT のような環境で、より正確な CSI フィードバックのために、線形結合 (Linear combination)、共分散フィードバック (covariance feedback) などの高いレゾリューション (high resolution) を有するフィードバックが考慮されている。しかしながら、このような高いレゾリューションフィードバックのために要求されるフィードバックペイロードサイズも増加するようになるので、既存の LTE システムの Class A コードブックのような正規レゾリューション (normal resolution) コードブックは、やはり必要でありうる。

30

【0232】

したがって、本発明ではこのような正規レゾリューションに基づいて既存の LTE コードブックの性能を向上させることができる新たなコードブックデザインを提案することにする。

【0233】

図 14 のように、New RAT ではマルチパネル機能がサポートされるが、本明細書では、説明の便宜上、シングルパネルを優先的に考慮してコードブックデザインを提案する。

【0234】

一つのパネル内の 2D アンテナアレイに適用される 2D DFT (Discrete Fourier Transform) ビームは数式 14 のように定義できる。

40

【0235】

【数 14】

50

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

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

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

10

【0236】

ここで、 m_1 と m_2 は各々最初及び2番目のドメインの1D-DFTコードブックインデックスに該当する。また、 N_1 及び N_2 はパネルで各々第1次元(1st dimension)及び第2次元(2nd dimension)の偏波(polarization)別アンテナポート個数に該当し、 o_1 及び o_2 はパネルで各々第1次元(1st dimension)及び第2次元(2nd dimension)のオーバーサンプリング因子(oversampling factor)に該当する。

【0237】

20

数式14のように提案されたコードブックの場合、数式15のようなデュアルステージ構造に従う。

【0238】

【数15】

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

【0239】

ここで、 $\mathbf{W}_1$ (第1のPMI)は長期(long-term)／広帯域(wideband)の特性を示し、主にビームグルーピング及び／又はビーム別広帯域電力制御の役割を遂行する。 $\mathbf{W}_2$ (第2のPMI)は短期(short-term)／サブ帯域(subband)の特性を示し、 $\mathbf{W}_1$ により選択されたビームグループ内でのビーム選択と交差偏波を有するアンテナポートの偏波別位相一致(co-phase)の役割を遂行する。

30

【0240】

図15は、本発明に適用できるRel-13 Class Aコードブックでの各構成(config)別ビームグループパターンを例示する。

【0241】

既存のLTE-Aのコードブックの場合、ビームグループ内の多数のビームの間隔(spacing)が均一(uniform)であるように $\mathbf{W}_1$ を構成することを特徴とする。Rel-13 Class Aコードブックでは2Dアンテナアレイをサポートするために2Dビームグループがサポートされており、この場合にも図15のようにビームの間隔が均一に形成されることが特徴である。

40

【0242】

このような均一パターンにおいて、closed spacedビームグループの場合、角度拡散(angular spread)(最初及び／又は2番目のドメイン)が小さい場合に有利であり、Rel-12のように広く離隔した(widely spaced)ビームグループの場合、角度拡散が大きい場合に有利である。しかしながら、ビーム間隔(spacing)は各コードブック構成(config)別、またはランク別に定まるので、各環境に合うコードブックを各々設定しなければならないという問題点があり、これを解決するために本発明では $\mathbf{W}_1$ グループを不均一(non-uniform)に

50

構成する方法に対して提案する。

【0243】

図16は、本発明の一実施形態に従う $N1=4$ 、 $N2=1$ 、 $O1=8$ の場合のW1グルーピングを例示した図である。特に、図16はW1ビームグループを不均一に構成する方法（例えば、ガウシアン（Gaussian）分布のサンプル）を例示した図である。

【0244】

図16に図示したように、ビームグループは長期（long-term）コードブックインデックス k を中心に $[k-8, k-4, k-1, k, k+1, k+4, k+8]$ で構成できる。前記コードブックインデックスをもっと設定可能な（configurable）パラメータ $O1$ 、 $O2$ とマッチングさせて、ビームグループを

$$\left[k_1 - O_1 \quad k_1 - \frac{O_1}{2} \quad k_1 - 1 \quad k_1 \quad k_1 + 1 \quad k_1 + \frac{O_1}{2} \quad k_1 + O_1 \right]$$

10

または

$$\left[k_1 - 2O_1 \quad k_1 - O_1 \quad k_1 - 1 \quad k_1 \quad k_1 + 1 \quad k_1 + O_1 \quad k_1 + 2O_1 \right]$$

のようにグルーピングすることもできる。ここで、 k_1 は k の最初のドメインW1インデックス、 k_2 は k の2番目のドメインW1インデックスを各々示す。

20

【0245】

前述したグルーピング方式を $O1$ 、 $O2$ の関数で表現すると、

$$\left[k_1 - q_1 O_1 \quad k_1 - q_2 O_1 \quad k_1 - q_3 O_1 \quad k_1 \quad k_1 + q_3 O_1 \quad k_1 + q_2 O_1 \quad k_1 + q_1 O_1 \right]$$

のように表現されることができ、ここで、 $q1$ 、 $q2$ 、及び $q3$ は実数値で事前に定義／設定されるか、または基地局が端末に設定してくれることもできる。前述したビームグルーピング方式は、非直交（non-orthogonal）ビームと直交（orthogonal）ビームが互いに混合されてランク2コードブックを構成する時、細分性（granularity）を高めることができるという特徴を有する。

30

【0246】

前記W1ビームグループデザインは $N1 \geq N2$ の場合に対して提案された方式であり、 $N2 > N1$ の場合のW1ビームグループデザインは前記 $N1 \geq N2$ の場合のW1ビームグループデザインで k_1 インデックスを k_2 インデックスに、 $O1$ インデックスは $O2$ インデックスに各々置換して構成することができる。そして／または、全てのポートレイアウトに対して一つのビームグループが使われることもできる。

【0247】

そして／または、ビームグループを

$$\left[k_1 - p_3 \quad k_1 - p_2 \quad k_1 - p_1 \quad k_1 \quad k_1 + p_1 \quad k_1 + p_2 \quad k_1 + p_3 \right]$$

40

のように一般化し、かつビーム間隔パラメータ（beam spacing parameter） $p1$ 、 $p2$ 、及び $p3$ を基地局により設定可能（configurable）に定義するか、または事前に基地局及び端末間に約束することができる。そして／または、前述した方式を混用して、ビームグループを構成する要素のうち、特定要素（例えば、 $p1$ 及び $p2$ ）は特定値に設定し、かつ他の要素（例えば、 $p3$ ）は $O1$ の実数倍に設定されることも考慮できる。例えば、ビームグループが

$$\left[k_1 - q_1 O_1 \quad k_1 - p_2 \quad k_1 - p_1 \quad k_1 \quad k_1 + p_1 \quad k_1 + p_2 \quad k_1 + q_1 O_1 \right]$$

50

のように構成されることができ、ここで q_1 、 p_1 、及び p_2 は事前に約束するか、または基地局が上位層シグナリングで端末に設定することができる。

【0248】

k_1 及び k_2 インデックスはビームグループ間隔パラメータ ($group\ spacing\ parameter$) s_1 及び s_2 により定まることができる。例えば、 $s_1 = 2$ 、 $s_2 = 2$ の場合、 k_1 インデックスは $0, 2, 4, \dots, N_{101}/s_1 - 1$ に、 k_2 インデックスは $0, 2, 4, \dots, N_{202}/s_2 - 1$ のように決定できる。動作の面で、 N_{101} 及び $\diagup$ 又は N_{202} の値を超過するビームインデックスに対しては ' $modulo\ N_{101}$ ' または ' $modulo\ N_{202}$ ' 演算を適用して k_1 及び k_2 インデックスを計算することができる。

10

【0249】

前述した W_1 を後述する W_2 デザインと結合する場合、LTE とは異なるようにランク 1 及び 2 が互いに異なるビームグループを有する特徴を有することができる。即ち、ランク 1 及び $\diagup$ 又は 2 コードブックは前述したビームグループの全体または部分集合で構成できる。

【0250】

一例に、ランク 1 のビームグループは

$$\left[k_1 - \frac{O_1}{2} \quad k_1 - 1 \quad k_1 + 1 \quad k_1 + \frac{O_1}{2} \right]$$

20

で、ランク 2 のビームグループは

$$\left[k_1 - O_1 \quad k_1 - \frac{O_1}{2} \quad k_1 - 1 \quad k_1 \quad k_1 + 1 \quad k_1 + \frac{O_1}{2} \quad k_1 + O_1 \right]$$

で各々構成できる。

【0251】

更に他の実施形態に、ランク 1 の場合、不均一なビームグループに

$$[k_1, k_1 + 1, k_1 + \frac{O_1}{2}, k_1 + O_1]$$

30

が使われることもできる。このようなビームグループを用いた W_1 行列の形態は、次の数式 16 の通りである。数式 16 は、各偏波別にコードワードが同一であることを特徴とする。

【0252】

【数 16】

$$W_1 = \begin{bmatrix} \tilde{W}_1 & 0 \\ 0 & \tilde{W}_1 \end{bmatrix}$$

40

$$\tilde{W}_1 = \begin{bmatrix} b_{k_1-8} & b_{k_1-4} & b_{k_1-1} & b_{k_1} & b_{k_1+1} & b_{k_1+4} & b_{k_1+8} \end{bmatrix}$$

【0253】

ここで、 b は図 16 で 1D-DFT ビームを示し、数式 14 の

50

$$\frac{\mathbf{v}_i}{\sqrt{N_1}} = \mathbf{b}_i$$

のように定義できる。

【0254】

前記コードブックデザインは2Dに拡張適用されることができ、設計原理は1D設計と類似している。2DにW1のビームパターンを拡張する場合、最初及び2番目のドメインの角度拡散 (angular spread) が全て大きくて、これを全てコードブックに反映しなければならない場合に有利でありうる。このような2D拡張の例に、図17に図示されたパターンが考慮できる。

10

【0255】

図17は、本発明の一実施形態に従うN1=4、N2=2、O1=4、O2=4の場合のW1グルーピングを例示した図である。

【0256】

図17(a)のパターンは1D W1パターンを複写して2Dをカバーする実施形態であり、これを用いる場合、W2のペイロードが2倍増加するという短所がある。

【0257】

図17(b)のパターンは、数式17のように、不均一パターンに対応するビームが互いに異なる2番目のビームインデックスを有しながら、2Dドメインをspanする場合を示す。

20

【0258】

【数17】

$$\left[(k_1 - O_1, k_2) \quad (k_1 - \frac{O_1}{2}, k_2 + 1) \quad (k_1 - 1, k_2) \quad (k_1, k_2) \quad (k_1 + 1, k_2) \quad (k_1 + \frac{O_1}{2}, k_2 + 1) \quad (k_1 + O_1, k_2) \right]$$

【0259】

この際、ランク1の場合、

$$\left[(k_1 - \frac{O_1}{2}, k_2 + 1) \quad (k_1 - \frac{O_1}{2}, k_2 + 1) \quad (k_1, k_2 + 1) \quad (k_1 + \frac{O_1}{2}, k_2 + 1) \right]$$

30

のビームグループが使われることができ、ランク2の場合、後述するように、同一なビームの組合せでランク2を作るためのビーム候補として前記ビームグループ（即ち、ランク1のビームグループ）が使われることができる。例えば、ランク1のビームグループのうち、b=(x、y)ビームが選択された場合、ランク2コードブックは

$$[b \ b ; \phi_n * b - \phi_n * b]$$

40

のように構成できる。

【0260】

また、(数式17のような)前記ビームの組合せのうち、互いに異なるビームの組合せで構成されるランク2の場合、

$$((k_1 - O_1, k_2), (k_1, k_2)), ((k_1 + O_1, k_2), (k_1, k_2)), ((k_1 - \frac{O_1}{2}, k_2), (k_1 + \frac{O_1}{2}, k_2))$$

のような3種類の候補の組合せが使われることができる。

【0261】

50

更に他の実施形態に、図 17 (c) のようなビームグループが使われることができる。
この際、ランク 1 の場合、

$$\left[\left(k_1 - \frac{O_1}{2}, k_2 + 1 \right) \quad \left(k_1 - \frac{O_1}{2}, k_2 + 1 \right) \quad (k_1, k_2 + 1) \quad \left(k_1 + \frac{O_1}{2}, k_2 + 1 \right) \right]$$

のビームグループが使われることができ、ランク 2 の場合、後述するように、同一なビームの組合せでランク 2 を作るためのビーム候補として前記ビームグループ（即ち、ランク 1 のビームグループ）が使われることができる。

【0262】

また、（数式 17 のような）前記ビームの組合せのうち、互いに異なるビームの組合せで構成されるランク 2 の場合、

$$((k_1 - O_1, k_2), (k_1, k_2)), ((k_1 + O_1, k_2), (k_1, k_2)), ((k_1 - \frac{O_1}{2}, k_2 + 1), (k_1 + \frac{O_1}{2}, k_2 + 1))$$

のような 3 種類の候補の組合せが使われることができる。

【0263】

更に他の実施形態に、図 17 (d) のようなビームグループが使われることができる。
この際、ランク 1 の場合、

$$[(k_1 - 1, k_2 - 1) \quad (k_1 - 1, k_2 + 1) \quad (k_1 + 1, k_2 - 1) \quad (k_1 + 1, k_2 + 1)]$$

のビームグループが使われることができ、ランク 2 の場合、後述するように、同一なビームの組合せでランク 2 を作るためのビーム候補として前記ビームグループ（即ち、ランク 1 のビームグループ）が使われることができる。

【0264】

また、（数式 17 のような）前記ビームの組合せのうち、互いに異なるビームの組合せで構成されるランク 2 の場合、

$$((k_1 - O_1, k_2), (k_1, k_2)), ((k_1 + O_1, k_2), (k_1, k_2)), ((k_1 - \frac{O_1}{2}, k_2 + 1), (k_1 + \frac{O_1}{2}, k_2 + 1))$$

のような 3 種類の候補の組合せが使われることができる。

【0265】

図 17 (c) 及び (d) は、図 17 (b) より W1 がカバーする 2 番目のドメイン領域が広いので、2 番目のドメインの角度拡散が大きい場合に一層有利に適用できる。前記提案する W1 パターンのうち、どんなパターンが適用／使用されるかは、上位層（例えば、RRC または MAC CE）にシグナリングされるか、または事前に一つの特定期間コードブックに約束／定義できる。

【0266】

そして／または、アンテナポートレイアウトによって 1D 不均一 W1 コードブックを使用するのか、2D 不均一 W1 コードブックを使用するのかが決定できる。即ち、端末は N2 = 1（または、N1 = 1）の場合、提案された 1D コードブックまたは 1D に適合したコードブック（例えば、Class A 構成 (Config) 1 または 4）を使用し、N2 > 1 の場合、2D 不均一コードブックまたは 2D W1 パターンを有する（または 2D に適合した（例えば、Class A 構成 (Config) 2 または 3）コードブックを使用するように設定／適用できる。

【0267】

W2 は与えられた W1 に対するビーム選択子 (beam selector) と位相一

10

20

30

40

50

致に構成される。

【0268】

ランク1の場合、 W_2 はLTEと類似するように

$$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_i \\ \phi_n \mathbf{e}_i \end{bmatrix}$$

のように定義できる。ここで、

$$\mathbf{e}_k$$

10

はk番目の要素のみ‘1’の値を有し、残りは‘0’の値を有する選択ベクトルであり、

$$\phi_n$$

は偏波アンテナポートグループ間の位相一致の役割を遂行し、値は{1、j、-1、-j}でありうる。

【0269】

ランク2の場合、 W_2 は

$$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_i & \mathbf{e}_j \\ \phi_n \mathbf{e}_i & -\phi_n \mathbf{e}_j \end{bmatrix}$$

20

のような構造を有するようになり、iとjの値は互いに同一であることもあり、異なることもある（即ち、ランク2を構成する二つの直交ビームが同一であることもあり、異なることもあることを意味する）。

【0270】

先に、

$$i = j$$

30

の場合を説明する。この場合、二つの層はWalshコードにより直交性(orthogonality)が保証される。前記コードブックをSU(Single User)-MIMOの観点からcapacity数式に代入すれば、数式18の通りである。

【0271】

【数18】

$$\log_2 |\mathbf{I} + \mathbf{P}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{P}|$$

$$= \log_2 |\mathbf{I} + \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{P}^H \mathbf{H}^H| \quad (\because \det(\mathbf{I}_m + \mathbf{A} \mathbf{B}) = \det(\mathbf{I}_n + \mathbf{B} \mathbf{A}))$$

40

【0272】

ここで、A及びBは各々m×nサイズ行列及びn×mサイズ行列に該当し、I_aはa orderを有する単位行列に該当し、superscript Hはconjugate transposeを示す。

