

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6158314号
(P6158314)

(45) 発行日 平成29年7月5日(2017.7.5)

(24) 登録日 平成29年6月16日(2017.6.16)

(51) Int.Cl.

H04J 99/00 (2009.01)
H04B 7/0452 (2017.01)

F 1

H04J 99/00
H04B 7/0452

請求項の数 36 (全 41 頁)

(21) 出願番号 特願2015-512907 (P2015-512907)
 (86) (22) 出願日 平成25年5月17日 (2013.5.17)
 (65) 公表番号 特表2015-519018 (P2015-519018A)
 (43) 公表日 平成27年7月6日 (2015.7.6)
 (86) 國際出願番号 PCT/US2013/041726
 (87) 國際公開番号 WO2013/173809
 (87) 國際公開日 平成25年11月21日 (2013.11.21)
 審査請求日 平成28年5月17日 (2016.5.17)
 (31) 優先権主張番号 13/475,598
 (32) 優先日 平成24年5月18日 (2012.5.18)
 (33) 優先権主張国 米国(US)

早期審査対象出願

(73) 特許権者 506352393
 リアデン リミテッド ライアビリティ
 カンパニー
 アメリカ合衆国 カリフォルニア州 94
 107 サンフランシスコ ブライアント
 ストリート 355 スイート 110
 (74) 代理人 100092093
 弁理士 辻居 幸一
 (74) 代理人 100082005
 弁理士 熊倉 賢男
 (74) 代理人 100067013
 弁理士 大塚 文昭
 (74) 代理人 100086771
 弁理士 西島 幸喜

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】分散入力分散出力無線システムにおける空間ダイバーシティを改善するシステム及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

マルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)において実行される方法であつて、

1つ以上の集中型ユニットを複数の分散型送受信局またはアンテナにネットワークを介して通信できるように接続する工程であつて、前記ネットワークは有線又は無線リンク又は両方の組み合わせを有する、工程と、

バックホール通信チャネルとして前記ネットワークを利用する工程と、

前記MU-MASにおけるチャンネル空間ダイバーシティを高めるために、電力均衡を利用する工程であつて、電力均衡は複数のユーザが一以上の送受信局の近傍においてクラスタ化されるとき前記分散型送受信局において送信電力を調整することを含む、工程と、

前記多重アンテナから複数のユーザへ同時に複数のデータストリームを送信する工程と、
、
を含む方法。

【請求項 2】

送信アンテナ選択またはユーザ選択を利用する工程を含み、

空間選択性指標(SSR)、時間選択性指標(TSR)、及び/又は周波数選択性指標(FSR)がチャンネルダイバーシティの測定値として使用される、

請求項1に記載の方法。

【請求項 3】

10

20

送信アンテナの異なる部分集合を定義し、前記無線リンク経由の送信の前記SSIを最適化する前記部分集合を選択する工程を更に含む、請求項2に記載の方法。

【請求項4】

選択基準が、測定値から得られるSSI、TSI、及び/又はFSIの閾値に基づく、請求項2に記載の方法。

【請求項5】

全てのクライアント装置の有効チャンネル行列の最小特異値がSSIとして使用される、請求項2に記載の方法。

【請求項6】

全てのクライアント装置からの合成チャンネル行列の最小特異値又は条件番号がSSIとして使用される、請求項2に記載の方法。 10

【請求項7】

一部又は全ての送受信機局からの複素チャンネル利得の合計の絶対値がTSIとして使用される、請求項2に記載の方法。

【請求項8】

前記SSIを使用して、前記可干渉エリアを測定及び予測する、請求項2に記載の方法。

【請求項9】

平均SSIを使用して、固定送信アンテナ構成とチャンネル条件の変化に基づく送信アンテナ選択方法との間で適応的に選択する、請求項2に記載の方法。 20

【請求項10】

前記SSIの時間相関を利用して、前記方法の計算複雑性を減少させながら、最適なアンテナの部分集合を選択する、請求項2に記載の方法。

【請求項11】

前記最適なアンテナの部分集合を検索する工程が、前記SSI閾値を満たす最初の部分集合が見つかるとすぐに中断され、したがって計算複雑性を減少させる、請求項3に記載の方法。

【請求項12】

限られた数のアンテナの部分集合だけが、前記方法の計算複雑性を減少させる手段として特定の性能基準に基づいて選択される、請求項3に記載の方法。 30

【請求項13】

他のBTSより大きい電力を送る基地送受信機局(BTS)が、その送信電力を減少させて全てのBTSから前記クライアントへの前記電力を均衡させる、請求項1に記載の方法。

【請求項14】

他のBTSより大きい電力を送る基地送受信機局(BTS)が、その電力レベルを元のまま保持し、前記他のBTSがその送信電力を増加させて全てのBTSから前記クライアントへの電力を均衡させる、請求項1に記載の方法。

【請求項15】

前記共分散行列の最大自己相関係数を送信電力不均衡の指標として使用する、請求項1に記載の方法。 40

【請求項16】

自己相関の閾値が電力均衡法と電力不均衡法との間で選択するために定義されて、これらの閾値は特定の性能基準に基づいて得られる、請求項15に記載の方法。

【請求項17】

前記選択がヒステリシスループに基づき、自己相関の複数の閾値がそのヒステリシスに対して定義される、請求項16に記載の方法。

【請求項18】

前記自己相関が送信利得値にマッピングされ、その値が前記BTSの電力を調整するために使用される、請求項15に記載の方法。 50

【請求項 19】

マルチユーザ(M U)多重アンテナシステム(M A S)であって、複数の分散型送受信局又はアンテナにネットワークを介して通信可能に接続される1つ以上の集中型ユニット。

有線又は無線リンク又は両方の組み合わせを含む前記ネットワークであって、バックホール通信チャネルとして利用される、ネットワークと、

を含み、

前記 M U - M A S は、

チャンネル空間ダイバーシティを高めるために、複数のユーザが一以上の送受信局の近傍においてクラスタ化されるとき前記分散型送受信局において送信電力を調整することを含む電力均衡を利用し、10

前記多重アンテナから複数のユーザに同時に複数のデータストリームを送信する、システム。

【請求項 20】

送信アンテナ選択及びユーザ選択を利用し、空間選択性指標(S S I)、時間選択性指標(T S I)、及び/又は周波数選択性指標(F S I)がチャンネルダイバーシティの測定値として使用される、請求項 19 に記載のシステム。

【請求項 21】

送信アンテナの異なる部分集合を定義し、前記無線リンク経由の送信の前記 S S I を最適化する前記部分集合を選択する工程を更に含む、請求項 20 に記載のシステム。20

【請求項 22】

選択基準が、測定値から得られる S S I 、 T S I 、及び/又は F S I の閾値に基づく、請求項 20 に記載のシステム。

【請求項 23】

全てのクライアント装置の有効チャンネル行列の最小特異値が S S I として使用される、請求項 20 に記載のシステム。

【請求項 24】

全てのクライアント装置からの合成チャンネル行列の最小特異値又は条件番号が S S I として使用される、請求項 20 に記載のシステム。

【請求項 25】

一部又は全ての送受信機局からの複素チャンネル利得の合計の絶対値が T S I として使用される、請求項 20 に記載のシステム。

【請求項 26】

前記 S S I を使用して、前記可干渉エリアを測定及び予測する、請求項 20 に記載のシステム。

【請求項 27】

平均 S S I を使用して、固定送信アンテナ構成とチャンネル条件の変化に基づく送信アンテナ選択システムとの間で適応的に選択する、請求項 20 に記載のシステム。