【0273】

ここで、プリコーダP(W=W₁W₂)を任意の行列で示すと、数式19の通りである。

【0274】

【数19】

50

$$\begin{aligned}
\mathbf{P} &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_i & \mathbf{w}_i \\ \phi_n \mathbf{w}_i & -\phi_n \mathbf{w}_i \end{bmatrix} \\
\mathbf{P}\mathbf{P}^H &= \left(\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \phi_n & -\phi_n \end{bmatrix} \otimes \mathbf{w}_i \right) \left(\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \phi_n & -\phi_n \end{bmatrix} \otimes \mathbf{w}_i \right)^H \\
&= \left(\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \phi_n & -\phi_n \end{bmatrix} \otimes \mathbf{w}_i \right) \left(\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \phi_n & -\phi_n \end{bmatrix}^H \otimes \mathbf{w}_i^H \right) \\
&= \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 1 + \phi_n^2 \end{bmatrix} \otimes (\mathbf{w}_i \otimes \mathbf{w}_i^H) \quad \because (\mathbf{A} \otimes \mathbf{B})(\mathbf{C} \otimes \mathbf{D}) = (\mathbf{AC}) \otimes (\mathbf{BD}).
\end{aligned}$$

10

【0275】

数式19を参照すると、

 ϕ_n

20

の絶対値が同一である限り、同一なビームを選択してランク2（または、ランク2コードブック／W2）を構成してもS U M I M O性能には何らの影響を及ぼさない。したがって、本発明では同一なビームを選択してランク2コードブックを構成する場合、位相一致（c o - p h a s e）の値を特定の値

（例えば、 $\phi_n = 1$ ）

に固定することを提案する。

【0276】

 $i \neq j$

30

の場合、ランク2コードブックの直交性を保証するために、W1を構成するビームのうち、互いに直交するビームを選択／組み合わせてランク2コードブックを構成することを提案する。即ち、例えば、図16を参照して前述したW1を構成方法の例のうち、 $\{k+4, k-4\}$ 、 $\{k+8, k\}$ 、 $\{k, k-8\}$ などの組合せ／選択で残りのランク2のコードワードが構成できる。この場合、位相一致値にはQ P S K（例えば、 $\{1, j, -1, -j\}$ ）が全て使われることができる。

【0277】

即ち、提案するランク2コードブックは同一なビームを組み合わせてコードブックを構成する場合と、互いに異なる直交ビームを組み合わせてコードブックを構成する場合によって適用される位相一致（c o - p h a s e）の値が互いに異なるように設定されることをその特徴とする。これは、ランク2コードブックを構成する場合において、同一なビームを組み合わせて構成する場合と、互いに異なる直交ビームを組み合わせて構成する場合別に適用可能な位相一致値の細分性（g r a n u l a r i t y）は互いに異なるように設定／定義できることを意味する。即ち、同一なビームが組み合わされて構成されたランク2コードブックに対する位相一致値の細分性は、互いに異なるビームが組み合わされて構成されたランク2コードブックに対する位相一致値の細分性より低く設定／定義できる。例えば、前者の場合、一つ

40

50

(例えば、 $\phi_n = 1$)

の位相一致代表値のみ設定／使われることができ（この場合、位相一致フィードバックのために必要なビットサイズは $1 - \text{bit}$ ）、後者の場合、QPSKに基づいて全4個

(例えば、 $\phi_n = \{1, j, -1, -j\}$)

の位相一致値が使われることができる（この場合、位相一致フィードバックのために必要なビットサイズは $2 - \text{bits}$ ）。これは、ランク2コードブックを構成するビームが同一であるか、または異なるかによって適用可能な位相一致値のフィードバックビット／細分性または候補群（候補数）が互いに異なるように決定されることと解釈されることもできる。これは、ランク数が3以上に拡張されるにつれて複数のビームサブグループが端末により選択される場合、該当ビームサブグループが同一であるか、または異なるかによって位相一致の細分性が異なるように設定される場合に拡張されることができ、これに関しては図30及び図31を参照して以下で後述する。

【0278】

$$\mathbf{W}^{(2)}_{2i_{11}-\frac{Q_1}{2}, 2i_{12}, 2i_{11}+\frac{Q_1}{2}, 2i_{12}, 2}, \mathbf{W}^{(2)}_{2i_{11}+\frac{Q_1}{2}, 2i_{12}, 2i_{11}-\frac{Q_1}{2}, 2i_{12}, 0}$$

を比較して見ると、コードブック行列を構成する各列の値は同一であり、互いに順序のみ変わった permutation 形態であることが分かる。Permutation はコードブック性能に影響を及ぼさないので、本発明ではこれを区分せず、QPSKに基づいた位相一致値を提案した。

【0279】

前記提案するコードブックは表5及び表6の通りである。

【0280】

10

20

30

40

50

【表 5】

i_2	0	1	2	3
i_{11}, i_{12}	$\mathbf{W}_{2i_{11}-\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 0}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}-\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 1}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}-\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 2}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}-\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 3}^{(1)}$
i_2	4	5	6	7
i_{11}, i_{12}	$\mathbf{W}_{2i_{11}-1, 2i_{12}, 0}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}-1, 2i_{12}, 1}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}-1, 2i_{12}, 2}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}-1, 2i_{12}, 3}^{(1)}$
i_2	8	9	10	11
i_{11}, i_{12}	$\mathbf{W}_{2i_{11}+1, 2i_{12}, 0}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}+1, 2i_{12}, 1}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}+1, 2i_{12}, 2}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}+1, 2i_{12}, 3}^{(1)}$
i_2	12	13	14	15
i_{11}, i_{12}	$\mathbf{W}_{2i_{11}+\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 0}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}+\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 1}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}+\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 2}^{(1)}$	$\mathbf{W}_{2i_{11}+\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 3}^{(1)}$
where $\mathbf{W}_{m_1, m_2, n}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2N_1N_2}} \begin{bmatrix} v_{m_1} \otimes u_{m_2} \\ \varphi_n v_{m_1} \otimes u_{m_2} \end{bmatrix}, \varphi_n = \exp\left(\frac{j2\pi n}{4}\right)$				

【0281】

10

20

30

40

50

【表 6】

i_2	0	1	2	3
i_{11}, i_{12}	$W_{2i_{11}-\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 2i_{11}-\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 0}^{(2)}$	$W_{2i_{11}-1, 2i_{12}, 2i_{11}-1, 2i_{12}, 0}^{(2)}$	$W_{2i_{11}+1, 2i_{12}, 2i_{11}+1, 2i_{12}, 0}^{(2)}$	$W_{2i_{11}+\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 2i_{11}+\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 0}^{(2)}$
i_2	4	5	6	7
i_{11}, i_{12}	$W_{2i_{11}-\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 2i_{11}+\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 0}^{(2)}$	$W_{2i_{11}-\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 2i_{11}+\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 1}^{(2)}$	$W_{2i_{11}-\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 2i_{11}+\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 2}^{(2)}$	$W_{2i_{11}-\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 2i_{11}+\frac{O_1}{2}, 2i_{12}, 3}^{(2)}$
i_2	8	9	10	11
i_{11}, i_{12}	$W_{2i_{11}-O_1, 2i_{12}, 2i_{11}, 2i_{12}, 0}^{(2)}$	$W_{2i_{11}-O_1, 2i_{12}, 2i_{11}, 2i_{12}, 1}^{(2)}$	$W_{2i_{11}-O_1, 2i_{12}, 2i_{11}, 2i_{12}, 2}^{(2)}$	$W_{2i_{11}-O_1, 2i_{12}, 2i_{11}, 2i_{12}, 3}^{(2)}$
i_2	12	13	14	15
i_{11}, i_{12}	$W_{2i_{11}, 2i_{12}, 2i_{11}+O_1, 2i_{12}, 0}^{(2)}$	$W_{2i_{11}, 2i_{12}, 2i_{11}+O_1, 2i_{12}, 1}^{(2)}$	$W_{2i_{11}, 2i_{12}, 2i_{11}+O_1, 2i_{12}, 2}^{(2)}$	$W_{2i_{11}, 2i_{12}, 2i_{11}+O_1, 2i_{12}, 3}^{(2)}$
$W_{m_1, m_2, m_1', m_2', n} = \frac{1}{2\sqrt{N_1 N_2}} \begin{bmatrix} v_{m_1} \otimes u_{m_2} & v_{m_1'} \otimes u_{m_2'} \\ \varphi_n v_{m_1} \otimes u_{m_2} & -\varphi_n v_{m_1'} \otimes u_{m_2'} \end{bmatrix}, \varphi_n = \exp\left(\frac{j2\pi n}{4}\right)$ where				

【0282】

前記表で、 i_{11} は k_1 と同一であり、 i_{12} は k_2 と同一である。

【0283】

表 5 は

$$\begin{bmatrix} k_1 - O_1 & k_1 - \frac{O_1}{2} & k_1 - 1 & k_1 & k_1 + 1 & k_1 + \frac{O_1}{2} & k_1 + O_1 \end{bmatrix}$$

のビームグループに基づいて作成したコードブック例であり、これを

$$\begin{bmatrix} k_1 - p_3 & k_1 - p_2 & k_1 - p_1 & k_1 & k_1 + p_1 & k_1 + p_2 & k_1 + p_3 \end{bmatrix}$$

などのように拡張適用できることは勿論である。

【0284】

表 5 及び表 6 のコードブックで、 $s_1 = 2$ 、 $s_2 = 2$ 設定が仮定／適用されたが、より高い性能のために $s_1 = 1$ 、 $s_2 = 2$ 設定が仮定／適用できる。また、表 5 と表 6 のコードブックは、W2 のペイロードを 4 bits と仮定して構成されたが、本明細書で提案された原理を活用して、より大きい小さい W2 ペイロードサイズまで拡張適用できることは勿論である。

【0285】

より具体的に、W1 のビームグループは

10

20

30

40

50

$$\begin{bmatrix} k_1 - \frac{O_1}{2} & k_1 - 1 & k_1 + 1 & k_1 + \frac{O_1}{2} \end{bmatrix}$$

のように４個のビームで構成されたビームグループで構成され、ランク２の場合、

$$\begin{bmatrix} k_1 - O_1 & k_1 - \frac{O_1}{2} & k_1 - 1 & k_1 & k_1 + 1 & k_1 + \frac{O_1}{2} & k_1 + O_1 \end{bmatrix}$$

のように７個のビームで構成されたビームグループで構成されることができ、コードブックの場合、LTEとは異なり、ランク１及び２が互いに異なるビームグループを用いるという特徴を有する。

【０２８６】

前記表で、

$$2i_{11} - O_1$$

のようなインデックスが負の数値を有するなど、GoB (Grid of beams) (m1 = 0, . . . , O1N1 - 1, m2 = 0, . . . , O2N2 - 1) から外れる場合に、該当インデックス値に対して modulo N1O1 または modulo N2O2 の演算が適用されることができ、前記表では説明の便宜上省略した。

【０２８７】

前述したように、本発明はSU-MIMOに焦点を合せて提案された。MU (Multi User) -MIMOの場合、チャンネル情報をより多様に表現できる（即ち、細分性の高い）コードブックを使用することが効果的でありうる。また、geometryの十分に良い端末の場合、MUにサポートを受けてもチャンネル推定エラーによるストリーム間干渉 (inter-stream interference) の影響がgeometryの低い端末に比べて小さいことがある。したがって、端末は自身がMUにサポートを受けるのか、SUにサポートを受けるのかを基地局に知らせることができ、これによって、異なるレゾリューション (resolution) のコードブック（例えば、位相一致の cardinality/granularityが異なる）を用いてCSIを報告することができる。または、基地局は、端末がSUまたはMU-MIMOのサポートを受けるかによってW2サイズが異なるコードブックを端末に設定してくれることもできる。

前述したコードブックデザイン原理はW1のビームグループが二つのビーム (L = 2) で構成された場合にも適用可能である。即ち、L = 2 の場合のビームパターン例示は図１８の通りである。

【０２８８】

図１８は、本発明の一実施形態に従うL = 2 の場合のW1ビームグルーピングを例示する。

【０２８９】

本例で、ランク１の場合、

$$\mathbf{W}_2^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_i \\ \phi_n \mathbf{e}_i \end{bmatrix}$$

となり、この際、

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

となる。ランク 2 の場合、

$$\mathbf{W}_2^{(2)} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_i & \mathbf{e}_j \\ \phi_n \mathbf{e}_i & -\phi_n \mathbf{e}_j \end{bmatrix}, i, j \in \{1, 2\}$$

となり、コードブック（または、 $\mathbf{W}_2$ ）構成のために選択されたビームが同一なビームである場合と互いに異なるビームである場合別に位相一致値の細分性は異なるように設定できることは前述した通りである。例えば、

$$\mathbf{e}_i = \mathbf{e}_j, \phi_n = \{1, j\}$$

（同一なビームが選択／利用される場合）及び

$$\mathbf{e}_i \neq \mathbf{e}_j, \phi_n = \{1, j, -1, -j\}$$

（互いに異なるビームが選択／利用される場合）のような位相一致値に基づいてコードブックを構成することができる。本例示で、ランク 1 とランク 2 の $\mathbf{W}_2$ ペイロードサイズは 3 - b i t s となる。

【0290】

図 18 で、 p_1 と p_2 は $\mathbf{W}_1$ を構成するビームグループで最初のドメインと 2 番目のドメインでのビーム間の間隔 (s p a c i n g) を意味する。ビーム間の間隔は、例えば、32 ポートのように最終ビームが非常に s h a r p な場合、ビーム間隔が非常に小さくて、ビーム選択、他のビーム組合せでコードブックを構成する場合に多くの性能利得を提供できない。したがって、 p_1 及び p_2 は N_{101} と N_{202} の値によって決定できる（例えば、 $N_{i0i} < 16$ の場合、 $p_i = 1$ 、 $16 \leq N_{i0i} < 32$ の場合、 $p_i = 2$ 、 $N_{i0i} \geq 32$ の場合、 $p_i = 4$ などのように設定）。そして／または、端末が特定の p_1 及び p_2 の値を基地局に報告するか、または基地局が上位層シグナリングで端末に設定してくれることもできる。前記の方式は L の値が多様な場合にも拡張適用可能である（例えば、 $L = 4, 6, 7, 8, \dots$ ）。

【0291】

以下、複数アンテナを活用するマルチランク転送のためのコードブックを提案する。コードブック設計において、必要な変数を一般化して定義した後、本コードブックが適用できる事例を紹介する。以下で提案するコードブックは二重コードブック構造で構成され、DFT 行列を活用して設計される。

【0292】

まず、本発明の設計方式及び具体的な適用例を挙げるためのチャンネルモデルを記述する。チャンネルモデルは 3GPP で発表した TR 36.873 文書の 3D SCM (3 - d i m e n s i o n a l s p a t i a l c h a n n e l m o d e l) を適用した。3D SCM はクラスター及び端末の位置分布を実際と類似するように 3 次元で表現したチャンネルモデルであって、このように生成された環境を用いて複数経路転送を可能にするので、MIMO 転送環境のチャンネルを表現することに適している。3D SCM のチャンネルモデルは、図 19 のように表現できる。

【0293】

図 19 は、本発明の一実施形態に従う 3D SCM が適用された MIMO 低送モデルを示す。図 19 で、 ϕ は基地局と UE との間の方位角を示す。

【0294】

まず、 N 個の受信アンテナを装着した k 番目の UE のダウンリンクチャンネル行列を

$$\mathbf{H}_k = [\mathbf{h}_1^T \mathbf{h}_2^T \dots \mathbf{h}_N^T]^T$$

10

20

30

40

50

と仮定し、この際、

$$\mathbf{h}_n = [h_{n,1} \ h_{n,2} \ \cdots \ h_{n,M}]$$

は n 番目の受信アンテナで M 個の送信アンテナから受けるチャネルベクトルを意味する。転送される独立的数据レイヤの個数である転送ランクを R とした時、 k 番目の $U E$ のビームフォーミング行列を

$$\mathbf{V}_k = [\mathbf{v}_1^T \ \mathbf{v}_2^T \ \cdots \ \mathbf{v}_R^T]^T$$

10

と仮定する。この際、

$$\mathbf{V}_r$$

は r 番目の転送レイヤのビームフォーミングベクトルを意味する。この場合、 K 個の端末が存在する複数ユーザ $MIMO$ 、即ち $multi-user \ MIMO$ ($MU-MIMO$) 転送環境で、 k 番目の端末が受信する信号は数式 20 のように表現できる。

【0295】

【数20】

20

$$y_k = \mathbf{H}_k \mathbf{V}_k \mathbf{x}_k + \sum_{j \neq k}^K \mathbf{H}_j \mathbf{V}_j \mathbf{x}_j + \mathbf{n}_k$$

【0296】

ここで、

$$\mathbf{X}_k = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_R]^T$$

30

は転送データベクトル、

$$\mathbf{n}_k$$

は k 番目の端末のガウシアン雑音ベクトルを意味する。

【0297】

ビームフォーミング行列

$$\mathbf{V}_k$$

40

の候補である Q 個のコードワードを含むコードブック

$$\mathbf{W} = \{\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \cdots, \mathbf{W}_Q\}$$

の性能を評価するために、平均相関度 μ を数式 21 のように定義できる。

【0298】

【数21】

50

$$\mu = E [\det (\mathbf{V}_k^H \bar{\mathbf{H}}_k^H \bar{\mathbf{H}}_k \mathbf{V}_k)]$$

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{W}_{n_k}, n_k = \arg \max_l \det (\mathbf{W}_l^H \bar{\mathbf{H}}_k^H \bar{\mathbf{H}}_k \mathbf{W}_l)$$

【0299】

ここで、

$$\bar{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k / \|\mathbf{H}_k\|$$

10

は、電力正規化されたチャネル行列であり、

$$\mathbf{V}_k$$

はコード平均相関度を最大化するコードワードを意味する。

【0300】

信号対干渉及び雑音比率（SINR） γ に対し、コード化されたチャネル容量数式を用いてコードブックの性能を評価することも可能であり、コード化されたチャネル容量は数式22のように定義できる。

20

【0301】

【数22】

$$C = E [\log_2 (\mathbf{I} + \gamma \mathbf{V}_k^H \bar{\mathbf{H}}_k^H \bar{\mathbf{H}}_k \mathbf{V}_k)]$$

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{W}_{n_k}, n_k = \arg \max_l \det (\mathbf{I} + \gamma \mathbf{V}_k^H \bar{\mathbf{H}}_k^H \bar{\mathbf{H}}_k \mathbf{V}_k)$$

【0302】

ここで、

$$\mathbf{I}$$

30

は単位行列である。

【0303】

本発明の説明の前に、本発明の他にDFT行列に基づいて二重コードブック構造を有する既存コードブックに対して先に叙述する。

【0304】

1) LTEリリース10 8-Txコードブック

【0305】

LTEリリース10 8-Txコードブック

$$\mathbf{W}$$

は長期コードブック

$$\mathbf{W}_1$$

と短期コードブック

$$\mathbf{W}_2$$

50

の積

(即ち、 $W = W_1 W_2$)

で構成される二重コードブック構造を有し、 $4 \times 3 \times 2$ DFT 行列 B を活用して設計された。この際、DFT 行列

$$B = [b_0 \ b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_{31}]$$

のように構成され、各々の列ベクトルは数式 2 3 を満たす。

【0 3 0 6】

【数 2 3】

$$b_n = \frac{1}{2} [1 \ e^{j2\frac{\pi}{32}n} \ e^{j2\frac{2\pi}{32}n} \ e^{j2\frac{3\pi}{32}n}]^T, n = 0, 1, \dots, 31$$

【0 3 0 7】

連続した 4 個の

b_n

からなるビームパターン

X^k

は数式 2 4 を満たす。

【0 3 0 8】

【数 2 4】

$$X^k = [b_{2k} \ b_{2k+1} \ b_{(2k+2) \bmod 32} \ b_{(2k+3) \bmod 32}], k = 0, 1, \dots, 15$$

【0 3 0 9】

長期コードブックは、数式 2 5 のように定義される。

【0 3 1 0】

【数 2 5】

$$W_1^k = [X^k \ 0; 0 \ X^k], k = 0, 1, \dots, 15$$

【0 3 1 1】

基地局は 16 個の

W_1

のうち、基地局とユーザとの間の長期チャネル特性に適合した一つの

W_1

を選択する。

W_2
はPMIとして選択された
 W_1

で各々のレイヤに該当するコードベクトルを指定し、交差偏波アンテナ間の交差位相差（‘位相一致（c o - p h a s e）’と称されることもできる）を決定し、これは二重ランク転送時、数式26のように定義される。

【0312】

【数26】

$$W_2 \in \frac{1}{\sqrt{2}} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{e}_m & \mathbf{e}_n \\ \mathbf{e}_m & -\mathbf{e}_n \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \mathbf{e}_m & \mathbf{e}_n \\ j\mathbf{e}_m & -j\mathbf{e}_n \end{bmatrix} \right\},$$

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

【0313】

ここで、

$\mathbf{e}_n$

はn番目の要素が1であり、残りの要素が0である4×1ベクトルであって

$$(n=1, 2, 3, 4)$$

、選択された

W_1

の4個のコードベクトルのうちの一つのコードベクトルを選択する役割をする。交差位相差値には

$$1, j$$

を使用する。一般的に、コードワード

W

は数式27を満たす。

【0314】

【数27】

$$\mathbf{w} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_m & \mathbf{b}_n \\ \phi \mathbf{b}_m & -\phi \mathbf{b}_n \end{bmatrix}, \mathbf{w} \in W$$

【0315】

数式27で、

$\mathbf{b}_m$ と $\mathbf{b}_n$

は数式 23 で定義されたベクトルのうちの一つに決定／定義され、 ϕ は交差位相差を意味する。

【0316】

基準インデックス k を

W_1

の最初の列ベクトルである DFT 行列 B のインデックスとする時、表 7 は基準インデックス k に従う LTE リリース 10 8-Tx コードブックの構造（または、LTE リリース 10 8-Tx コードブックのコードベクトルインデックス）を示したものである。

【0317】

【表 7】

Index	m	n	ϕ	Index	m	n	ϕ
0	k	k	1	0	k	k	j
1	$k+1$	$k+1$	1	1	$k+1$	$k+1$	j
2	$k+2$	$k+2$	1	2	$k+2$	$k+2$	j
3	$k+3$	$k+3$	1	3	$k+3$	$k+3$	j
4	k	$k+1$	1	4	k	$k+1$	j
5	$k+1$	$k+2$	1	5	$k+1$	$k+2$	j
6	k	$k+3$	1	6	k	$k+3$	j
7	$k+1$	$k+3$	1	7	$k+1$	$k+3$	j

【0318】

2)

Full W_2 search

【0319】

Full W_2 search

は LTE リリース 10 8-Tx コードブックの PMI 構造を変更して性能を改善した方式であって、長期コードブック

W_1

は LTE リリース 10 8-Tx コードブックの方式と同一であるが、

W_2

構造に数式 28 のような変化を与えた。

【0320】

【数 28】

$$W_2 = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{e}_{m_1} & \mathbf{e}_{n_1} \\ \phi \mathbf{e}_{m_2} & -\phi \mathbf{e}_{n_2} \end{bmatrix}, m_1, m_2, n_1, n_2 \in \{1, 2, 3, 4\}, \phi \in \{1, -1, j, -j\}$$

【0321】

数式 28 は、与えられた

W_1

で作ることができる全ての場合の組合せを意味し、選択された

W_1

内では最高の性能を示す。

【0322】

3)

$W_1 + W_2$ search

【0323】

$W_1 + W_2$ search

は LTE リリース 10 8-Tx コードブックの拡大集合で数式 29 のようなコードブック構造を有する。

【0324】

【数 29】

$$W = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_m & \mathbf{b}_n \\ \phi \mathbf{b}_m & -\phi \mathbf{b}_n \end{bmatrix}, m, n = 0, 1, \dots, 31, \phi \in \{\pm 1, \pm j\}$$

【0325】

数式 29 の構造を有し、この際、

$\mathbf{b}_m$ と $\mathbf{b}_n$

は数式 23 で定義されたベクトルのうちの一つに決定／定義できる。即ち、

$W_1 + W_2$ search

は LTE リリース 10 8-Tx コードブックの要素を活用して作ることができる最適のコードブックであることを意味する。しかしながら、

$W_1 + W_2$ search

のフィードバックオーバーヘッドは 12 ビットで、相対的に高い複雑度を有する。

【0326】

4) Schobert コードブック

【0327】

Schobert コードブックの場合、

W_1 と W_2

の構造は

Full W_2 search

方式と同一であるが、

$$|m_1 - m_2| = |n_1 - n_2|$$

、

co-phasing $|\Phi|=1$

10

という条件が追加され、これを満たす全127種類の場合の数が存在する。そのうち、最適の性能を出す16個の値を用いてSchobertコードブックが構成できる。

【0328】

LTEリリース10 8-Txコードブックのような既存のコードブックは、コードベクトルのインデックスが長期コードブック

W_1

に限定されて

20

W_1

に非常に依存的であったが、探索複雑度が低いという長所が存在する。一方、

$W_1 + W_2$ search

の場合、選択されるコードベクトルが

W_1

30

に限定されないが、複雑度が非常に高いという短所が存在する。したがって、以下では前記2つのコードブックの長所が適用されたコードブックを提案することにする。

【0329】

図20は、

$W_1 + W_2$ search

遂行時に選択されるコードベクトルインデックス間の距離のPMF (Probability mass function) を例示する。

40

【0330】

特に、図20はセル全体に分布した端末に対し、

$W_1 + W_2$ search

遂行時、各端末の最初の転送レイヤコードベクトルインデックスmと2番目の転送レイヤのコードベクトルインデックスnの差を示す。端末の方位角を特定値に指定しても図20と類似の傾向を示す。

【0331】

図20の結果を参照すると、最初の転送レイヤと2番目の転送レイヤのコードベクトル

50

インデックス差の値が最小 0 から最大 3 である L T E リリース 1 0 8 - T x コードブックとは非常に異なる傾向を示すことが分かる。したがって、本提案コードブックの場合、L T E リリース 1 0 8 - T x コードブックとは異なり、選択されるコードベクトルの範囲を拡張する必要がある。

【 0 3 3 2 】

また、最初のレイヤコードベクトルインデックス m と 2 番目のレイヤコードベクトルインデックス n が同一である時、交差位相差 ϕ に不必要に割り当てられるビットを減らすことが可能である。

【 0 3 3 3 】

数式 2 7 で、与えられたコードブック

W

10

に対して相関度

μ

は m 、 n 、 ϕ の関数である

$\mu(m, n, \phi)$

20

で表現することができ、

$m = n$

の場合、数式 3 0 が成立する。

【 0 3 3 4 】

【数 3 0】

$\mu(m, m, 1) = \mu(m, m, -1) = \mu(m, m, j) = \mu(m, m, -j)$

30

【 0 3 3 5 】

これは、

$m = n$

の場合には交差位相差 1 のみ使用しても充分であることを意味し、その結果、交差位相差の指示のために割り当てられたビット数が減少できる。これは提案コードブック設計に反映されることができ、効率性が向上できる。

40

【 0 3 3 6 】

図 2 1 は、端末の方位角に従う 2 次元インデックス平面でのコードベクトル位置を例示した図である。特に、図 2 1 (a) は端末の方位角が 0° である場合を例示し、図 2 1 (b) は端末の方位角が 30° である場合を例示する。

【 0 3 3 7 】

図 2 1 は、端末の方位角によって

$W_1 + W_2$ search

遂行時、数式 2 1 により選択されたコードベクトルインデックスの確率を表現する。端末

50

は与えられた方位角に対して任意に生成されており、それに従うチャネル定数はSCMを通じて求めた。図21から図23の軸ラベルはコードベクトルインデックスを表示し、 4×32 DFT行列の列インデックス0, 1, ..., 31を意味する（インデックス0を基準に表示するために、行列の循環周期が32であることを勘案して-15, -14, ..., 16の範囲で表示）。

【0338】

図21に表示されたコードベクトル選択確率を観察すると、LTEリリース10 8-Txコードブックの選択方法とは異なり、基準インデックスを基準に広範囲に分布していることを確認することができる。これは、LTEリリース10 8-Txコードブックが、コードベクトル選択に関するチャネルの特性を反映できなかったことを意味する。

10

【0339】

図22は、ビームインデックス差に従う相関度である。

【0340】

図22はmとnの差に従うビーム間の相関度を示すが、このような図22を通じてビームインデックスの差が8または16に近いほどビーム間の相関度が低いことが分かる。マルチランク転送時、各レイヤ別に相関度の低いビームを選択することでレイヤ間干渉を減らすことができるが、現標準であるRelease 10 8-Txコードブックはビームインデックスの差が小さくてビーム間の相関度が非常に高いことを確認することができる。したがって、このような特性も提案コードブックに反映して設計することが可能である。

20

【0341】

本発明は、MIMOシステムにおけるマルチランク転送に適合した一般的なパラメータ化されたコードブックを提案する。コードベクトル生成のためにパラメータを導入して活用し、かつパラメータのうちの一部は状況によって省略できる。提案コードブックはm=nであるグループAと、m≠nであるグループBで構成されており、提案するコードブックの定義は図23を参照して記述する。

【0342】

図23は、提案コードブックの存在範囲を例示する。図23のX軸は最初の転送レイヤのためのコードベクトルインデックスmを表示し、Y軸は2番目の転送レイヤのためのコードベクトルインデックスnを表示する。

【0343】

グループAはm=n線上に存在する2p個のコードワード、即ちコードベクトルペアで構成され、これらコードベクトルに対しては $\phi=1$ を固定して使用し、したがって交差位相差にビットを割り当てられない。

30

【0344】

グループAのコードベクトルインデックス(m, n)は、

$$m = n = k \pm \alpha_i, i = 1, 2, \dots, p$$

を使用し、この際、kは端末の位置及びチャネル環境により決定される基準インデックスである。

40

【0345】

グループBは $m = n \pm \beta$ 線上に存在する2q個のコードベクトルペアで構成され、これらコードベクトルに対して

$$\phi = 1, j$$

が使用できる。したがって、交差位相差のために追加1ビットが使用できる。コードベクトルペアの個数は $m = n + \beta$ 線上と $m = n - \beta$ 線上に各々q個ずつであり、具体的なコードベクトルペアの位置はチャネル環境によって変動できる。

【0346】

グループAのコードワード2p個と交差位相差変化を考慮したグループBのコードワー

50

ド 2×2^q 個がコードブックを構成することができ、したがってコードブックのフィードバックビット数を B とする時、

$$2p + 4q = 2^B$$

が満たされる。

【0347】

したがって、コードワード

$$w(\in W)$$

10

は、数式 31 のように定義できる。

【0348】

【数31】

$$W = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_m & \mathbf{b}_n \\ \Phi \mathbf{b}_m & -\Phi \mathbf{b}_n \end{bmatrix} \begin{cases} \Phi = 1, & \text{for } m = n \\ \Phi = 1 \text{ or } j, & \text{for } m \neq n \end{cases}$$

【0349】

ここで、

$$\mathbf{b}_m \text{ と } \mathbf{b}_n$$

20

は数式 23 で定義されたベクトルのうちの一つに決定／定義できる。

【0350】

図 23 で、白色線はグループ A コードワードが位置できる $m = n$ 直線を示し、黒色線はグループ B コードワードが位置できる $m = n \pm \beta$ 直線を例示する。チャネルの環境または特性によって提案するコードブックのパラメータである

$$p, q, \alpha_i, \beta$$

30

が変わることがあり、特に、 β が 8 の倍数である場合、

$$\mathbf{b}_m \text{ と } \mathbf{b}_n$$

は直交性を有する。

【0351】

本発明が適用できる特定の事例に、3D-SCM-UMa (3D-urban macro) 環境でコードブック変数設定及び動作を紹介する。特定の事例に対する変数設定は表 8 の通りである。

【0352】

40

50

【表 8】

変数	値	変数	値
送信アンテナ個数 M	8 (交差偏波構造)	p	2
受信アンテナ個数 N	2 (単一偏波構造)	q	3
中心周波数 f_c	2GHz	α_1	1
B	4	α_2	4
基準インデックス k	0	β	8

10

【0353】

図24は、LTEリリース10 8-Txコードブックの構成と表8の変数を適用した時、提案コードブックの構成を示した図である。

【0354】

図24を参照すると、LTEリリース10 8-Txコードブックは基準インデックス k を手始めに4個の連続的な列ベクトルで構成(図24(a))された一方、提案コードブックは基準インデックス k から相対的に広い範囲に分布した形態に構成(図24(b))されることが分かる。

【0355】

表9は、表8の変数を適用した時、基準インデックス k に従う提案コードブックの構成を示し、これは図21に表示した。図21で X 表示はグループAコードベクトルペアを意味し、 $\bigcirc$ 表示はグループBコードベクトルペアを意味する。星表示はLTEリリース10 8-Txコードブックのコードベクトルを意味する。

【0356】

【表 9】

Index	m	n	Φ	Index	m	n	Φ
0	$k+1$	$k+1$	1	0	$k+8$	k	1
1	$k-1$	$k-1$	1	1	$k+8$	k	j
2	$k+4$	$k+4$	1	2	$k-8$	k	1
3	$k-4$	$k-4$	1	3	$k-8$	k	j
4	k	$k+8$	1	4	$k+4$	$k-4$	1
5	k	$k-8$	j	5	$k+4$	$k-4$	j
6	k	$k+8$	1	6	$k-4$	$k+4$	1
7	k	$k-8$	j	7	$k-4$	$k+4$	j

30

【0357】

本発明の性能を評価するために、

$$\mathbf{V}_k$$

に対する数式21と22によって選択された各コードブックの性能を比較した。

【0358】

図25はいろいろな方位角に従う相関度 μ 性能を示したグラフである。特に、図25(a)は単一ランク転送時の相関度 μ 性能グラフに該当し、図25(b)は二重ランク転送時の相関度 μ 性能グラフに該当する。