【請求項 28】

前記 S S I の時間相関を利用して、前記システムの計算複雑性を減少させながら、最適なアンテナの部分集合を選択する、請求項 20 に記載のシステム。40

【請求項 29】

前記最適なアンテナの部分集合を検索する工程が、前記 S S I 閾値を満たす最初の部分集合が見つかるとすぐに中断され、したがって計算複雑性を減少させる、請求項 21 に記載のシステム。

【請求項 30】

限られた数のアンテナの部分集合だけが、前記システムの計算複雑性を減少させる手段として特定の性能基準に基づいて選択される、請求項 21 に記載のシステム。

【請求項 31】

他の B T S より大きい電力を送る基地送受信機局(B T S)が、その送信電力を減少さ50

せて全てのBTSから前記クライアントへの前記電力を均衡させる、請求項19に記載のシステム。

【請求項32】

他のBTSより大きい電力を送る基地送受信機局(BTS)が、その電力レベルを元のまま保持し、前記他のBTSがその送信電力を増加させて全てのBTSから前記クライアントへの電力を均衡させる、請求項19に記載のシステム。

【請求項33】

前記共分散行列の最大自己相関係数を送信電力不均衡の指標として使用する、請求項19に記載のシステム。

【請求項34】

自己相関の閾値が電力均衡システムと電力不均衡システムとの間で選択するために定義されて、それらの閾値は特定の性能基準に基づいて得られる、請求項33に記載のシステム。

【請求項35】

前記選択がヒステリシスループに基づき、自己相関の複数の閾値がそのヒステリシスに対して定義される、請求項34に記載のシステム。

【請求項36】

前記自己相関が送信利得値にマッピングされ、その値が前記BTSの電力を調整するために使用される、請求項35に記載のシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

(関連出願の相互参照)

本出願は、次の同時係属の米国特許出願及び発行済み特許の一部継続出願である。

【0002】

米国特許出願第13/464,648号(名称「System and Method to Compensate for Doppler Effects in Distributed-Input Distributed Output Systems」)、同第12/917,257号(名称「Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering」)、同第12/802,988号(名称「Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems」)、米国特許第8,170,081号(2012年5月1日発行、名称「System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements」)、米国特許出願第12/802,974号(名称「System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters」)、同第12/802,989号(名称「System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client」)、同第12/802,958号(名称「System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Network」)、同第12/802,975号(名称「System And Met

10

20

30

40

50

hod For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems」)、同第12/802,938号(名称「System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems」)、同第12/630,627号(名称「System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications」)、米国特許第7,599,420号(2009年10月6日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communications」)、同第7,633,994号(2009年12月15日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communications」)、同第7,636,381号(2009年12月22日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communications」)、同第8,160,121号(2012年4月17日発行、名称「System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications」)、米国特許出願第11/256,478号(名称「System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications」)、現発行済み特許第7,711,030号(2010年5月4日発行)、米国特許第7,418,053号(2008年8月26日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communications」)、米国特許出願第10/817,731号(名称「System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave(「NVIS」)Communication Using Space-Time Coding」)、現米国発行済み特許第7,885,354号(2011年2月8日発行))。

【背景技術】

【0003】

従来技術のマルチユーザ無線システムは、複雑性を追加し、かつ無線ネットワークへの制限を招き、したがって、所定のユーザの体験(例えば、利用可能な帯域、待ち時間、予想性、信頼性)がエリア内の他のユーザによるスペクトルの利用により影響を受ける状況が発生する。複数のユーザによって共用される無線スペクトル内の総帯域幅に対する増加する要求、及び所定のユーザに向けてマルチユーザ無線ネットワークの信頼性、予想性、及び短い待ち時間によって変化し得る用途の更なる成長を考慮すると、従来技術のマルチユーザ無線技術には多くの制限が問題点としてあることが明らかである。実際、所定のタイプの(例えば、建物の壁を通過する際に効率的である波長での)無線通信に適するスペクトルの限られた利用可能性のために、従来技術の無線技術は、信頼性が高く、予想可能であり、かつ待ち時間が短い帯域幅に対する需要の増大を満たすには不十分である。

【図面の簡単な説明】

【0004】

特許又は出願ファイルは、彩色して作成された少なくとも1つの図面を含む。カラー図面を有する本特許又は特許公報の複写は、要請及び必要な料金の支払いに基づき米国特許局によって提供される。

【0005】

本発明は、発明を実施するための最良の形態の以下の説明を図面と併せ読むことにより、より良好に理解されると考えられる。

【図1】事前符号化変換ユニットからなるマルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)、即ちMU-MASの一実施形態を示す。

10

20

30

40

50

【図2】基地送受信機局（BTS）が集中型プロセッサ（CP）に直接接続される一実施形態を示す。

【図3】基地送受信機局（BTS）が基地局ネットワーク経由で接続される実施形態を示す。

【図4】基地送受信機局（BTS）がネットワーク経由で接続される別の実施形態を示す。

【図5】3つのモデルを有するDIDO 6×6 システムのシミュレートされた送信共分散行列を示す。

【図6】3つのチャンネルモデルに対する信号対雑音比（SNR）の関数としての符号誤り率（SER）性能だけでなく、ダイバーシティメトリックの累積密度関数（CDF）も示す。
10

【図7】例示の基地送受信機局の分布を示す。

【図8】空間的共分散行列の最大自己相関及び相互相関係数に応じた空間選択性指標（space selectivity indicator）（SSI）を示す。

【図9】3つのチャンネルモデルの例示のSSIの結果を示す。

【図10】上記3つのシナリオにおけるSSIの累積密度関数（CDF）の比較を示す。

【図11】1つの測定セット用のDIDO 2×2 システムにおけるクライアントデバイスのSNDRを示す。

【図12】SNDR、TSI、及びSSIを含む複合プロットを示す

【図13】RX2が電力不均衡の高い場所から電力不均衡の低い別の場所へ移動する第2のチャンネルシナリオからの結果を示す。
20

【図14】RX1（設置型クライアント）の性能さえもSSIが増加するにつれて改善することを示す。

【図15】SNDR対平均SSI（a）及びSSIの標準偏差（b）を示す。

【図16】クライアントの移動度及びドップラー効果による時間内のディープフェードに起因するTSIの標準偏差に応じてSNDRがどのように減少するかを示す。

【図17a】最小自己相関係数及び最大相互相関係数の関数としてプロットされる等式（7）で定義されたCNを示し、各ドットは100m秒のデータの結果である。

【図17b】CNとして定義されるSSIのCDFを示す。

【図18】図17aの三次元バージョンを示す。
30

【図19】平均CNに応じた平均SNDRを示す。

【図20】1アンテナ当たり同一の送信電力を仮定した場合のi.i.d.チャンネルにおける異なるオーダーのDIDOシステムの性能を示す。

【図21】i.i.d.チャンネルにおけるDIDO 4×4 のシミュレートされた性能を示す。

【図22】(9)におけるダイバーシティメトリックの利得の関数としてSNRの利得を示す。

【図23】SNDR、SSI（ \min で示される）、及びTSI（TX1, ..., Mで示される各送信機からの複素チャンネル利得の絶対値である）のトレースを示す。

【図24】図23と同じ経路上であるが追加のアンテナを2つ使用して得られる結果を示す。
40

【図25】DIDO 4×2 、 6×4 、 8×6 及び 10×8 システムに対するSSIのシミュレートされたSER性能及びCDFを示す。

【図26】DIDO 4×2 、 6×4 、 8×6 及び 10×8 システムに対するSSIのシミュレートされたSER性能及びCDFを示す。

【図27】DIDO 4×2 、 6×4 、 8×6 及び 10×8 システムに対するSSIのシミュレートされたSER性能及びCDFを示す。

【図28】DIDO 4×2 、 6×4 、 8×6 及び 10×8 システムに対するSSIのシミュレートされたSER性能及びCDFを示す。

【図29】平均SNDR（5秒間にわたる）対平均SSIを示す。
50

【図30】DIDO 4×4 及び 6×4 の結果を示す。

【図31】DIDO 2×2 及び 4×2 に対するTSIの標準偏差に応じた平均SNDRを示す。

【図32】DIDO 4×4 及び 6×4 の結果を示す。

【図33】4つのDIDOシステムに対する瞬間的なSSIのCDFを比較する。

【図34】約20秒のデータによる1つの特定の測定値セットからの結果を示す。

【図35】SSIターゲットを -15 dB に引き上げ、その結果SER性能が改善する一実施形態を示す。

【図36】ターゲットSSIを引き上げることによって得られる改善を示す。

【図37】複数のUEが1つのBTSの周囲でクラスター化されている例示のシナリオを示す。 10

【図38】最大自己相関係数の異なる値に対する異なるオーダーのDIDOシステムのSER性能を示す。

【図39】最大自己相関の異なる値に対するSSIのCDFを示す。

【図40】MU-MAS又はDIDOシステムにおける全てのBTSにわたり送信電力を均衡する方法の一実施形態を示す。

【図41】MU-MAS又はDIDOシステムにおける全てのBTSにわたり送信電力を均衡する方法の別の実施形態を示す。

【図42】実際的な屋外伝播シナリオにおける送信電力均衡方法の性能を示す。

【図43】電力不均衡あり及びなしでの条件番号の分布を示す。 20

【図44】次の3つの異なる場合のチャンネルのトレース(SNDR、SSI、及びTSI)、即ち、 i)送信電力均衡方法を用いないDIDO 2×2 、 i i)送信電力均衡方法を用いたDIDO 2×2 、 i ii)アンテナ選択法と併用の送信電力均衡方法を用いたDIDO 4×2 、を示す。

【図45】次の3つの異なる場合のチャンネルのトレース(SNDR、SSI、及びTSI)、即ち、 i)送信電力均衡方法を用いないDIDO 2×2 、 i i)送信電力均衡方法を用いたDIDO 2×2 、 i ii)アンテナ選択法と併用の送信電力均衡方法を用いたDIDO 4×2 、を示す。

【図46】次の3つの異なる場合のチャンネルのトレース(SNDR、SSI、及びTSI)、即ち、 i)送信電力均衡方法を用いないDIDO 2×2 、 i i)送信電力均衡方法を用いたDIDO 2×2 、 i ii)アンテナ選択法と併用の送信電力均衡方法を用いたDIDO 4×2 、を示す。 30

【図47】特定のBTSが送信電力不均衡の原因である場合のシナリオを示す。

【図48】不均衡あり及びなしでの条件番号の分布を示す。

【図49】異なるアルゴリズムでのチャンネルのトレースを表す。

【図50】異なるアルゴリズムでのチャンネルのトレースを表す。

【図51】異なるアルゴリズムでのチャンネルのトレースを表す。

【図52】4つのクライアントによるDIDOシステムのSSIのSER及びCDFを示す。

【図53】伝送に選択されたBTSの統計及びそれらの相対的な使用率を示す。 40

【発明を実施するための形態】

【0006】

上記の従来技術の制限の多くを克服する1つの解決法は、分散入力分散出力(DIDO)技術の実施形態である。DIDO技術は、以下の特許及び特許出願に説明されており、その全ては、本特許の本出願人に譲渡され、かつ参照することにより組み込まれている。これらの特許及び出願は、本明細書において集合的に「関連特許及び出願」と呼ぶことがある。

【0007】

米国特許出願第13/464,648号(名称「System and Method to Compensate for Doppler Effects in D 50

istributed - Input Distributed Output Systems」)。

【0008】

同第12/917,257号(名称「Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering」)。

【0009】

同第12/802,988号(名称「Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed - Input Distributed - Output (DIDO) Communication Systems」)。 10

【0010】

米国特許第8,170,081号(2012年5月1日発行、名称「System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements」)。

【0011】

米国特許出願第12/802,974号(名称「System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters」)。 20

【0012】

同第12/802,989号(名称「System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed - Input - Distributed - Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client」)。

【0013】

同第12/802,958号(名称「System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed - Input - Distributed - Output (DIDO) Network」)。 30

【0014】

同第12/802,975号(名称「System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems」)。

【0015】

同第12/802,938号(名称「System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems」)。 40

【0016】

同第12/630,627号(名称「System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications」)。

【0017】

米国特許第7,599,420号(2009年10月6日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」)。

【0018】

同第7,633,994号(2009年12月15日発行、名称「System an 50

d Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」)。

【0019】

同第7,636,381号(2009年12月22日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」)。

【0020】

同第8,160,121号(2012年4月17日発行、名称「System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications」)。 10

【0021】

米国特許出願第11/256,478号(名称「System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications」)。

【0022】

米国特許第7,418,053号(2008年8月26日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」)。

【0023】

米国特許出願第10/817,731号(名称「System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave(「NVIS」)Communication Using Space-Time Coding」)。 20

【0024】

本特許出願のサイズ及び複雑性を低減するために、関連特許及び出願の一部の開示を以下では明示的に説明してはいない。本開示の完全な詳細説明については関連特許及び出願を参照されたい。

【0025】

1. システムモデル

ここでは、図1に表すように、事前符号化変換ユニット101、ネットワーク102、及びN個のクライアント装置UE1～UE4と無線で通信しているM個の送受信機局103からなるマルチユーワーク(MU)多重アンテナシステム(MAS)、即ちMU-MASについて記述する。事前符号化変換ユニット101は、異なるクライアント装置向けの異なるネットワークコンテンツ(例えば、ウェブサーバー又は他のネットワークソースC1～C5からストリーミングされるビデオ、ウェブページ、ビデオゲーム、テキスト、音声、など)を有するN本の情報のストリームを受信する。今後、用語「情報のストリーム」を、ある音声、データ、又はビデオコンテンツを製造するためにある変調/符号化の方式又はプロトコルに従って、スタンドアロンのストリームとして復調又は復号され得る情報を含む、ネットワーク上を送信される任意のデータのストリームを呼ぶために使用する。一実施形態では、情報のストリームは、スタンドアロンのストリームとして復調又は復号され得るネットワークコンテンツを運ぶビットのシーケンスである。一実施形態では、このネットワークコンテンツは、ネットワークを経由して事前符号化変換ユニット101に配信される。有線及び無線を含む任意のタイプのネットワークアクセス技術が使用されてよい。加えて、ネットワークは、ローカルエリアネットワーク(例えば、LAN、WLANなど)、広域ネットワーク、インターネット、又はそれらの任意の組み合わせであってよい。