40

50

【0359】

図25(a)を参照すると、単一ランク転送時、12ビットの多くのフィードバックリソースを使用する

$W_1 + W_2$ search

の相関度が一番高く、その次には提案コードブックがLTEリリース10 8-Txコードブックの相関度より高いことが分かる。

【0360】

図25(b)を参照すると、二重ランク転送時、4ビットフィードバックリソースを使用するコードブックのうち、提案コードブックが優位を占めており、甚だしくは、より多いフィードバックリソースを使用する

Full W_2 search

より高い性能を示すことを確認することができる。

【0361】

LTEリリース10 8-Txコードブックの

W_1

のような構造を有する

Full W_2 search

Schobberコードブック、LTEリリース10 8-Txコードブックより本明細書で提案されたコードブックの性能がより高いことが分かる。たとえ、本提案コードブック性能が最高の性能を示す

$W_1 + W_2$ search

よりは低いが、使用ビット数／オーバーヘッドなどを考慮した時、十分に高い性能を示すことが分かる。

【0362】

図26は、信号対雑音比(signal-to-noise ratio; SNR)に従うチャネル容量を示す。特に、図26(a)は単一ランク転送時のチャネル容量を示し、図26(b)は二重ランク転送時のチャネル容量を示す。

【0363】

図26を参照すると、SNRが増加するほどチャネル容量も増加し、SNRが増加するにつれて既存のコードブックに対して提案コードブックの性能利得が増加することが分かる。

【0364】

以下、発明の動作方法と活用案に対して記述する。発明の動作方法は、大別して基地局が基準になる下りフィードバックと端末が基準になる上りフィードバックがある。

【0365】

下りフィードバックの場合、基地局が端末の入射角情報を活用して各端末に合う適合したパラメータを設定し、設定したパラメータを別途の制御チャネルで端末に伝達する。基地局から該当パラメータの伝達を受けた端末はこれに合う／基づいたコードブックを生成する。

【0366】

一方、上りフィードバックの場合、端末が基地局から送った各アンテナ要素別CSI-

10

20

30

40

50

R Sを通じてチャネルに対する統計的特性を把握することができる。端末はC S I - R Sを通じて無線通信に適合したパラメータを選定して上りフィードバックを通じて基地局に伝達する。基地局は端末から報告を受けたパラメータを活用してコードブックを生成する。

【0367】

前述した方法により生成されたコードブックは長期コードブックに活用され、瞬間的なチャネル変化によって短期コードベクトルインデックスを決定してビームフォーミングが遂行される。

【0368】

既存のコードブックは長期コードブックを構成するコードベクトルを連続したベクトルを使用して、長期コードブックが狭い範囲に制限された。これは、図20から図22を参照して前述したように、既存のコードブックは実際のチャネル環境のランダム性または多様性を反映できなかった結果を示した。また、相関度を基準とする性能指標を基準に、現標準であるリリース10 8-Txコードブックに不必要な交差位相差が割り当てられていることを確認した。

【0369】

したがって、本発明は実際のチャネルの特性を考慮して、長期コードブックの範囲を可变的に構成して拡張させた。またマルチランク転送時、ビーム間の相関度を調べた結果、広い範囲のビーム構成がレイヤ間の干渉の減少に影響を及ぼすことができることを確認し、これをビームグループ間隔パラメータ β を通じて調節するようにした。そして、ビームインデックス間の関係によって交差位相差の割り当てを異ならせて不必要な交差位相差の使用を除去した。本明細書の提案コードブックによれば、UMa、UMi (3D-urban micro)などのいろいろな転送シナリオとLTE帯域またはミリメートル波帯域などの多様な転送周波数帯域及びチャネルの多様性を考慮して、チャネル環境によってパラメータ変更を通じての適応的運用が可能であり、これを基地局または端末で柔軟に設定可能な形態のコードブック設計が可能である。また、レイヤ間ビームの直交性と非直交性を適切に混合した形態のコードブック構成が可能であり、これもまたパラメータの制御を通じて運用可能である。したがって、提案コードブックの使用はマルチランク状況で多様なチャネル環境に柔軟な適用をして信頼度の高いビームフォーミングの遂行を可能にする。

【0370】

Multiple-input multiple-output (MIMO) 技術は、送受信アンテナの個数を増加させてデータ転送率の向上とチャネル容量を増加させる技術であって、現在まで無線産業標準に広く使われる。しかしながら、送受信アンテナ個数の増加はC S I - R Sオーバーヘッドの増加を引き起こして、これはデータ転送に要求されるリソースの減少に帰結される。したがって、効率よくチャネル情報を伝達する方法と伝達されたチャネル情報に基づいて適合したビームフォーミングを遂行するための案にコードベクトルの定義とコードブックの設計は非常に重要な研究イシューである。過去のMIMOシステムのためのコードブック設計案に、非相関チャネルに適合したKerdoc kコードブック、ベクトル量子化を用いるVQコードブックなどが研究されたが、最近のコードブック設計方式はDFT行列を活用してチャネル相関度を基盤とする構造が活用される。また、アンテナ配列が単一偏波アンテナから交差偏波アンテナに変わる趨勢によってコードブック構造やはりこれを反映しており、フィードバックビットの利得のための案に、単一コードブック構造から長期コードブックと短期コードブックで構成された二重コードブック構造に変形された。これだけでなく、より多いアンテナを使用してより速い転送速度を得るために、アンテナ要素を水平だけでなく垂直にも配置させる2次元アンテナ配列に適合したKronecker積を用いたコードブックに関する研究も進行された。

【0371】

標準化の面では、LTEリリース10 8-Txコードブックの場合、LTEリリース8 4-Txコードブックとは異なり、二重コードブック構造を適用しており、これは各々の端末毎に低い選択複雑度を有するので、フィードバックビット数を維持し、ビームフォー

ミング性能の向上を可能にする長所として作用する。また、LTEリリース13ではDF T行列とK r o n e c k e r積を用いて2次元アンテナ配列に適用可能なコードブックを提示した。また、LTEリリース10 8-Tx標準コードブックのPMI部分を改善して性能向上案を提示した結果も存在する。MIMOシステムで、単一ユーザに同時転送可能なデータレイヤの個数をランクと命名する時、現在標準でのコードブックは多重ランク転送をサポートする。LTEリリース10 8-Txコードブックの構成の単一ランクと二重ランクは32個のDF Tビームを活用して長期コードブックの解像度を設定し、三重ランクと四重ランクの場合には16個のDF Tビームを活用する。各々の場合に対して長期コードブックは連続した4個のDF Tビームを使用する。連続した4個のビームを使用することは一つの基準インデックスから広い範囲をカバーできないという限界を有する。このような限界点を補完し、LTE標準チャンネルモデルの統計的特性を考慮して、より向上した性能を示すコードブックの体系的な構成方式の提示は非常に重要な 이슈である。

【0372】

本明細書では複数アンテナを活用してマルチランク転送を遂行する向上した性能のコードブックの構成案を提案する。特に、本明細書ではコードブック設計において必要な変数を転送ランク別に一般化して定義した後、具体的事例を例示する。本明細書で提案するコードブックは二重コードブック構造で構成され、DF T行列を活用して設計される。実際の転送時、活用可能性の高いランク1、2、3、4の場合に対して各々細部的に説明し、それより上位ランクの場合にも提案方式の拡張を通じて構成／設計することが可能である。LTEリリース10 8-Txコードブックと同様に、交差偏波構造を有する8個のアンテナ要素で構成される均一線形アレイを基準に発明内容を説明し、性能評価結果を提示する。アレイのサイズの拡張時にも本明細書の提案方式の拡張適用が可能である。

【0373】

以下、本発明の設計方式及び具体的な適用例を挙げるためのチャンネルモデルを記述する。チャンネルモデルは、3GPPで発表したTR 36.873文書の3D SCM (3-dimensional spatial channel model) を適用した。3D SCMはクラスター及び端末の位置分布を実際と類似するように3次元で表現したチャンネルモデルであって、このように生成された環境を用いて複数経路転送を可能にするので、MIMO転送環境のチャンネルを表現することに適している。3D SCMのチャンネルモデルは図19のように表現することができ、 ϕ は基地局とUEとの間の方位角を示す。

【0374】

N個の受信アンテナを装着したk番目のUEのダウンリンクチャンネル行列を

$$H_k = [h_1^T h_2^T \cdots h_N^T]^T$$

と表示すれば、この際、

$$h_n = [h_{n,1} h_{n,2} \cdots h_{n,M}]$$

はn番目の受信アンテナでM個の送信アンテナから受けるチャンネルベクトルを意味する。転送される独立的データレイヤの個数である転送ランクをRとした時、k番目のUEのビームフォーミング行列を

$$V_k = [v_1^T v_2^T \cdots v_R^T]^T$$

と表示する。ここで、

$$v_r$$

はr番目の転送レイヤのビームフォーミングベクトルを意味する。このようなシンボルを

使用してK個の端末が存在するM U − M I M O 転送環境で、k 番目の端末が受信する信号は数式 3 2 のように表現できる。

【 0 3 7 5 】

【数 3 2】

$$y_k = H_k V_k x_k + \sum_{j \neq k}^K H_j V_j x_j + I_k + n_k$$

【 0 3 7 6 】

ここで、右辺の最初の項の

$$x_k = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_R]^T$$

は転送データベクトル、2 番目の項の合算部分は k 番目の端末が受けるユーザ間干渉、3 番目の項

$$I_k$$

は外部セル干渉、そして、4 番目の項

$$n_k$$

はガウシアン雑音を意味する。

【 0 3 7 7 】

ビームフォーミング行列

$$V_k$$

の候補であるQ個のコードワードを含むコードブック

$$W = \{W_1, W_2, \dots, W_Q\}$$

の性能を評価するために、平均相関度 μ を数式 3 3 のように定義する。

【 0 3 7 8 】

【数 3 3】

$$\mu = E \left[\text{det} \left(V_k^H \bar{H}_k^H \bar{H}_k V_k \right) \right]$$

【 0 3 7 9 】

ここで、

$$\bar{H}_k = H_k / \|H_k\|$$

は k 番目の端末受信チャネル行列の電力正規化された形態であり、

$$V_k$$

はそのチャネルに対して平均相関度を最大化するコードワードを意味する。即ち、数式 3 4 を満たすようにコードベクトルが選択できる。

10

20

30

40

50

【 0 3 8 0 】

【数 3 4】

$$V_k = W_{n_k}, \quad n_k = \arg \max_l \det(W_l^H \bar{H}_k^H \bar{H}_k W_l)$$

【 0 3 8 1 】

本発明の説明の前に、提案方式の性能評価時、比較対象に活用される既存のコードブックに対して先ず説明する。第 1 には、LTE リリース 10 で標準に採択された 8-Tx コードブックであって、前述したように長期コードブックは 32 個の DFT ビームのうち、連続した 4 個をコードベクトルに含める。第 2 に説明する

10

$$W_1 + W_2 \quad \text{search}$$

は長期コードブックである

$$W_1$$

と短期コードブックである

$$W_2$$

20

の区分無しで、瞬間チャンネルに最も適合したコードワードを可能な全てのコードベクトル組合せを探して選定する方式であって、探索複雑度とフィードバック量を考慮する時、実際の使用に適合した方法ではないが、達成可能な性能の上限を示す意味があるので、提案方式の性能の比較対象に採択する。

【 0 3 8 2 】

1) LTE リリース 10 8-Tx コードブック

【 0 3 8 3 】

LTE リリース 10 8-Tx コードブック W は、長期コードブック

$$W_1$$

30

と短期コードブック

$$W_2$$

の積

$$(W = W_1 W_2)$$

で構成される二重コードブック構造で構成され、 4×32 DFT 行列 B を活用して設計された。この際、DFT 行列は

40

$$B = [b_0 \ b_1 \ b_2 \ \cdots \ b_{31}]$$

のように構成され、各々の列ベクトルは数式 35 を満たす。

【 0 3 8 4 】

【数 3 5】

$$b_n = \frac{1}{2} [1 \ e^{j2\frac{\pi}{32}n} \ e^{j2\frac{2\pi}{32}n} \ e^{j2\frac{3\pi}{32}n}]^T, \quad n = 0, 1, \dots, 31$$

50

【 0 3 8 5 】

単一ランクコードワード w は、数式 3 6 のように定義される。

【 0 3 8 6 】

【 数 3 6 】

$$w = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} b_m \\ \phi b_m \end{bmatrix}, \quad w \in W$$

【 0 3 8 7 】

ここで、

b_m

10

は数式 3 5 で定義されたベクトルのうちの一つに決定／定義される。コードワードを構成する要素のうち、各レイヤのビーム選択を示す m と交差位相差を示す ϕ をコードベクトルインデックスと命名する。行列の前に掛けられる

$$\frac{1}{\sqrt{8}}$$

20

は転送電力の正規化のために使われる値であって、

$$\frac{1}{\sqrt{R \times M}}$$

で構成される。ここで、 R はランクの数であり、 M は送信アンテナの個数である。基準インデックス k は長期コードブック

W_1

30

の最初の列ベクトルのインデックスを意味し、 DFT 行列 B に含まれた列ベクトル

b_m

のインデックスのうち、偶数値の一つである $k = 0, 2, 4, \dots, 30$ を有するように標準で定義された。表 10 は、基準インデックス k に従う LTE リリース 10 8-T x 単一ランクコードブックを構成する 16 個のコードベクトルインデックスを示す。

【 0 3 8 8 】

40

50

【表 1 0】

	m	$\square$		m	$\square$
0	k	1	8	$k+2$	1
1	k	j	9	$k+2$	j
2	k	-1	10	$k+2$	-1
3	k	$-j$	11	$k+2$	$-j$
4	$k+1$	1	12	$k+3$	1
5	$k+1$	j	13	$k+3$	j
6	$k+1$	-1	14	$k+3$	-1
7	$k+1$	$-j$	15	$k+3$	$-j$

10

【 0 3 8 9】

二重ランクコードワード w は、数式 3 7 を満たす。

【 0 3 9 0】

【数 3 7】

20

$$w = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} b_m & b_n \\ \phi b_m & -\phi b_n \end{bmatrix}, \quad w \in W$$

【 0 3 9 1】

ここで、

b_m と b_n

は各々数式 3 5 で定義されたベクトルのうちの一つに決定／定義される ($m, n = 0, 1, \dots, 31$)。コードワードを構成する要素のうち、各レイヤのビームインデックス m, n と交差位相差を示す ϕ をコードベクトルインデックスと命名する。行列の前に掛けられる係数値は転送電力の正規化のために使われ、二重ランクの場合値は $1/4$ となる。基準インデックス k を

30

W_1

の最初の列ベクトルである DFT 行列 B のインデックスとする時、表 1 1 は基準インデックス k に従う LTE リリース 10 8-Tx 二重ランクコードブックを構成する 16 個のコードベクトルインデックスを表示したものである。基準インデックス値は単一ランクと同様に $k = 0, 2, 4, \dots, 30$ のうちから選択される。

40

【 0 3 9 2】

【表 1 1】

	m	n	$\square$		m	n	$\square$
0	k	k	1	8	k	k	j
1	$k+1$	$k+1$	1	9	$k+1$	$k+1$	j
2	$k+2$	$k+2$	1	10	$k+2$	$k+2$	j
3	$k+3$	$k+3$	1	11	$k+3$	$k+3$	j
4	k	$k+1$	1	12	k	$k+1$	j
5	$k+1$	$k+2$	1	13	$k+1$	$k+2$	j
6	k	$k+3$	1	14	k	$k+3$	j
7	$k+1$	$k+3$	1	15	$k+1$	$k+3$	j

10

【0 3 9 3】

三重ランク転送のためのコードワード w は、数式 3 8 を満たす。

【0 3 9 4】

【数 3 8】

$$w = \frac{1}{\sqrt{24}} \begin{bmatrix} b_m & b_n & b_r \\ \phi b_m & \phi b_n & -\phi b_r \end{bmatrix}, \quad w \in W$$

20

【0 3 9 5】

ここで、 b_m 、 b_n 、 b_r は各々数式 3 5 で定義されたベクトルのうちの一つに決定／定義される (m 、 n 、 $r = 0, 1, \dots, 31$)。コードワードを構成する要素のうち、各レイヤのビームインデックス m 、 n 、 r と交差位相差を示す ϕ をコードベクトルインデックスと命名する。転送電力の正規化のための係数値は三重ランクの場合、

$$1/\sqrt{24}$$

30

を使用する。

【0 3 9 6】

表 1 2 は基準インデックス k に従う L T E リリース 1 0 8 - T x 三重ランクコードブックを構成する 1 6 個のコードベクトルインデックスである。三重ランクの場合、基準インデックス $k = 0, 8, 16, 24$ のうち、一つを使用するように標準で定義された。