【0026】

一実施形態では、事前符号化変換ユニット101は、各クライアント装置UE1～UE4と確立される各通信チャンネルのチャンネル状態情報(CSI)を処理して、事前符号化変換を生成する。他の実施形態では、チャンネル品質情報(例えば、信号対雑音比など

10

20

30

40

50

) 又は統計的チャンネル情報(例えば、空間的共分散行列など)は、事前符号化変換を計算するために使用される。事前符号化変換は、線形(例えば、ゼロ強制[1]、ブロック対角化[2]、行列反転など)又は非線形(例えば、ダーティペーパー符号化[3~5]又はTomlinson-Harashima事前符号化[6~7])とすることができる。

【0027】

一実施形態では、事前符号化変換ユニット101は、事前符号化変換を利用して、ネットワークコンテンツC1~C5からのN本の情報のストリームをM本のビットのストリームに(あるアルゴリズムに従って)結合する。今後、用語「ビットのストリーム」を、有用な情報のビットを必ずしも含有せず、それ自体をスタンドアロンストリームとして復調又は復号してネットワークコンテンツを検索することができない任意のビットのシーケンスを呼ぶために使用する。本発明の一実施形態では、ビットのストリームは、事前符号化変換ユニットによって生成され、M個の送受信機局103の1つに送信されるために所定のビット数に量子化される複素ベースバンド信号である。一実施形態では、M本のビットのストリームは、事前符号化変換ユニットからネットワーク102(有線/無線、インターネット、広域ネットワーク、若しくはローカルエリアネットワーク、又はそれらの任意の組み合わせであってよい)を経由してM個の送受信機局103に送信される。

【0028】

最後に、M個の送受信機局103は、情報のストリームを回復してネットワークコンテンツを復調するクライアント装置UE1~UE4にビットのストリームを送信する。なお、システム内のクライアントの数Kは任意の値にすることができる。例えば、K>Mの場合、(K-M)の差分のクライアントは、関連した特許及び出願及び従来技術(例えば、TDMA、FDMA、OFDM、CDMAなど)に記載される異なる技術を用いて多重化される。また、K≤Mであるが、K<Nである場合、クライアント装置のいくつかで複数の情報のストリームが使用可能である。それらのクライアント装置は、既存のMIMO又はDIDO技術を使用することにより多重アンテナを装備している場合、複数の情報のストリームを復調することができる。

【0029】

本発明の1つの重要な特徴は、全ての送受信機局から同時にビットのストリームを受信するときにクライアント装置UE1~UE4が情報のストリームを回復できるように、MU-MASが情報のストリームを、ネットワークを介して送受信機局103へ送信されるビットのストリームに変換することである。従来技術と異なり、ネットワークを通じて送信されるM本のビットのストリームは、N本の情報のストリームの一部又は全ての組み合わせであると見ることができる。そのため、クライアント装置がビットのストリームをM個の送受信機局の1つのみから受信しなくてはいけない場合(局からクライアントへの良好なリンク品質及びSNRを仮定しても)、その情報は全く役に立たず、元のネットワークコンテンツを回復することができなくなる。各クライアント装置が情報のストリームを回復し、ネットワークコンテンツC1~C5を復調することができるのは、M個の送受信機局の全て又は部分集合からビットのストリームを受信することによってのみである。

【0030】

本発明の一実施形態では、MU-MASは、図2に示し、上で参照される関連特許及び出願に記載されるように集中型プロセッサ(CP)201、基地送受信機局(BTS)203、及びユーザ機器(UE)UE1~UE4からなる分散入力分散出力(DIDO)システムである。BTSは、図2のようにCP201に直接接続されるか、図3に表すように基地局ネットワーク(BSN)301を経由するか、のどちらか一方にできる。他の実施形態では、ネットワークコンテンツC1~C5及びBTS203は、両方とも図4のように、有線/無線ローカルエリアネットワーク、広域ネットワーク、及び/又はインターネットであり得る同一のネットワーク401を経由してCP201に接続される。

【0031】

10

20

30

40

50

クライアント装置が確実に受信した情報のストリームからネットワークコンテンツを回復するには、無線チャンネルは、十分な自由度を有する必要があるか、又は同等に高い空間ダイバーシティを有する必要がある。空間ダイバーシティは、伝播環境（又はチャンネルの角度広がり）におけるマルチパスの空間分布だけでなく、送受信機局 203 及びクライアント装置 U E 1 ~ U E 4 の空間における分布にも依存する。以下に記述するのは、本出願において後述の技術及び方法で使用される無線チャンネルの空間ダイバーシティを評価するための異なるメトリックである。

【0032】

2. ダイバーシティメトリック及びチャンネルモデル

ターゲットクライアント k における受信信号は次式で与えられる。

10

【0033】

【数1】

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{H}_k \sum_{\substack{u=1 \\ u \neq k}}^K \mathbf{W}_u \mathbf{s}_u + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

式中、 $k = 1, \dots, K$ であって、K はクライアントの数である。更に、クライアント装置で M 個の送信 D I D O アンテナ及び R 個の受信アンテナを仮定して、

【0034】

【数2】

$$\mathbf{r}_k \in \mathbb{C}^{R \times M}$$

20

は、クライアント k での受信データストリームを含有するベクトルであり、

【0035】

【数3】

$$\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

は、主 D I D O クラスターにおけるクライアント k への送信データストリームのベクトルであり、

【0036】

【数4】

$$\mathbf{s}_u \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

30

は、主 D I D O クラスターにおけるクライアント u への送信データストリームのベクトルであり、

【0037】

【数5】

$$\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

は、クライアント k の R 個の受信アンテナでの付加的な白色ガウス雑音（A W G N）のベクトルであり、

【0038】

40

【数6】

$$\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{R \times M}$$

は、クライアント k での M 個の送信 D I D O アンテナから R 個の受信アンテナへの D I D O チャンネル行列であり、

【0039】

【数7】

$$\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{M \times R}$$

は、主 D I D O クラスターにおけるクライアント k に対する D I D O 事前符号化重みの

50

行列であり、

【 0 0 4 0 】

【 数 8 】

$\mathbf{W}_u \in \mathbb{C}^{M \times R}$

は、主 D I D O クラスターにおけるクライアント u に対する D I D O 事前符号化重みの行列である。

【 0 0 4 1 】

一般性を失うことなく表記を単純化するために、全てのクライアントが R 個の受信アンテナを備え、 M ($R + K$) であるように M 個の D I D O 分散型アンテナが存在することを仮定する。 M が受信アンテナの総数よりも大きい場合、ターゲットクライアントに対する干渉を予め除去するため、又は米国特許第 7,599,420 号、同第 7,633,994 号、同第 7,636,381 号を含む関連特許及び出願、及び米国特許出願第 12/143,503 号に記載されるダイバーシティスキームを経由する同じクラスター内のクライアントに対するリンクの堅牢性を向上させるため、追加の送信アンテナが使用される。

【 0 0 4 2 】

D I D O 事前符号化重みは、クライアント間の干渉を予め除去するために計算される。例えば、米国特許第 7,599,420 号、同第 7,633,994 号、同第 7,636,381 号を含む関連特許及び出願、並びに米国特許出願第 12/143,503 号及び [2] に記載されるブロック対角化 (B D) 事前符号化は、主クラスターで次の条件を満たすようにクライアント間の干渉を取り除くために使用することができる。

【 0 0 4 3 】

【 数 9 】

$$\mathbf{H}_k \mathbf{W}_u = \mathbf{0}^{R \times R}; \quad \forall u = 1, \dots, K; \text{ であり } u \neq k. \quad (2)$$

【 0 0 4 4 】

条件 (2) を (1) に代入すると、ユーザ間の干渉が取り除かれたターゲットクライアント k 向けの受信データストリームを得る。

【 0 0 4 5 】

【 数 1 0 】

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \quad (3)$$

【 0 0 4 6 】

ユーザ k の有効チャンネル行列を次のように定義する。

【 0 0 4 7 】

【 数 1 1 】

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \quad (4)$$

【 0 0 4 8 】

本発明の一実施形態は、ダイバーシティメトリックを (4) の有効チャンネル行列の最小特異値の全てのクライアントにわたる最小として次のように定義する。

【 0 0 4 9 】

【 数 1 2 】

$$\lambda_{\min} - \min_{k=1, \dots, K} \lambda_{\min}^{(k)} (\tilde{\mathbf{H}}_k) \quad (5)$$

【 0 0 5 0 】

別の実施形態は、次のようにチャンネル行列を全てのクライアントから提供することによって得られる複合 D I D O チャンネル行列の最小若しくは最大特異値又は条件番号を使用する。

10

20

30

40

50

【0051】

【数13】

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{H}_K \end{bmatrix} \quad (6)$$

【0052】

条件番号(CN)は、次のように複合DIDOチャンネル行列の最大特異値と最小特異値の割合と定義される。

【0053】

【数14】

$$CN = \frac{\lambda_{\max}(\bar{\mathbf{H}})}{\lambda_{\min}(\bar{\mathbf{H}})}. \quad (7)$$

【0054】

次に、本出願で現実的な伝播条件に記載されるシステム及び方法の性能をシミュレートするために使用される異なるチャンネルモデルを定義する。周知の Kronecker structure [8, 9] を採用し、相互相關エントリ $r_{i,j} = c^{i-j}$ (ただし $i \neq j$)、及び次により与えられる自己相關エントリを用いて空間的共分散行列をモデリングする。

【0055】

【数15】

$$r_{i,i} = \begin{cases} \rho_a & i = 1 \\ \frac{(N - \rho_a)(N - i + 1)}{\sum_{n=1}^{N-1} n} & i > 1 \end{cases} \quad (8)$$

【0056】

(8) のモデルの利点は、唯一のパラメータ ρ_a の関数として空間的共分散行列の対角エントリを書き込むことができるることである。

【0057】

送信空間的共分散行列の3つの異なるチャンネルモデル、即ち、 i) 互いに独立で同一の分布に従うモデルに近い $c = 0.00001$, $a = 1$ による「i.i.d. mode 1」、 i) アンテナが等しい送信電力を有し、互いにごく近接し(例えば、MIMOシステムにおけるまれな場合)、その結果高い相互相關係数をもたらす無線システムをシミュレートする $c = 0.8$, $a = 1$ による「高い相互相關モデル」、 i) 低い空間的相関をもたらすためアンテナが大面積に分散されているが、1つのアンテナが全てのクライアントにごく近接しているため他の全てのアンテナを圧倒している(例えば、DIDOシステムにおけるまれな場合)無線システムをシミュレートする $c = 0.00001$, $a = 5.9$ による「高い自己相關モデル」、を定義する。これら3つのモデルを用いたDIDO 6×6 システムのシミュレートされた送信共分散行列が図5に示される。今後提示される全ての結果において、クライアントは、大面積に分散されると仮定され、それぞれの波長は互いに間隔があくため、受信共分散行列は同一であると仮定する。

【0058】

図6は、上述の3つのチャンネルモードに対する信号対雑音比(SNR)の関数としての符号誤り率(SER)性能だけでなくダイバーシティメトリック(即ち、最小特異値)の累積密度関数(CDF)を示す。「高相互相關モデル」及び「高自己相關モデル」においてSER性能が空間ダイバーシティの欠如のために低下することが観察される。「高相互相關モデル」では、ダイバーシティの欠如は、MIMOアレイの送信アンテナに対する高い空間的相関によるものである。「高自己相關モデル」では、減少したダイバーシティは、送信アンテナの1つにおける他との比較の送信電力不均衡によるものである。「高相

10

20

30

40

50

「互相關モデル」で空間ダイバーシティを改善する1つの方法は、アンテナ同士の間隔を遠く離すことであり、これは、実際的なMIMOシステムで禁止する場合がある。「高自己相関モデル」では、本特許出願で後述するように分散型アンテナに対する送信電力を均衡することによってダイバーシティを増加させることができる。

【0059】

本発明者らは多様な伝播条件に対するDIDOシステムにおけるダイバーシティメトリックを収集した。実験的活動では、図7に示すようにPaloo Alt oのダウンタウンにある異なる建物内に導入されたDIDO BTSを使用した。多様な伝播シナリオでのDIDO 2×2システムに対する(5)の「空間選択性指標」(SSI)を異なる組み合わせの送信BTS及びダウンタウンPaloo Alt o周辺の受信アンテナ位置を使用して測定することから開始した。10

【0060】

図8は、空間的共分散行列の最大自己相関及び相互相関係数に応じたSSIを示す。各ドットは、実験(即ち、設置型クライアント及び3mphで移動するクライアント)で考慮される速度でのフェーディング影響を平均するのに十分な、5秒間にわたる空間的共分散行列を平均化して得られる。SSIの最高値(高いチャンネル空間選択性を示す)は、最大相互相関が「0」(即ち、アンテナ間の物理的な間隔が大きい又はチャンネルの角度広がりが高いために送信アンテナ間の空間的相関が低い)かつ最大自己相関が「1」(即ち、送信アンテナに対する電力バランスが良好)であるときに得られることが観察される。これら2つの場合から逸脱する全てのシナリオは、低い値のSSI及び低い空間ダイバーシティをもたらす。20

【0061】

図9は、上述の3つのチャンネルモデルのSSIの結果を示す。図9aの「i.i.d.」の場合は、DIDO BTSが物理的に互いに遠く離れた場合のシナリオを示し、「高相互相関」の場合は、カバレージエリア内のどこへでもクライアントの移動を可能にしながら、送信アンテナ同士を1波長離すことによって得られ、「高自己相関」の場合は、図7でアンテナ10が他の送信機を圧倒するようにアンテナ10の近接に全てのクライアントを配置することによって得られた。各プロットにおけるピンクの円は、自己及び相互相関係数の平均を示す。図9bでは、平均相互相関は、アンテナ間隔が小さいため図9aから増加し、平均自己相関は、送信電力均衡のため減少する。逆もまた同様に、図9cでは、平均自己相関は、送信電力不均衡のため増加し、平均相互相関は、BTS間のアンテナ間隔がより大きいために減少する。30