【0 3 9 7】

40

50

【表 1 2】

	<i>m</i>	<i>n</i>	<i>r</i>	$\square$		<i>m</i>	<i>n</i>	<i>r</i>	$\square$
0	<i>k</i>	<i>k</i>	<i>k</i> + 8	1	8	<i>k</i> + 4	<i>k</i> + 4	<i>k</i> + 12	1
1	<i>k</i> + 8	<i>k</i>	<i>k</i> + 8	1	9	<i>k</i> + 12	<i>k</i> + 4	<i>k</i> + 12	1
2	<i>k</i>	<i>k</i> + 8	<i>k</i> + 8	−1	10	<i>k</i> + 4	<i>k</i> + 12	<i>k</i> + 12	−1
3	<i>k</i> + 8	<i>k</i>	<i>k</i>	−1	11	<i>k</i> + 12	<i>k</i> + 4	<i>k</i> + 4	−1
4	<i>k</i> + 2	<i>k</i> + 2	<i>k</i> + 10	1	12	<i>k</i> + 6	<i>k</i> + 14	<i>k</i> + 14	1
5	<i>k</i> + 10	<i>k</i> + 2	<i>k</i> + 10	1	13	<i>k</i> + 14	<i>k</i> + 6	<i>k</i> + 14	1
6	<i>k</i> + 2	<i>k</i> + 10	<i>k</i> + 10	−1	14	<i>k</i> + 6	<i>k</i> + 14	<i>k</i> + 14	−1
7	<i>k</i> + 10	<i>k</i> + 2	<i>k</i> + 2	−1	15	<i>k</i> + 14	<i>k</i> + 6	<i>k</i> + 6	−1

10

【0 3 9 8】

四重ランク転送のためのコードワード *w* は、数式 3 9 を満たす。

【0 3 9 9】

【数 3 9】

$$w = \frac{1}{\sqrt{32}} \begin{bmatrix} b_m & b_n & b_r & b_s \\ \phi b_m & \phi b_n & -\phi b_r & -\phi b_s \end{bmatrix}, \quad w \in W$$

20

【0 4 0 0】

ここで、*b_m*、*b_n*、*b_r*、*b_s* は各々数式 3 5 で定義されたベクトルのうちの一つに決定／定義される（*m*、*n*、*r*、*s* = 0，1，．．．，3 1）。コードワードを構成する要素のうち、各レイヤのビームインデックス *m*、*n*、*r*、*s* と交差位相差を示す ϕ をコードベクトルインデックスと命名する。四重ランクの場合、電力正規化係数値は

$$1/\sqrt{32}$$

30

である。

【0 4 0 1】

表 1 3 は基準インデックス *k* に従う L T E リリース 1 0 8 − T x 四重ランクコードブックを構成する 8 個のコードベクトルインデックスを表示し、基準インデックス値は三重ランクと同様に *k* = 0、8、1 6、2 4 のうちの一つを選択する。

【0 4 0 2】

40

50

【表 1 3】

	m	n	r	s	$\square$
0	k	$k+8$	k	$k+8$	1
1	k	$k+8$	k	$k+8$	j
2	$k+2$	$k+10$	$k+2$	$k+10$	1
3	$k+2$	$k+10$	$k+2$	$k+10$	j
4	$k+4$	$k+12$	$k+4$	$k+12$	1
5	$k+4$	$k+12$	$k+4$	$k+12$	j
6	$k+6$	$k+14$	$k+6$	$k+14$	1
7	$k+6$	$k+14$	$k+6$	$k+14$	j

10

【0 4 0 3】

2)

 $\underline{W_1 + W_2 \text{ search}}$

20

【0 4 0 4】

 $W_1 + W_2 \text{ search}$

はLTEリリース10 8-Txコードブックの拡大集合で、各レイヤ別のビーム選択、
即ちbm、bn、br、bsの全ての可能な組合せと、4個の交差位相差

$$\phi = \pm 1, \pm j$$

30

を全て使用する。可能な組合せを全て使用して探索した後、瞬間チャネルとの相関度が最も高いコードベクトル組合せを選択してコードワードに使用ようになる。探索は端末の方位角別に遂行され、これを通じてチャネルの統計的特性を確認することができる。

【0 4 0 5】

図 2 7 は

 $W_1 + W_2 \text{ search}$

遂行を通じて確認したコードベクトル選択の統計的特性を表示するカラーマップを例示する。より詳しくは、図 2 7 は方位角 0°である場合の選択頻度を表示した結果である。特に、図 2 7 (a) は二重ランクの場合、図 2 7 (b) は三重ランクの場合、図 2 7 (c) は四重ランクの場合に各々該当する。

40

【0 4 0 6】

【数 4 0】

$$w = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_m \\ \phi \mathbf{b}_m \end{bmatrix}, \quad m = 0, 1, \dots, 31, \phi \in \{\pm 1, \pm j\}$$

【0 4 0 7】

単一ランクのコードワードは数式 4 0 のように定義される。3 2 個のベクトル

50

$b_0, b_1, \dots, b_{31}$

と 4 個の交差位相差

$$\phi = \pm 1, \pm j$$

のうち、チャネル相関度が最も高い組合せが選択できる。

【 0 4 0 8 】

探索に選択された二重ランクのコードワードは、数式 4 1 のように定義される。

10

【 0 4 0 9 】

【数 4 1】

$$w = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} b_m & b_n \\ \phi b_m & -\phi b_n \end{bmatrix}, \quad m, n = 0, 1, \dots, 31, \phi \in \{\pm 1, \pm j\}$$

【 0 4 1 0 】

ここで、3 2 個のベクトル

$b_0, b_1, \dots, b_{31}$

20

と 4 個の交差位相差

$$\phi = \pm 1, \pm j$$

のうち、瞬間チャネルとの相関度が最も高い組合せが選択できる。相関度が最も高いコードベクトルの選択頻度を確認して図 2 7 (a) に図示した。図 2 7 (a) で x 軸の意味は二重ランクのうち、最初のレイヤのコードベクトルインデックスであり、y 軸は 2 番目のレイヤのコードベクトルインデックスである。

【 0 4 1 1 】

30

三重ランクコードワードは、数式 4 2 のように定義される。

【 0 4 1 2 】

【数 4 2】

$$w = \frac{1}{\sqrt{24}} \begin{bmatrix} b_m & b_n & b_r \\ \phi b_m & \phi b_n & -\phi b_r \end{bmatrix}, \quad m, n, r = 0, 2, \dots, 30, \phi \in \{\pm 1, \pm j\}$$

【 0 4 1 3 】

ここで、1 6 個のベクトル

$b_0, b_2, \dots, b_{30}$

40

と 4 個の交差位相差

$$\phi = \pm 1, \pm j$$

のうち、瞬間チャネルと相関度が最も高い組合せが選択できる。相関度が最も高いコードベクトルの選択頻度を確認するために、3 次元という三重ランクの複雑性を減少させることが便利であり、このためにランク減少技法を使用した。ランク減少技法とは、二つのレイヤを一つのビームグループに括ってビーム選択を確認する方法であって、三重ランクで

50

最初のレイヤのビームインデックス m と 2 番目のレイヤのビームインデックス n を一つのビームペア p で構成できる。本発明で提案するビームペアは互いに直交する性質を満たす二つのビームベクトルで構成されることができ、特にインデックス差が 8 である二つのベクトルを考慮する。即ち、直交ビームペア

$$z_p \text{ は } z_p = [b_p \ b_{p+8}]$$

と定義され、探索複雑度を減少させるためにインデックス p は偶数値 $p = 0, 2, \dots, 30$ に限定した。ランク減少技法により三重ランクのコードベクトル選択頻度を 2 次元上で表示すれば、図 27 (b) の通りである。この際、 x 軸は直交ビームペアインデックス p を表示し、 y 軸は 3 番目のレイヤのコードベクトルインデックス r を表示する。

【0 4 1 4】

四重ランクコードワードは、数式 43 のように定義される。

【0 4 1 5】

【数 43】

$$w = \frac{1}{\sqrt{32}} \begin{bmatrix} b_m & b_n & b_r & b_s \\ \phi b_m & \phi b_n & -\phi b_r & -\phi b_s \end{bmatrix}, \quad m, n, r, s = 0, 2, \dots, 30, \phi \in \{\pm 1, \pm j\}$$

【0 4 1 6】

ここで、16 個のベクトル

$$b_0, b_2, \dots, b_{30}$$

と 4 個の交差位相差

$$\phi = \pm 1, \pm j$$

のうち、瞬間チャネルと相関度が最も高い組合せが選択できる。相関度が最も高いコードベクトルの選択頻度を確認するために、三重ランクと同様にランク減少技法を使用した。四重ランクで使われるランク減少技法の場合、最初のレイヤのビームインデックス m と 2 番目のレイヤのビームインデックス n を括って一つの直交ビームペアインデックス p に、3 番目レイヤのビームインデックス r と 4 番目のレイヤのビームインデックス s を括って一つの直交ビームペアインデックス q に構成する。このように、四重ランクのコードベクトル選択頻度を確認した結果、図 27 (c) のように 2 次元上に表示が可能であり、ここで、 x 軸は直交ビームペアインデックス p を表示し、 y 軸は直交ビームペアインデックス q を表示する。

【0 4 1 7】

L T E リリース 10 8-T x コードブックは、コードベクトルのインデックスが長期コードブック

$$W_1$$

内に限定されて制限された範囲のビームベクトルのみ転送のために使われることができるが、一方、短期コードブックの探索複雑度（即ちフィードバックビット数）が低いという長所が存在する。

$$W_1 + W_2 \text{ search}$$

の場合は選択されるコードベクトルが

W_1

に限定されないが、複雑度が非常に高いという短所が存在する。したがって、本明細書では前記 2 つの案の長所を組み合わせで設計したコードブックを提案する。

【0418】

前述したように、図 27 は

$W_1 + W_2$ search

を通じて得た二重、三重、四重ランクコードワード選択の統計的特性を確認したものである。方位角 0° に位置した端末に対して SCM を使用してランダムに反復発生させたチャネルとの相関度が最も高いコードベクトルの選択頻度を表示したものである。単一ランクの場合、二重ランクの一つの軸成分のみを観察することによって選択頻度が類推できる。

【0419】

本発明では前述したランク減少技法を活用してコードワード構成を容易に遂行する長所がある。

【0420】

【数 44】

$$z_p = [b_p \ b_{p+8}]$$

【0421】

数式 44 の直交ビームペア

z_p

を数式 38 及び 39 に適用すれば、三重ランクと四重ランクに対しても数式 45 のように二つの列ベクトルのみ含む形態にコードワードを表示することが可能である。

【0422】

【数 45】

$$w = \frac{1}{\sqrt{24}} \begin{bmatrix} z_p & b_r \\ \phi z_p & -\phi b_r \end{bmatrix}, \quad w = \frac{1}{\sqrt{32}} \begin{bmatrix} z_p & z_q \\ \phi z_p & -\phi z_q \end{bmatrix}, w \in W$$

【0423】

また、本発明では不必要な交差位相差値を選択から除外させることによって、コードワード選択の効率性を増加させる。特に、二重ランクで最初のレイヤコードベクトルインデックス m と 2 番目のレイヤコードベクトルインデックス n が同一である時と、四重ランクで最初の直交ビームペアのインデックス p と 2 番目の直交ビームペアのインデックス q が同一である時、制限された値の交差位相差 ϕ を使用する。数式 37 のコードワード

W

に対して相関度 μ は m 、 n 、 ϕ の関数である

$$\mu(m, n, \phi)$$

で表現することができ、数式 45 のコードワード

W

に対して相関度 μ は p 、 q 、 ϕ の関数である

$$\mu(p, q, \phi)$$

で表現できる。二重ランクコードワードが $m = n$ を満たす場合と、四重ランクコードワードが $p = q$ を満たす場合に数式 46 が成立するということを確認することができる。

【0424】

【数46】

$$\mu(m, m, 1) = \mu(m, m, -1) = \mu(m, m, j) = \mu(m, m, -j)$$

10

$$\mu(p, p, 1) = \mu(p, p, -1) = \mu(p, p, j) = \mu(p, p, -j)$$

【0425】

即ち、二重ランクで $m = n$ 、四重ランクで $p = q$ を満たす場合は交差位相差値 1 のみを使用しても充分であり、したがって、交差位相差に割り当てられたビット数が減少することによって提案方式の効率性が向上する。

【0426】

マルチランク転送時には、各レイヤ別に相関度の低いビームを選択することがレイヤ間の干渉を減らすことができるが、標準であるリリース 10-8 T x コードブックはビームインデックスの差が小さくてビーム間の相関度が非常に高いことを確認することができる。したがって、適切な間隔を有するビームインデックスを使用して転送性能を増加させることができ、図 28 から図 31 に図示したように、カラーマップ上でコードベクトルの位置をパラメータ化して使用する。本発明ではパラメータ化したコードブックを提案してチャネル環境によって適応的なパラメータ選定を通じて提案方式の性能を極大化する。

20

【0427】

(1) 提案する単一ランクコードブック

【0428】

図 28 は、本発明の一実施形態に従う単一ランクコードブックを例示した図である。特に、図 28 はパラメータ化されたコードベクトルインデックス $a = 1$ 、 $b = 4$ の場合のコードブックを例示する。

30

【0429】

図 28 に図示したように、基準インデックス k とパラメータ a 、 b として定義されるコードベクトルを選定し、交差位相差の場合、LTE 標準と同様に、

$$\phi = \pm 1, \pm j$$

を全て使用する。チャネル環境によって平均相関度が高く選択されるパラメータ値 a 、 b が選択され、基準インデックス k は端末の位置によって決定される長期コードブックインデックスである。基準インデックスから 4 個の連続したコードベクトルを選択する LTE 標準とは異なり、提案コードブックでは基準インデックスとコードベクトルの間隔が流動的に広く設定可能であるが、これを通じて既存のコードブックの限界を克服することができる。提案する単一ランクのコードブックのコードワードは数式 47 の通りである。

40

【0430】

【数47】

$$w = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} b_m \\ \phi b_m \end{bmatrix}, m = 0, 1, \dots, 31, \quad \phi \in \{\pm 1, \pm j\}$$

【0431】

50

ここで、インデックス m の値は

$$m = k - b, \quad k - a, k + a, k + b$$

である。

【0432】

(2) 提案する二重ランクコードブック

【0433】

図29は、本発明の一実施形態に従う二重ランクコードブックを例示した図である。特に、図29(a)はパラメータ化されたコードベクトルインデックス $a=1$ 、 $b=4$ 、 $c=8$ の場合のコードブックを例示し、図29(b)は探索選択頻度を示すカラーマップ上でのコードベクトル位置を示す。

【0434】

提案する二重ランクコードブックは

$$m = n$$

のグループAと、

$$m \neq n$$

のグループBで構成できる。グループAのコードワードに対しては交差位相差 $\phi=1$ のみ使用する。コードベクトルインデックスは

$$m = n = k - b, \quad k - a, k + a, k + b$$

を使用し、この際、 k は端末の位置によって変化する長期コードブックの基準インデックスである。グループBは

$$m = n \pm c$$

線上に存在するコードワードである。これらコードワードに対しては交差位相差

$$\phi = 1, j$$

を使用する。具体的なコードベクトルの位置は図29(a)に図示した通りである。提案コードブックは可変的なカバー範囲だけでなく、標準で不必要に使われる交差位相差を除去して効率的なリソース割り当てが可能である。二重ランクコードワードは、以下の数式48の通りである。

【0435】

【数48】

$$\mathbf{w} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} \mathbf{b}_m & \mathbf{b}_n \\ \phi \mathbf{b}_m & -\phi \mathbf{b}_n \end{bmatrix}, \quad \phi = \begin{cases} 1, & \text{for } m = n \\ 1, j & \text{for } m \neq n \end{cases}$$

【0436】

(3) 提案する三重ランクコードブック

【0437】

図30は、本発明の一実施形態に従う三重ランクコードブックを例示した図である。特に、図30(a)はパラメータ化されたコードベクトルインデックス $a=2$ 、 $b=2$ の場合のコードブックを例示し、図30(b)は探索選択頻度を示すカラーマップ上でのコー

ドベクトル位置を示す。

【0438】

三重ランクの場合、図30(a)に図示した16個のコードワードで構成され、チャネル環境によって調整可能なパラメータはaとbとしてコードワード間の位置間隔を示す。LTE標準コードブックは直交ビームペアインデックスpと3番目のレイヤのコードベクトルインデックスrの関係が $p = r$ を満たす4個の位置と $p + 8 = r$ を満たす4個の位置の各々に対して交差位相差

$$\phi = \pm 1$$

10

を使用した一方、提案コードブックの場合、pとrの関係式を流動的にしてコードワード選択の幅を広げた多様な構成を検証した。検証結果、 $p + 4 = r$ を満たす4個の位置で交差位相差

$$\phi = \pm 1, \pm j$$

を全て使用する場合、性能利得が発生することを確認した。

【0439】

提案する三重ランクコードワードは、数式49の通りである。

【0440】

【数49】

$$w = \frac{1}{\sqrt{24}} \begin{bmatrix} z_p & b_r \\ \phi z_p & -\phi b_r \end{bmatrix}, \phi = \pm 1, \pm j$$

20

【0441】

ここで、直交ビームペアインデックスは

$$p = k, k + b, k + b + a, k + 2b + a$$

30

に設定され、3番目レイヤコードベクトルインデックスは

$$r = p + 4$$

に設定される。

【0442】

(4) 提案する四重ランクコードブック

【0443】

図31は、本発明の一実施形態に従う四重ランクコードブックを例示した図である。特に、図31(a)はパラメータ化されたコードベクトルインデックス $a = 2$ 、 $b = 4$ 、 $c = 4$ 、 $d = 4$ の場合のコードブックを例示し、図31(b)は探索選択頻度を示すカラーマップ上でのコードベクトル位置を示す。

40

【0444】

提案する四重ランクコードブックは前述した二重ランクコードブックと類似するようにコードベクトルのグループを指定することができる。即ち、コードブックは直交ビームペアインデックスが

$$p = q$$

を満たすグループAと、

50

$$p \neq q$$

を満たすグループ B とから構成されている。図 3 1 (b) に図示したように、グループ A コードワードに対しては $\phi = 1$ のみを適用し、コードワード間の位置間隔はパラメータ a と b に設定される。交差位相差

$$\phi = 1, j$$

を使用するグループ B のコードワード間の位置間隔はパラメータ c と d に設定される。

【0 4 4 5】

提案コードブックの場合、LTE 標準コードブックに存在する不必要な交差位相差値を除去し、選択頻度が高いが、一つの交差位相差値を必要とするグループ A により多い数のコードワードを配置することによって、コードブックの効率性を増大させた。

【0 4 4 6】

提案する四重ランクのコードワードは、数式 5 0 のように定義できる。

【0 4 4 7】

【数 5 0】

$$W = \frac{1}{\sqrt{32}} \begin{bmatrix} z_p & z_q \\ \phi z_p & -\phi z_q \end{bmatrix}, \quad \phi = \begin{cases} 1 & \text{for } p = q \\ 1, j & \text{for } p \neq q \end{cases}$$

【0 4 4 8】

ここで、具体的な p、q 値の選択は図 3 1 に図示した通りである。

【0 4 4 9】

前記提案するランク 3 - 4 コードブック構成方式は、線形アンテナアレイ (1 D) に限定して記述したが、数式 3 2 などを用いて、2 D アンテナアレイへの拡張が可能である。この場合、前述したように、ランク 3 の場合、既存のコードブックとは異なり、各 3 個のレイヤ構成する DFT (1 D 及び / 又は 2 D) が互いに異なるビームで構成され (ここで、二つ以上のビーム同士互いに直交するように構成され、直交するビーム同士のみビームサブグループとしてペアリングできる、即ち、

$$z_p$$

)、コードワード間の重複無しで QPSK 位相一致を適用することをその特徴とする。ペイロードの限定がある場合には、より低い / 少ない細分性を有する位相一致値 (= {1, j}) が使用できる。

【0 4 5 0】

ランク 4 コードブックの場合、一つのビームサブグループ

$$(z_p \text{ or } z_q)$$

としてペアリングされる二つのビームは常に直交し、

$$p = q$$

を満たすグループ A と、

$$p \neq q$$

を満たすグループ B の間に互いに異なる細分性の位相一致を有することをその特徴とする

。例えば、グループ A に対して適用される位相一致の細分性はグループ B に適用される位相一致の細分性より低く設定できる。このように、コードブックデザインを通じて、与えられたビット幅 (b i t - w i d t h) 内で位相一致により多いビットが割り当て可能なコードワードを追加可能であるので、一括的な位相一致を適用する場合に比べて、より高い性能利得を得ることができる。

【 0 4 5 1 】

前記原理を拡張して、ランク 5 の場合、ビームサブグループ

z_p

10

を構成する時、3 個の直交ビームで構成することができる。

【 0 4 5 2 】

ランク 6 の場合、ビームサブグループ

(z_p, z_q)

は各々 3 個の直交ビームで構成できる。または、他の方式で、

z_p

は 4 個の直交ビームで構成できる。または、ビームサブグループ

(z_p, z_q)

20

は前記二つ方式の組合せでも構成できる。

【 0 4 5 3 】

ランク 7 の場合、ビームサブグループ

(z_p, z_q)

構成時、

z_p

30

は 4 個の直交ビーム、

z_q

は 3 個の直交ビームで構成できる。

【 0 4 5 4 】

ランク 8 の場合、ビームサブグループ

(z_p, z_q)

40

は各々 4 個の直交ビームで構成できる。

【 0 4 5 5 】

ランク 5 - 8 の場合も、ペアリングされる二つの各ビームサブグループ

$(z_p \text{ or } z_q)$

内のビームは常に直交し、

50

$p = q$

を満たす場合 A と、

$p \neq q$

を満たす場合 B が互いに異なる細分性の位相一致を有することをその特徴とする。ランク 5 及び 7 のようにビームサブグループ間ビーム個数が互いに異なる場合、

$z_p \supset z_q$

10

の場合を

$p = q$

と同等な場合と想定することもできる。

【 0 4 5 6 】

本発明が適用できる特定事例に提案コードブックのパラメータ設定及び動作を説明する。ランク別パラメータはチャネル環境によって最も高い平均相関度を有する値に設定され、これは図 2 8 から図 3 1 に図示した通りである。本事例で説明するパラメータは 3 D S C M の U M a モデルを活用して生成されたチャネルに基づいて決定／選定された。

20

【 0 4 5 7 】

提案する単一ランクコードブックの場合、3 D S C M の U M a モデル下で $a = 1$ 、 $b = 4$ に設定した時、最も優れる性能を示し、これによって決定されたコードベクトルインデックスは表 1 4 の通りである。端末の位置によって $l o n g - t e r m$ コードブックを決定する基準インデックス k が選ばれる。

【 0 4 5 8 】

【表 1 4】

	m	$\square$		m	$\square$
0	$k + 1$	1	8	$k - 1$	1
1	$k + 1$	j	9	$k - 1$	j
2	$k + 1$	-1	10	$k - 1$	-1
3	$k + 1$	$-j$	11	$k - 1$	$-j$
4	$k + 4$	1	12	$k - 4$	1
5	$k + 4$	j	13	$k - 4$	j
6	$k + 4$	-1	14	$k - 4$	-1
7	$k + 4$	$-j$	15	$k - 4$	$-j$

30

40

【 0 4 5 9 】

二重ランクコードブックの場合、パラメータ $a = 1$ 、 $b = 4$ 、 $c = 8$ に設定した時、最も優れる平均相関度性能が達成され、これらの値を活用するコードワードは表 1 5 のように決定される。

【 0 4 6 0 】

50

【表 1 5】

	m	n	$\square$		m	n	$\square$
0	$k+1$	$k+1$	1	8	$k+8$	k	1
1	$k-1$	$k-1$	1	9	$k+8$	k	j
2	$k+4$	$k+4$	1	10	$k-8$	k	1
3	$k-4$	$k-4$	1	11	$k-8$	k	j
4	k	$k+8$	1	12	$k+4$	$k-4$	1
5	k	$k-8$	j	13	$k+4$	$k-4$	j
6	k	$k+8$	1	14	$k-4$	$k+4$	1
7	k	$k-8$	j	15	$k-4$	$k+4$	j

10

【0 4 6 1】

三重ランクの場合 $a=2$ 、 $b=2$ に設定した時、平均相関度が最も高く示されることを確認した。これらパラメータ値を適用して提案する三重ランクコードブックのコードワードインデックスを表 1 6 のように決定できる。

【0 4 6 2】

【表 1 6】

	m	n	r	$\square$		m	n	r	$\square$
0	k	$k+8$	$k+4$	1	8	$k+4$	$k+12$	$k+8$	1
1	k	$k+8$	$k+4$	j	9	$k+4$	$k+12$	$k+8$	j
2	k	$k+8$	$k+4$	-1	10	$k+4$	$k+12$	$k+8$	-1
3	k	$k+8$	$k+4$	$-j$	11	$k+4$	$k+12$	$k+8$	$-j$
4	$k+2$	$k+10$	$k+6$	1	12	$k+6$	$k+14$	$k+10$	1
5	$k+2$	$k+10$	$k+6$	j	13	$k+6$	$k+14$	$k+10$	j
6	$k+2$	$k+10$	$k+6$	-1	14	$k+6$	$k+14$	$k+10$	-1
7	$k+2$	$k+10$	$k+6$	$-j$	15	$k+6$	$k+14$	$k+10$	$-j$

20

30

【0 4 6 3】

四重ランクコードブックのためのパラメータ値は $a=2$ 、 $b=4$ 、 $c=0$ 、 $d=4$ であり、これによって決定されるコードワードインデックスは表 1 7 の通りである。

【0 4 6 4】

【表 1 7】

	m	n	r	s	$\square$
0	k	$k+8$	k	$k+8$	1
1	$k+4$	$k+12$	$k+4$	$k+12$	1
2	$k+6$	$k+14$	$k+6$	$k+14$	1
3	$k+10$	$k+18$	$k+10$	$k+18$	1
4	$k+4$	$k+12$	k	$k+8$	1
5	$k+4$	$k+12$	k	$k+8$	j
6	$k+10$	$k+18$	$k+6$	$k+14$	1
7	$k+10$	$k+18$	$k+6$	$k+14$	j

40

【0 4 6 5】

50

図32は、方位角の変化に従う提案コードブックの平均相関度性能を示したグラフである。特に、図32(a)は単一ランク転送の場合、図32(b)は二重ランク転送の場合、図32(c)は三重ランク転送の場合、図32(d)は四重ランク転送の場合に対するグラフである。

【0466】

3D SCM UMa環境下で端末の位置を方位角 -60° から 60° まで 15° 間隔で変化させながらグラフを生成した。方位角別に10000個のチャンネル行列を生成した後、それに最も適合した基準インデックス k を設定し、それによって長期コードブックを決定した。決定された長期コードブック内で、毎度発生する瞬間チャンネルに適合したコードワードを選択し、チャンネルとの相関度を確認して平均値を計算する方法により性能評価を遂行した。これに従う性能評価結果は、図32に図示されており、端末の方位角変化に従う平均相関度 μ は数式33を使用して算出した。

【0467】

提案コードブックで使用するフィードバックビット数は四重ランクを除いては4ビットであり、四重ランクの場合は3ビットである。これは比較対象に使用する標準コードブックであるLTEリリース10 8-Txコードブックと同一なフィードバックサイズである。

【0468】

図32(a)を参照すると、単一ランクの場合、提案コードブックを使用して標準コードブックに対して約10%の性能向上が発生したことが分かる。図32(b)を参照すると、二重ランクの場合、提案コードブックを使用すれば、標準コードブックに対して約25%の性能向上が発生したことが分かる。三重ランクと四重ランクの場合にも各々標準コードブックに対して約8%と18%の性能向上が発生しており、これは図32(c)と図32(d)を通じて各々分かる。

【0469】

以下、発明の動作方法と活用案に対して記述する。発明の動作方法は、大別して基地局が基準になる下りフィードバックと端末が基準になる上りフィードバックがある。下りフィードバックの場合、基地局が端末の入射角情報を活用して各端末に合う適合したパラメータを設定し、設定したパラメータを別途の制御チャンネルで端末に伝達する。基地局から該当パラメータの伝達を受けた端末はこれに合うコードブックを生成する。一方、上りフィードバック方法は端末が基地局から送った各アンテナ要素別CSI-RSを通じてチャンネルに対する統計的特性を把握する。端末はCSI-RSを通じて無線通信に適合したパラメータを選定して上りフィードバックを通じて基地局に伝達する。基地局は端末から報告を受けたパラメータを活用してコードブックを生成する。前記言及した方法により生成されたコードブックは長期コードブックに活用され、瞬間的なチャンネル変化によって短期コードベクトルインデックスを決定してビームフォーミングが遂行される。

【0470】

提案するコードブックはパラメータ化されているので、転送環境変化に従う適応的運用が可能である。例えば、発明の具体的な事例及び性能評価で使われたUMa環境の代わりにUMiチャンネル環境に変化させて提案コードブックを活用することができる。本発明はチャンネル環境の変化によって適合したパラメータを選定できるので、既存の標準コードブックより柔軟に適応的な運用を可能にする。

【0471】

図33は、四重ランクコードブックのチャンネル適応的設定を例示する。

【0472】

特に、図33(a)はUMaチャンネルの場合、図33(b)はUMiチャンネルの場合を各々例示する。

【0473】

図33を参照すると、UMa環境とUMi環境に対して各チャンネルに合うパラメータを選択してコードブックに適用可能であり、UMi環境の場合、パラメータ $a=2$ 、 $b=2$

10

20

30

40

50

、 $c = 2$ 、 $d = 6$ に変更設定して変化された環境に最適化されたビームフォーミング遂行が可能である。

【0474】

本発明は、実際のチャネルの特性を考慮して、長期コードブックの範囲を可変的に構成して拡張させた。また、マルチランク転送時、ビーム間の相関度を調べた結果、広い範囲のビーム構成がレイヤ間の干渉の減少に影響を及ぼすことがあることを確認し、これによって使用するビーム間の間隔を調整した。提案方式によれば、ビームインデックス間の関係によって交差位相差の割り当てを異ならせて、不必要な交差位相差の使用を除去するので、これを他のコードワードに代替して性能利得を得ることができた。

【0475】

提案コードブックはUMaとUMiなどのチャネル環境変化と、LTE帯域とミリメートル波帯域を含む多様な転送周波数帯域の変化に従う適応的運用が可能である。このために、基地局または端末でパラメータ変更を設定して適用する形態のコードブックを前述したように提案しており、したがって、提案コードブックは多様なチャネル環境に柔軟な適応を通じて信頼度の高いビームフォーミングの遂行を可能にする。アンテナ個数増加及び二次元アンテナ構造など、変化されたアレイ形態に対しても本発明で提示するコードブックの拡張適用が可能である。

【0476】

図34は、本発明の一実施形態に従う端末の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前述した実施形態／説明が全て適用されることができ、重複する説明は省略する。

【0477】

まず、端末は基地局から転送されたCSI-RSを測定することができる(S3410)。

【0478】

次に、端末は前記CSI-RS測定に基づいて生成したCSIを基地局に報告することができる(S3420)。ここで、CSIはコードブックからプリコーディング行列を指示するためのPMI及びランク(または、レイヤ数)を指示するためのRIを含むことができる。この際、PMIは端末により選択されたビームグループに対する第1のPMI(W1)、及び前記ビームグループに含まれたビームに対するビームサブグループ選択情報と前記選択されたビームサブグループに対するアンテナポート偏波別の位相一致情報を含む第2のPMI(W2)を含むことができる。これは、第1のPMIがコードブックから選択されたプリコーディング行列セットを指示し、第2のPMIがプリコーディング行列セット内で端末により選択された少なくとも一つのプリコーディング行列を指示すると表現されることもできる(即ち、プリコーディング行列がビームに該当する)。

【0479】

位相一致情報は、ランク(または、レイヤ数)が増加するにつれて、ビームグループ内で選択された／グルーピングされたビームサブグループが同一な場合と異なる場合別に互いに異なる細分性で指示できる。ここで、ビームサブグループは前記ビームグループ内で端末により選択された少なくとも一つのビームを含むように構成されることができ、ビームサブグループが同一／異なる場合はビームサブグループに含まれたビームが同一／異なる場合を意味することができる。また、各ビームサブグループ内に含まれたビームの間には直交性が満たされることができ。

【0480】

もし、ビームサブグループが同一な場合、第1細分性を有する位相一致情報が指示されることができ、ビームサブグループが異なる場合、第2細分性を有する位相一致情報が指示できる。この際、第1細分性は第2細分性より低いことがある。即ち、これは、位相一致情報が、ビームサブグループが同一な場合、 x 個の位相一致候補のうちから選択された位相一致値を指示し、ビームサブグループが異なる場合、 x より大きい y 個の位相一致候補のうちから選択された位相一致値を指示することを意味することができる。この際、例

10

20

30

40

50

例えば、 x は 1 または 2 に、 y は 4 に設定できる。ビームサブグループが異なる場合、位相一致情報は QPSK に基づいて報告できる。

【0481】

ビームグループに含まれたビームの間隔 (spacing) は不均一に設定できる。間隔は基地局により設定可能な (configurable) パラメータに基づいて決定できる。または、間隔は事前に予め定義されるか、または基地局による上位層シグナリングにより端末に指示できる。