【0062】

図10は、上記3つのシナリオにおけるSSIの累積密度関数(CDF)を比較する。i.i.d.の場合が他の2つのチャンネル条件に比べ最良の性能を提供することが観察される。

【0063】

次に、DIDOシステムの信号対雑音歪み比(SNDR)及びSER性能が空間及び時間変化に応じてどのように変化するか分析する。空間変化は、上記定義のSSIを用いて測定される。時間変化は、「時間選択性指標(time selectivity indicator)」(TSI)によって測定される。本発明の一実施形態は、TSIをDIDOシステムにおける送信アンテナの一部又は全てからの複素チャンネル利得の合計の絶対値と定義する。チャンネル変化、ディープフェード比又は時間を追跡する他の任意のメトリックをTSIとして使用することができる。図11の上段は、1つの測定セットに対するDIDO 2×2システムにおける両方のクライアント装置のSNDRを示す。第2段は、TSIを表す。クライアント1は設置型であるため、そのTSIは平坦であるのに対して、クライアント2のTSIは、クライアントの移動度のために時間とともにフェードすることが観察される。第3段は、2つの送信機のそれぞれの自己相関係数だけでなく、SSIを示す。2つの自己相関係数が「1」に近接しているとき、SSIは増加することが観察される。40

【0064】

50

図12は、上の結果全てを1つのプロットに結合する。第1の受信機（即ち、RX1）では、クライアントが設置型であり、かつTSIが平坦であるにもかかわらず、SNDRのトレースはフェードすることが観察される。実際、RX2の移動度のため、SSIは、時間とともに変化し、それらの変化はRX1についてもSNDRのフェードを引き起こす。更に、SSIはTSI上で独立的にフェードする場合があることが観察される。実際TSIのフェードは、マルチパスの弱め合い干渉に起因する、両方の送信機からの信号品質の不良を示すが、DIDOチャンネルは、複数の空間データストリームをサポートするのに十分な空間的自由度（即ち、大きなSSI）を有したままである場合がある。あるいは、SSIのフェードは、DIDOチャンネル行列が特異であり、複数のパラレルデータストリームをサポートできないことを示すが、全ての送信アンテナからの信号品質は良好のままで、多数のTSIをもたらす場合がある。本発明は、TSI、SSI、又は2つのメトリックの組み合わせを使用して、チャンネルダイバーシティを評価し、システムパラメータを調節して、ダイバーシティを拡張する。

【0065】

SSIを使用して、DIDOシステム内の可干渉エリアを測定及び予測することができる。例えば、本発明の一実施形態は、SSIを測定し、時間とともにその経過を追い、その将来の行動を予測する。その予測に基づき、送信及び受信システムパラメータの両方を適合させる（例えば、送信に使用する BTS の数、又はデータストリームを受信するクライアント装置の数）。

【0066】

図13は、RX2が電力不均衡の高い場所から電力不均衡の低い別の場所へ移動する第2のチャンネルシナリオからの結果を示す。この変化の結果は、SSIの改善である。図14は、同じ測定シナリオの概要を示す。RX1（設置型クライアント）の性能であってもSSIが増加するにつれて改善することが観察される。

【0067】

伝播条件の大きな集合でSNDR性能をSSIと比較した。図15は、a)にSNDR対平均SSIを、b)にSSIの標準偏差を表す。それぞれのドットは、5秒間にわたり収集された1つの測定値を表現する。赤の実線は、測定値の上方及び下方10%を回帰計算から取り除いた、全ての測定値の点の線形回帰を表現する。無線チャンネルにおいて大きな空間ダイバーシティが使用可能なために、図15aでは、平均SSIに応じて平均SNDRが増加することが観察される。例えば、大きな電力不均衡によって特徴付けられるシナリオは、結果的に低いSNDRになる低い平均SSIをもたらす。更に、図15bでは、平均SNDRは、クライアントの移動度によるSSIのディープフェードに起因するSSIの標準偏差に応じて減少する。なお、実用システムでは、効率的なメモリ使用及び計算複雑性の軽減のために忘却因子を使用する移動平均技術又は方法を用いてSSIの平均及び標準偏差を計算することができる。

【0068】

図16は、時間チャンネル変化に対する同様の結果を示す。SNDRは、クライアントの移動度及びドップラー効果による時間内のディープフェードに起因するTSIの標準偏差に応じて減少する。

【0069】

本発明の別の実施形態は、条件番号(CN)をSSIとして使用する。等式(7)で定義されたCNは、図17bに最少自己相関係数及び最大相互相関係数の関数としてプロットされ、各ドットは100m秒のデータの結果である。有効チャンネル行列の最小特異値と逆に、より低いCNは、空間ダイバーシティが高いチャンネルを示す。図17aは、CNとして定義されるSSIのCDFを示す。図18は、図17aの三次元のバージョンを表す。

【0070】

図19は、平均CNに応じた平均SNDRを示す。各ドットは、20秒にわたるデータの平均を表現する。平均CNの値が増加するにつれSNDRが低下することが観察される

10

20

30

40

50

。

【0071】

3. 送信アンテナ選択の方法

無線リンクで空間自由度を増加させる1つの方法は、送信アンテナをシステム内のクライアントの数より多く追加し、特定のSSI性能ターゲットを満たすアンテナを選択することである。このアルゴリズムは、[10]及び本発明者らの先行の米国特許出願第7,636,381号に記述されるように送信アンテナ選択として既知である。一実施形態では、送信アンテナの部分集合の全ての可能な組み合わせがまず特定される。次にSSIが、それぞれのアンテナセット用に計算される。最後に、ダイバーシティメトリックを最大化するセット又はSSIが最適な送信アンテナの部分集合として選択される。

10

【0072】

図20は、1アンテナ当たり同一の送信電力を仮定した場合のi.i.d.チャンネルにおける異なるオーダーのDIDOシステムの性能を示す。SSIは、 $2 \times 2 \sim 8 \times 8$ にわたりCDFが左に移動するにつれ、送信アンテナの数の増加に対し低下するが、SER性能は任意のオーダーのDIDOに対し同様である。

【0073】

図21は、i.i.d.チャンネルにおけるDIDO 4×4 のシミュレートされた性能を示す。アンテナ選択は、ターゲットSERに依存してSNRにおいて優位な利得を提供する。例えば、2つの追加アンテナを追加することによる1%のSERターゲットで、利得は12dBであるか、又は0.1%のターゲットで、その利得は18dBまで増加する。また、図21bは、改善された空間ダイバーシティのため、SSIのCDFがアンテナ選択により改善することを示す。なお、図21では、有効チャンネル行列の最小特異値の（全ての可能な送信アンテナの部分集合にわたる）最大値をプロットする。図21bにおけるCDFの平均値を次のようにデシベルで定義する。

20

【0074】

【数16】

$$D_{\text{dB}} = 20 \log_{10}(E\{\max(\lambda_{\min})\}) \quad (9)$$

【0075】

図22は、(9)におけるダイバーシティメトリックの利得の関数としてSNRの利得を示す。表a)内の値は、図21aにおけるシミュレートしたSER性能から得られる。図22bでは、2つの利得の間で線形の関係に近いことが観察される。本発明の一実施形態では、平均SSIは、選択アルゴリズムを使用するかどうかを決定するのに使用される。実際、アンテナ選択アルゴリズムは、SSIを全てのアンテナの部分集合について計算する必要があるので、更なる計算複雑性を必要とする。どのチャンネル条件の下でアンテナ選択アルゴリズムが本当に必要となるかを理解すると、不要なときにアルゴリズムをオフにすることができる、したがってシステムの計算複雑性が改善する。例えば、平均SSIがある一定の閾値を超える場合、アンテナ選択アルゴリズムをトリガする必要はなく、固定数のアンテナを送信に使用する。平均SSIが減少する場合（例えば、クライアントの移動度のために）、アルゴリズムは、無線リンク上を送信するための最良のアンテナの部分集合を選択するようアンテナ選択アルゴリズムをトリガする。

30

【0076】

SSI閾値は、実際の測定値から実験データを分析することによって事前に計算することができる。例えば図23は、SNDR、SSI(λ_{\min} で示される)、及びTSI(TX1, . . . , Mで示される各送信機からの複素チャンネル利得の絶対値である)のトレースを示す。なお、全てのトレースを、重なりを避けつつ同じプロットの中に収めるために、TSIトレースから20dBを意図的に減算した。この実験では、第1のクライアントRX1は設置型であるが、第2のRX2は移動型である。設置型クライアントさえも、SSIトレースにおけるフェードに起因してSNDRトレースが時間とともに変化することが観察される。特に、SSIが-10dBを下回るたびに、SNDRはディープフェード

40

50

ドを受ける。-10dBをSSIの閾値として選択する。本発明は、SSIのこの値に限定されず、異なる性能基準に基づき他の値を選択することができる。移動型クライアントで、ディープフェードはSSIフェード又はTSIフェードのどちらかによって生じる。以前に観察されたように、フェードのこれら2つのタイプは無相関であり、異なる時間に発生する場合がある。

【0077】

図24は、図23と同じ経路上であるが追加のアンテナを2つ使用して得られる結果を示す。なお、SNDRトレースは、高速フェーディングチャネルが高速フェーディングのために1つの実験から次へと変化するので図24のトレースと一致しない。2つの追加アンテナを追加し、送信アンテナ選択アルゴリズムを実行することによって、SSIトレースからディープフェードを取り除き、両方のクライアントのSNDR性能を改善することが可能であることが観察される。図24aは、設置型クライアントが、SNDRディープフェードを受けないことを示す。図24bは、移動型クライアントのSNDRフェードがTSIによるものであるが、SSIフェードが完全に取り除かれることを示す。

10

【0078】

本発明の一実施形態は、使用可能な送信アンテナの部分集合を、既定の閾値を超えるSSIを提供する最初の部分集合に達するまでスキャンする。一旦その部分集合が見つかると、探索は終了し、その結果アルゴリズムの計算複雑性が減少する。

【0079】

図23及び24では、SSIは、高い利得の周期に代わりディープフェードの周期がある構造化された行動を呈することが観察される。このSSIの連続するサンプル間の時間相関を利用して、アンテナの部分集合選択アルゴリズムの複雑性を減少させることができる。一実施形態では、SSIがディープフェードを受け、その値が既定の閾値を下回るまで、同じアンテナの部分集合が保存される。他の実施形態では、システムは、過去において選択してきたアンテナの部分集合の統計の経過を管理して、将来の送信用にそれらを選択するのみである。

20

【0080】

システムの計算複雑性を減少させるための別の方法は、アンテナ選択方法によって選択される送信アンテナの組み合わせの数を減少させることである。図25~28は、DIDO 4×2 、 6×4 、 8×6 及び 10×8 システムに対するSSIのシミュレートされたSER性能及びCDFを示す。これらのシステムは全て、クライアントの数以外の追加アンテナを2つ使用する。アンテナの部分集合の異なる番号Nに対して性能が示される。任意のDIDOオーダーに対して、10以下の送信アンテナの部分集合は、アンテナの部分集合の可能な組み合わせを全て使用する同じシステムのSER性能に密接に近付けるのに十分であることが観察される。アンテナの部分集合の数を減少させると、SSIを全てのアンテナの部分集合にわたって計算する必要がないため、計算複雑性に顕著な減少をもたらすことができる。本発明の一実施形態は、システム性能を理想的性能に近接して保持しつつ、システムの計算複雑性を減少させる手段として、限られた数の部分集合を選択する。

30

【0081】

本発明の一実施形態は、最適なアンテナの部分集合を選択するために、SSI及びTSIの組み合わせを使用する。例えば、最大のSSI及びTSIを提供するアンテナの部分集合が選択される。別の実施形態は、既定の閾値を超えるSSIを提供する全てのアンテナの部分集合を特定する第1選択フェーズを定義する。次に、第2選択フェーズは、最大TSIを提供する部分集合を選択する。あるいは、TSI用に別の閾値が定義され、SSI及びTSIの閾値の両方を満たす部分集合が選択される。

40

【0082】

「周波数選択性指標」(FSI)を定義することによって、单一キャリアシステムに対する上述の全ての方法及び結果をマルチキャリア及び/又はOFDMシステムに直接拡張することができる。例えば、OFDMシステムでは、全てのトーンは周波数が均一のチャ

50

ンセルを経験する。次に上述の全ての方法をトーン単位で適用することができる。別の実施形態では、SSI、TSI及びFSIの異なる組み合わせは、上記に定義された基準に従って最適なアンテナの部分集合を選択するために使用される。

【0083】

最後に、多様な伝播条件におけるアンテナ選択アルゴリズムの性能を示す。図29は、平均SNDR(5秒間にわたる)対平均SSIを示す。大きな平均SSIは、高い空間ダイバーシティを有するチャンネルを示し、その結果大きな平均SNDRをもたらす。DIDO $2 \times 2 \sim 4 \times 2$ にわたるアンテナ選択に使用される2つの追加アンテナは、平均SNDR及びSSIの両方を増加させることが観察される。DIDO 4×4 及び 6×4 について同様の結果が図30に示される。

10

【0084】

図31は、DIDO 2×2 及び 4×2 に対するTSIの標準偏差に応じた平均SNDRを示す。高い標準偏差は、SNDR性能を低下させるドップラー効果のために大きな時間選択性を示す。DIDO 4×4 及び 6×4 について同様の結果が図32に示される。

【0085】

最後に、図33は、上記で考慮された4つのDIDOシステム全てに対する瞬間的なSSIのCDFを比較する。より高いオーダーのDIDOに切り替えるときに低下した自由度のために 4×4 では、CDF性能が 2×2 よりも低下していることが観察される。両方の場合において、送信選択アルゴリズムで2つの追加アンテナを追加すると、SSI性能に顕著な改善をもたらす。

20

【0086】

4. ユーザ選択の方法

一実施形態では、空間ダイバーシティは、ユーザ選択を用いてDIDOチャンネルに拡張される。この実施形態では、システム内で所定の数の使用可能な送信アンテナに対して無線チャンネルに十分な自由度がない場合、システムは1つ又は複数のクライアントへの送信をドロップする。この技術では、無線リンクにおける空間ダイバーシティを測定するためにSSIを使用してよい。SSIが既定の閾値を下回ったとき、1つ又は複数のクライアントがドロップされる。