【0482】

本発明が適用できる装置一般

【0483】

図 35 は、本発明の一実施形態に従う無線通信装置のブロック構成図を例示する。

【0484】

図 35 を参照すると、無線通信システムは、基地局 3510 と基地局 3510 の領域内に位置した多数の端末 3520 を含む。

【0485】

基地局 3510 は、プロセッサ (processor) 3511、メモリ (memory) 3512、及び RF 部 (radio frequency unit) 3513 を含む。プロセッサ 3511 は先に提案された機能、過程、及び／又は方法を具現化する。無線インターフェースプロトコルの階層はプロセッサ 3511 により具現化できる。メモリ 3512 はプロセッサ 3511 と連結されて、プロセッサ 3511 を駆動するための多様な情報を格納する。RF 部 3513 はプロセッサ 3511 と連結されて、無線信号を送信及び／又は受信する。

【0486】

端末 3520 は、プロセッサ 3521、メモリ 3522、及び RF 部 3523 を含む。プロセッサ 3521 は、先に提案された機能、過程、及び／又は方法を具現化する。無線インターフェースプロトコルの階層はプロセッサ 3521 により具現化できる。メモリ 3522 はプロセッサ 3521 と連結されて、プロセッサ 3521 を駆動するための多様な情報を格納する。RF 部 3523 はプロセッサ 3521 と連結されて、無線信号を送信及び／又は受信する。

【0487】

メモリ 3512、3522 はプロセッサ 3511、3521 の内部または外部にすることができ、よく知られた多様な手段でプロセッサ 3511、3521 と連結できる。また、基地局 3510 及び／又は端末 3520 は一つのアンテナ (single antenna) または複数アンテナ (multiple antenna) を有することができる。

【0488】

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。

【0489】

本明細書で、‘A 及び／又は B’ は A 及び／又は B のうちの少なくとも一つを意味するものとして解釈できる。

【0490】

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化できる。ハードウェアによ

10

20

30

40

50

る具現化の場合、本発明の一実施形態は一つまたはその以上の A S I C s (application specific integrated circuits)、D S P s (digital signal processors)、D S P D s (digital signal processing devices)、P L D s (programmable logic devices)、F P G A s (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化できる。

【0491】

ファームウェアやソフトウェアによる具現化の場合、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化できる。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、既に公知の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

【0492】

本発明は、本発明の必須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での全ての変更は本発明の範囲に含まれる。

〔発明を実施するための形態〕

【0493】

発明の実施のための多様な形態が発明の実施のための最善の形態で説明された。

20

【産業上の利用可能性】

【0494】

本発明は 3 G P P L T E / L T E - A / 5 G システムに適用される例を中心として説明したが、3 G P P L T E / L T E - A / 5 G システムの以外にも多様な無線通信システムに適用可能である。

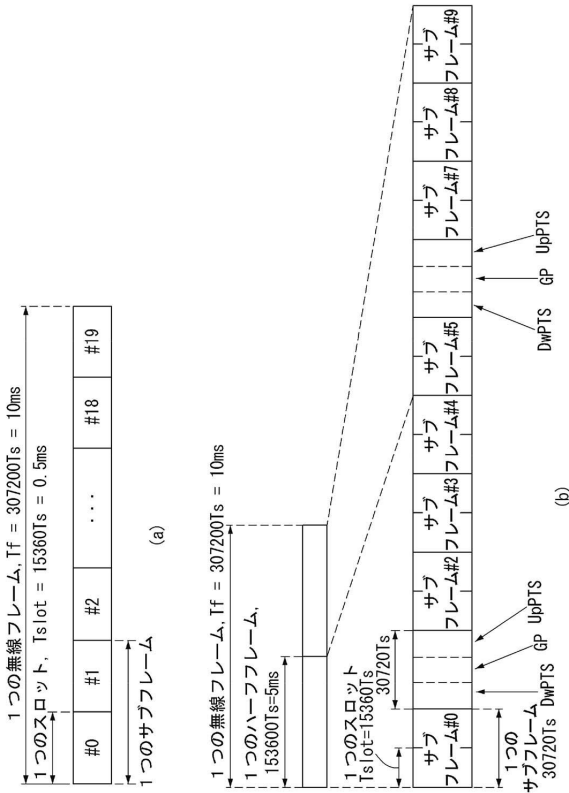
30

40

50

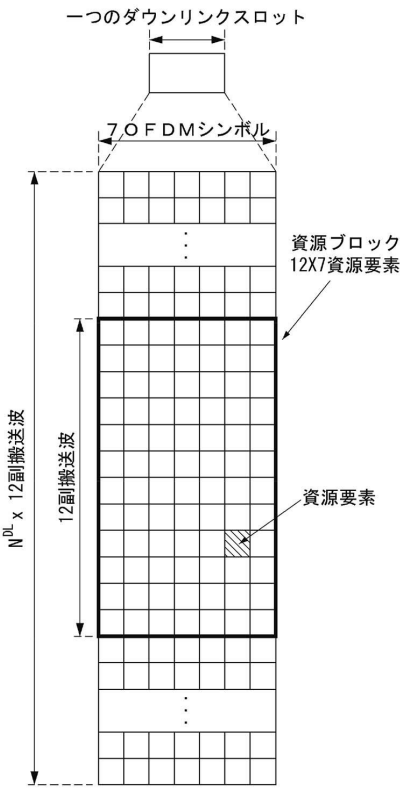
【図面】
【図 1】

FIG. 1



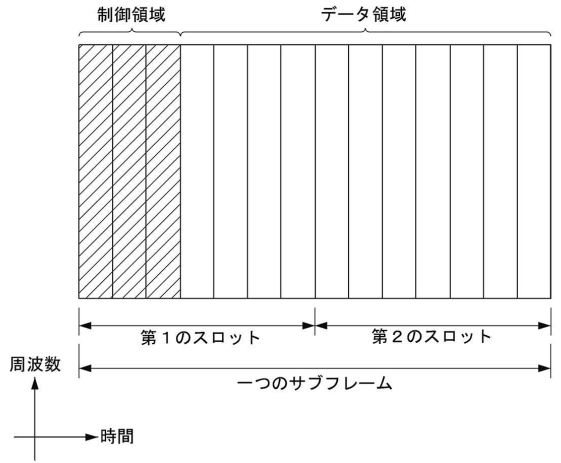
【図 2】

FIG. 2



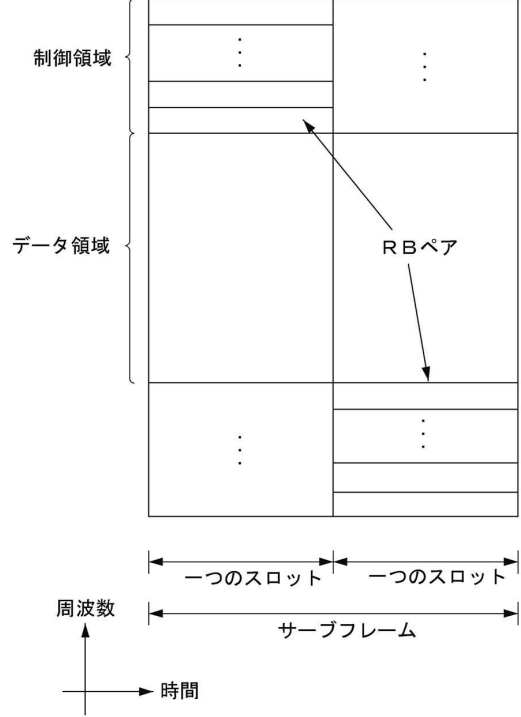
【図 3】

FIG. 3



【図 4】

FIG. 4



10

20

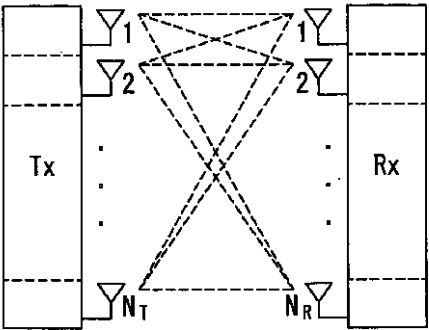
30

40

50

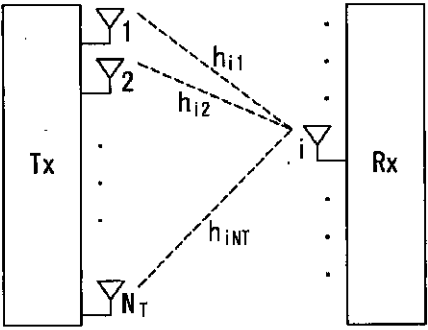
【図 5】

【図 5】



【図 6】

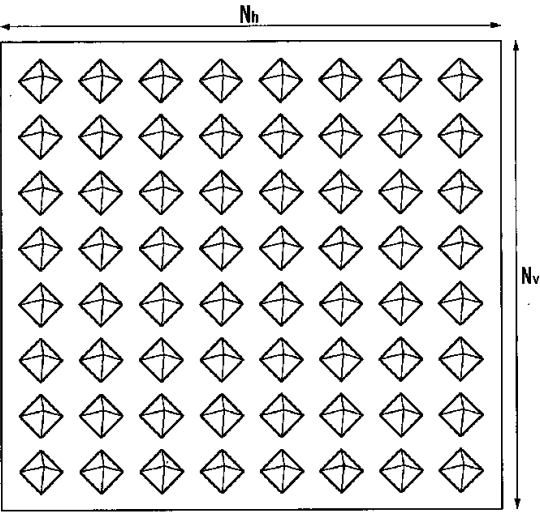
【図 6】



10

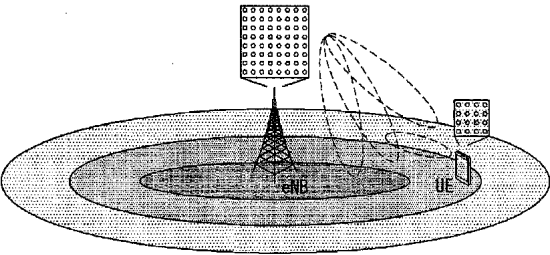
【図 7】

【図 7】



【図 8】

【図 8】



20

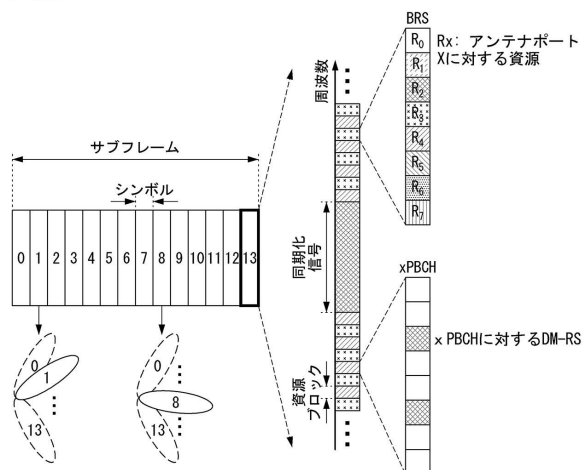
30

40

50

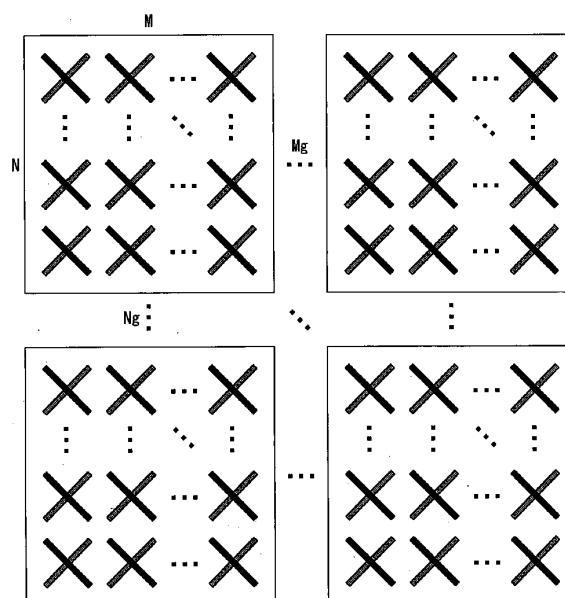
【図 13】

FIG. 13



【図 14】

【도 14】

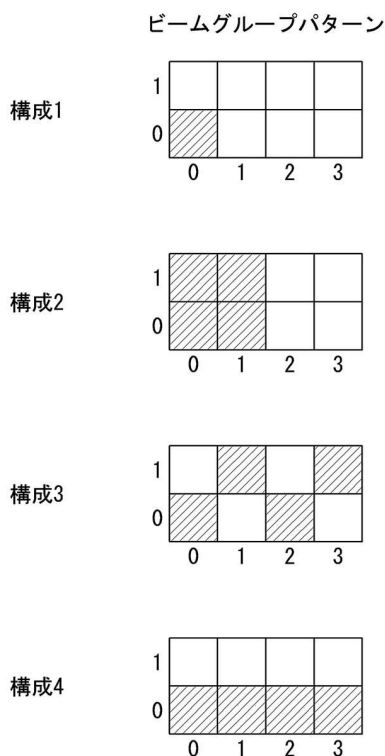


10

20

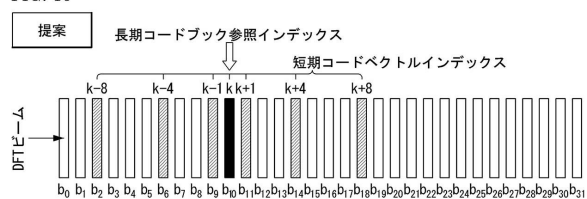
【図 15】

FIG. 15



【図 16】

FIG. 16



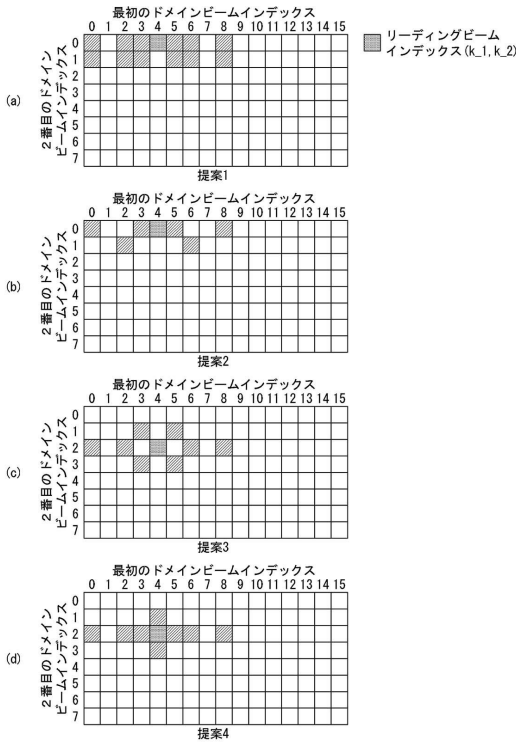
30

40

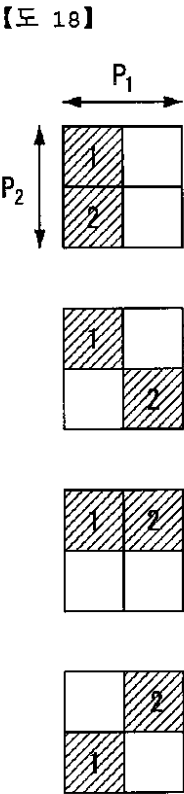
50

【図 17】

FIG. 17

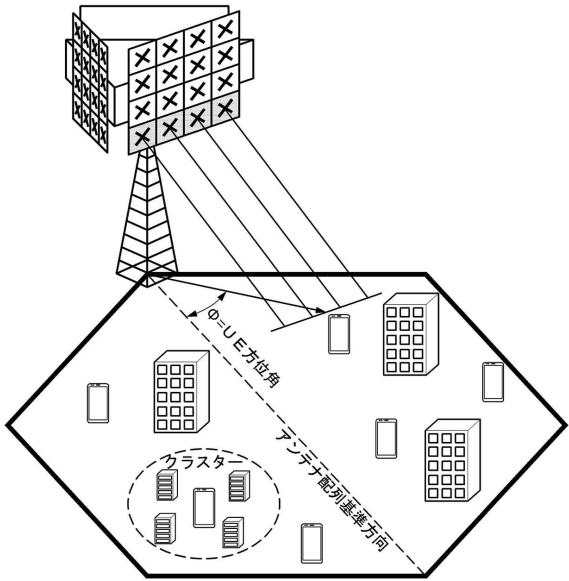


【図 18】



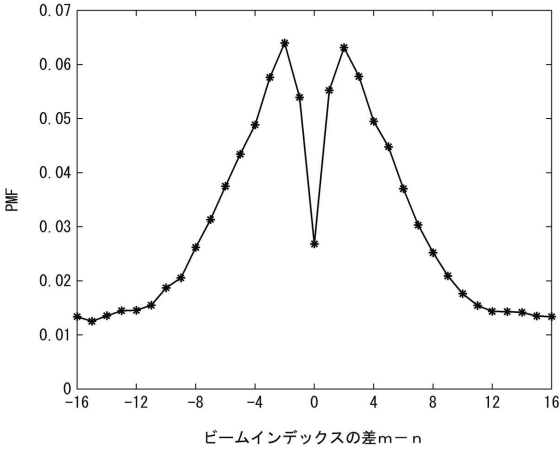
【図 19】

FIG. 19



【図 20】

FIG. 20



10

20

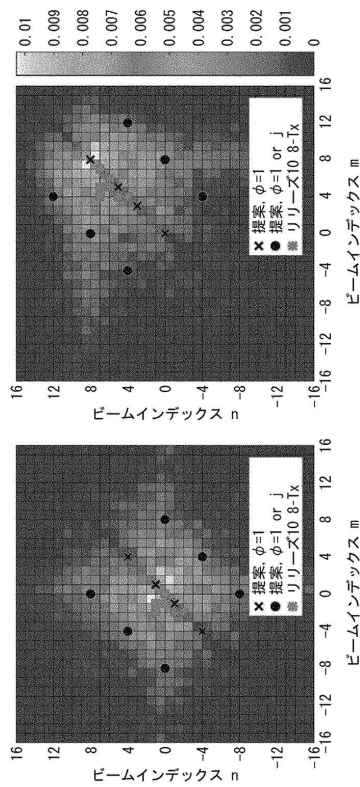
30

40

50

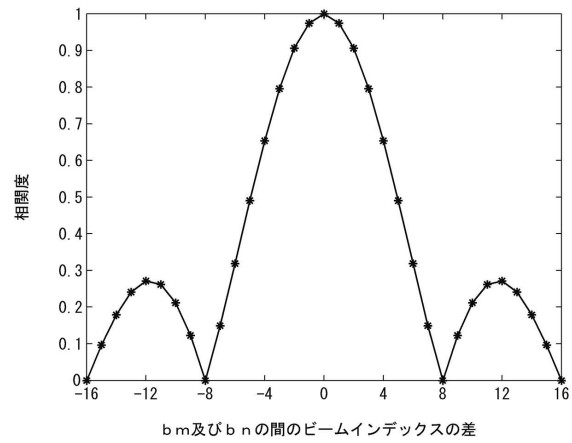
【図 2 1】

FIG. 21



【図 2 2】

FIG. 22

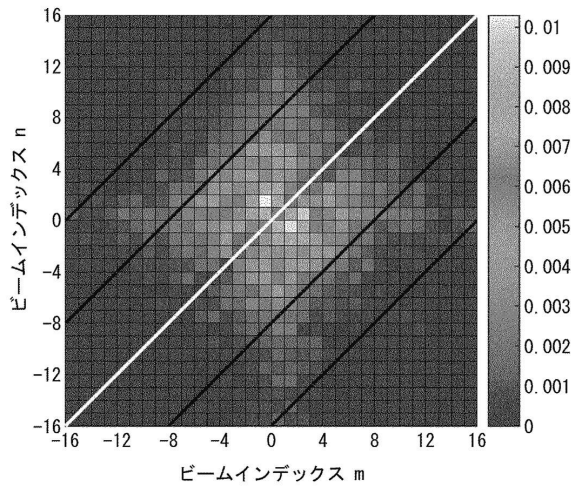


10

20

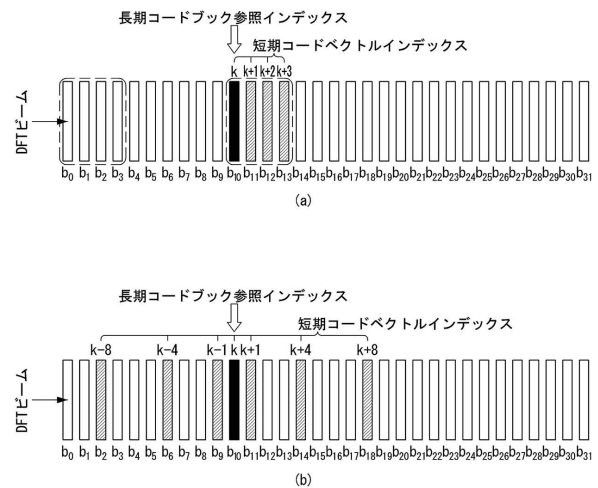
【図 2 3】

FIG. 23



【図 2 4】

FIG. 24

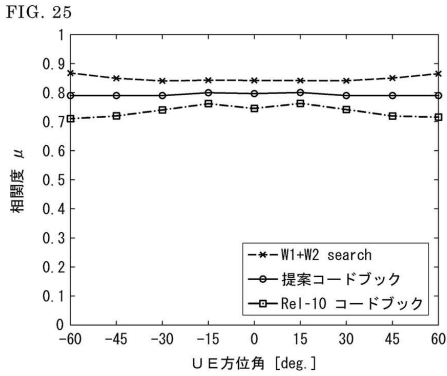


30

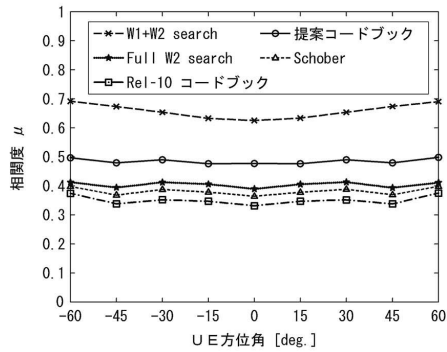
40

50

【図 2 5】

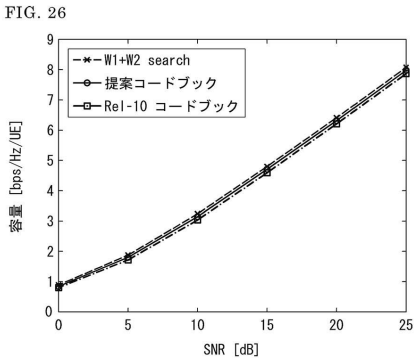


(a) 単一ランク転送時の相関度 μ

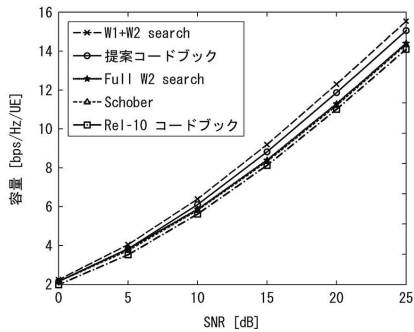


(b) 二重ランク転送時の相関度 μ

【図 2 6】

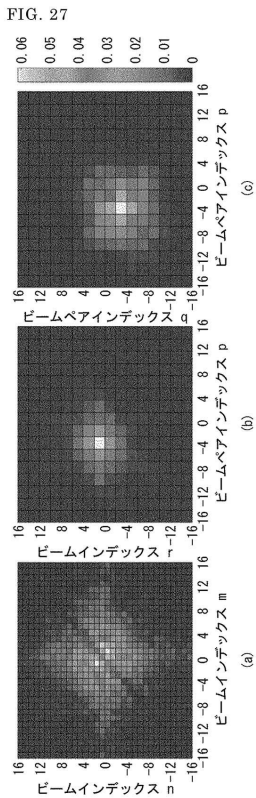


(a) 単一ランク転送時のチャンネル容量

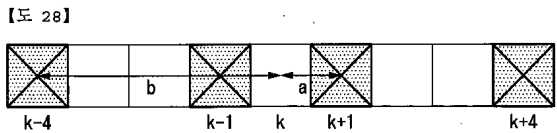


(b) 二重ランク転送時のチャンネル容量

【図 2 7】



【図 2 8】



10

20

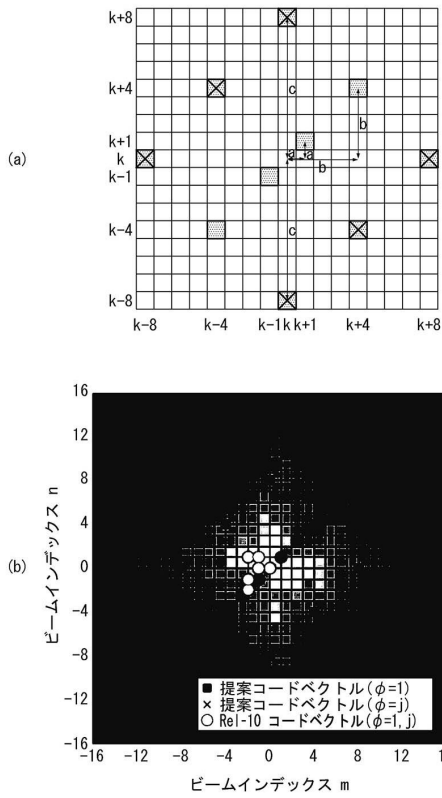
30

40

50

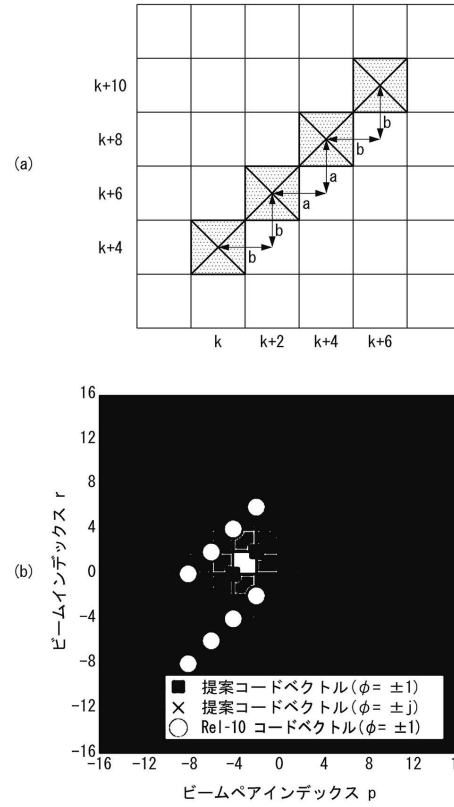
【図 29】

FIG. 29



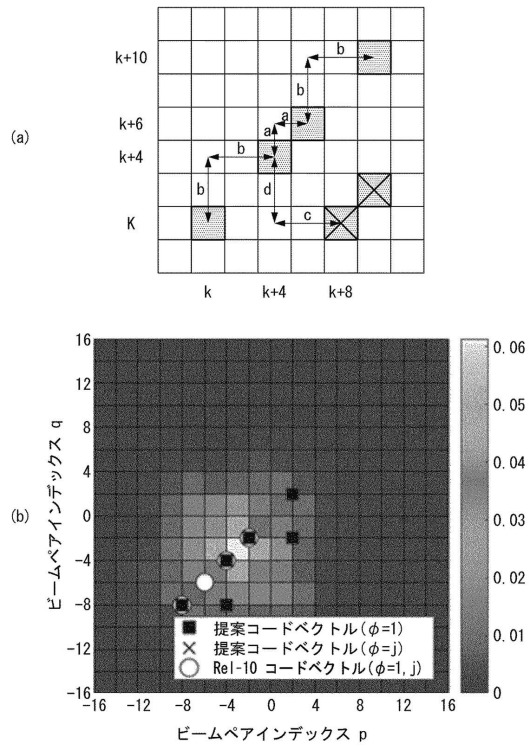
【図 30】

FIG. 30



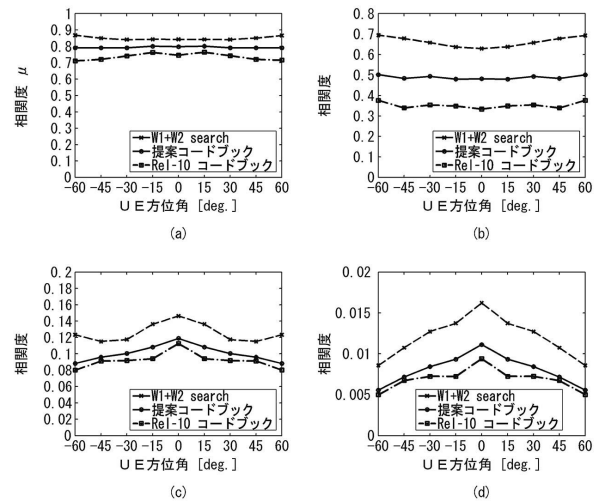
【図 31】

FIG. 31



【図 32】

FIG. 32



10

20

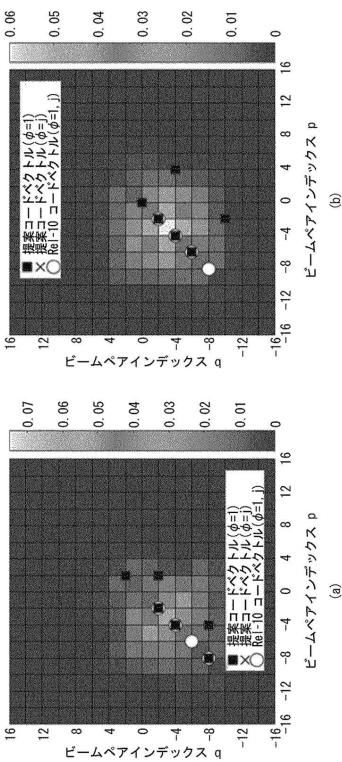
30

40

50

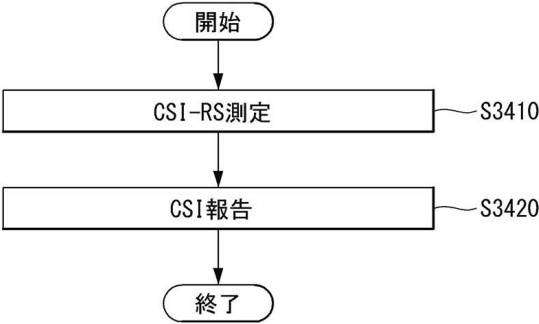
【図 3 3】

FIG. 33



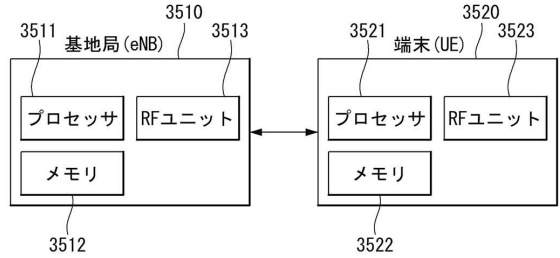
【図 3 4】

FIG. 34



【図 3 5】

FIG. 35



フロントページの続き

(51)国際特許分類

H 0 4 L 27/26 (2006.01)
H 0 4 B 7/0413(2017.01)

F I

H 0 4 W 16/28 1 3 0
H 0 4 W 24/10
H 0 4 L 27/26 1 1 3
H 0 4 B 7/0413 3 1 0

(33)優先権主張国・地域又は機関

米国(US)

(31)優先権主張番号 62/540,567

(32)優先日 平成29年8月3日(2017.8.3)

(33)優先権主張国・地域又は機関

米国(US)

(74)代理人 100099759

弁理士 青木 篤

(74)代理人 100123582

弁理士 三橋 真二

(74)代理人 100165191

弁理士 河合 章

(74)代理人 100114018

弁理士 南山 知広

(74)代理人 100159259

弁理士 竹本 実

(72)発明者 バク ヘウク

大韓民国, ソウル 0 6 7 7 2, ソチョーク, ヤンジェーデロ 1 1 -ギル, 1 9, 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 チャンヒョン

大韓民国, ソウル 0 8 8 0 3, クワナクーク, ナムプソンファンロー 2 5 6ラーギル, 1 2

(72)発明者 シン スンチン

大韓民国, キョンギード 1 0 3 3 5, コヤンーシ, イルサンドンーク, ハヌルマウルロー, 7 6

(72)発明者 ソン ウォンチン

大韓民国, ソウル 0 6 5 2 2, ソチョーク, チャムウォンロー 4 -ギル, 3 4 -1 1

(72)発明者 イ ヒョクチョン

大韓民国, キョンギード 1 6 9 2 3, ヨンチンーシ, スチーク, チンサンロー, 1 0 8

(72)発明者 バク チョンヒョン

大韓民国, ソウル 0 6 7 7 2, ソチョーク, ヤンジェーデロ 1 1 -ギル, 1 9, 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 北村 智彦

(56)参考文献 特表 2 0 1 6 - 5 1 4 4 2 9 (J P, A)

国際公開第 2 0 1 8 / 1 2 8 4 9 8 (W O, A 1)

LG Electronics, Discussion on Discussion on CSI feedback Type I[online], 3GPP TSG RAN WG1 #88 R1-1702456, 2017年02月07日, [検索日:2017.08.31],Internet <URL:http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_88/Docs/R1-1702456.zip>

(58)調査した分野 (Int.Cl., D B名)

H 0 4 B 7 / 0 4 1 7
H 0 4 B 7 / 0 6
H 0 4 B 7 / 0 4 5 6
H 0 4 W 1 6 / 2 8
H 0 4 W 2 4 / 1 0
H 0 4 L 2 7 / 2 6
H 0 4 B 7 / 0 4 1 3

IEEE Xplore
3GPP TSG RAN WG1-4
SA WG1-2
CT WG1