【0087】

本発明の一実施形態では、最速の移動クライアントがドロップされる。実際、クライアントが経験する最も高いドップラー効果はディープフェードを最も受けやすい。別の実施形態は、チャンネル品質がより低いクライアントを選択するためにTSI及びFSIを利用し、そのクライアントをドロップする。クライアントがドロップされるとき、その周期に送信されたビットは破損し、それらのビットは前進型誤信号訂正(FEC)符号化を用いて回復することができる。別の実施形態は、ドロップしたクライアントに機能を提供するために、TDMA、FDMA、OFDMA、又はCDMAなどの代替の多重化技術を利用する。

30

【0088】

図34は、約20秒のデータによる1つの特定の測定値セットからの結果を示す。第1段は、RX1(設置型クライアント)及びRX2(移動型クライアント)として示される2つのクライアントに対する測定されたSNDRトレースを表し、第2段は、4-QAM衛星配置を確実に復調するために10dBに固定されたターゲットによってシミュレートされたSNDRであり、第3段は、シミュレートされたSERであり、最後に第4段は、SSI及び自己相関係数を表す。RX1が設置型であっても、低いSSIによって示されるように、そのSNDRは空間ダイバーシティの欠如のためにターゲットを超えて低下することが観察される。SSIターゲットが低すぎる場合(即ち、図の-20dB)、ユーザ選択アルゴリズムはトリガされず、RX1は深刻なSER低下を受ける。

40

【0089】

図35は、SSIターゲットを-15dBに引き上げ、その結果SER性能が改善する場合を示す。更なる改善は、図36のようにターゲットSSIを更に-10dBに引き上

50

げることによって実現され、その場合は RX 1 の S E R は測定時間を通してゼロになる。この場合、S S I 閾値は S E R 性能に基づき決定されるが、本発明はその閾値に限定されず、任意の他の性能基準をこれに使用することができる。

【 0 0 9 0 】

5 . 送信電力均衡の方法

送信電力不均衡は、1つのB T S がその他を圧倒するように、クライアントの大部分又は全てが1つのB T S の周囲にあり、その他全てから遠いときに発生する。送信電力不均衡は、チャンネル空間ダイバーシティを低減させ（即ち、S S I を減少させ）、その結果システム性能に悪影響を及ぼす。複数のU E 3701（正方形で識別される）が、1つの特定のB T S 3702（円で識別される）の周囲でクラスター化されており、他のB T S から遠く離れて位置している、1つの例示のシナリオを図37に示す。このシナリオは、例えば、1つの場所でクライアントのグループが参加しているイベントがあり、他の全てのB T S が遠く離れているときなどに起こる。本発明の一実施形態は、全てのクライアントで全てのB T S から受信した電力が均衡するように、B T S の電力を適応的に調整する。本発明の一実施形態では、その他全てを圧倒しているB T S の電力は、クライアントにより受信された電力が他の全てのB T S から受信された電力と均衡するまで低減される。本発明の別の実施形態では、他の全てのB T S からの電力は、全てのB T S から全てのクライアントへの受信電力レベルが均衡するまで増加される。

10

【 0 0 9 1 】

チャンネル相反性が利用されるT D D システムでは、ダウンリンクのチャンネル状態情報（C S I ）はアップリンクから得られる。アップリンクトレーニング信号は、B T S の受信機でA D C によって量子化され、それ自体、A D C のビット数に依存する限定された動作範囲を有する。全てのクライアントがB T S の1つの周囲でクラスター化されている場合、そのB T S のC S I は、その他全てからのC S I よりはるかに大きな振幅を有し、したがって、D I D O チャンネル行列を特異にし、リンクの空間自由度を制限する。これは、送信電力不均衡の影響である。チャンネル相反性を利用しないF D D システム又はT D D システムでは、A D C も備えるクライアント装置の受信機で同じ問題が生じる。更に、C S I は、無線リンク上を送信される前に限定されたフィードバック技術を用いてビットに量子化又はマッピングされる必要がある場合がある。この量子化は、C S I の動作範囲を再度限定し、B T S の1つが他を圧倒するとき電力不均衡をもたらす。本明細書に記載される本発明の実施形態は、M U - M A S 及びD I D O システムにおける電力不均衡を防ぐための技術を利用する。

20

30

【 0 0 9 2 】

図13に示すように、送信電力不均衡を識別する1つの方法は、自己相関係数_aを見ることである。自己相関値がB T S の数に接近するとき（送信空間的共分散行列がB T S の数に等しいトレースで正規化されると仮定する）、システムは送信電力不均衡を受ける。例えば、電力不均衡状態のD I D O 4 × 4 システムでは、1つの自己相関は、「4」に接近し、他の全ての自己相関係数はゼロに接近する。反対に、完全に均衡状態のシステムでは、全ての自己相関係数は、「1」となる。

【 0 0 9 3 】

40

送信電力不均衡は、システムの性能に悪影響を及ぼす。例えば、図38は、最大自己相関係数の異なる値に対する異なるオーダーのD I D O システムのS E R 性能を示す。最大自己相関が「1」まで減少すると、S E R 性能は理想的なi . i . d . の場合に近付く。これらのS E R の結果を使用して、不均衡状態のシステムから均衡状態のシステムを識別する閾値を定義することができる。これらの自己相関の閾値を数値的、分析的、又は経験的な方法によって決定することができる。例えば、図38では、閾値はS E R 性能が理想的なi . i . d . 性能から3 d B を超えて低下しないように選択される。しかしながら、本発明はこの性能基準に限定されず、システム性能を測定する任意の他の基準を使用することができる。本発明の別の実施形態は、図38の表のように自己相関係数に対して2つの異なる閾値が定義されているヒステリシスループを使用する。

50

【0094】

図39は、最大自己相関の異なる値に対するSSIのCDFを示す。低減した空間ダイバーシティのために最大自己相関の増加は、SSI性能の低下をもたらすことが観察される。

【0095】

本発明の実施形態は、MU-MAS又はDIDOシステム内の全てのBTSにわたって送信電力を均衡させるための異なる方法を提案する。これらの方法を正規の速度で実行することができる。一実施形態では、提案された方法は各実行サイクルで動作する。ただし、使用されているシステムの制約に依存して、より低い速度を使用してもよい。以降で、これらの方法を詳細に記述した。

10

【0096】

本発明の一実施形態は、それぞれのBTSの送信電力を自己相関の閾値内に留めながら最大可能レベルで保持することを目的とする。図38に示すように、2つの異なる閾値を定義する。上方の閾値、MAX_AUTO_CORRは、自己相関数が空間ダイバーシティに大幅な低下をもたらす点を示す。自己相関数がこの閾値を超えると、システム性能で大きな低下があるであろう。

【0097】

下方の閾値、MIN_AUTO_CORRは、システムで電力設定があまりに頻繁に変更されるのを防ぐためにバッファとして機能する。所定のBTSがMIN_AUTO_CORRを下回る自己相関数を有する場合、送信利得値を安全に増加することができる（送信利得が既に最大値にセットされていないものと仮定する）。なお、送信利得は、RFチャーンにおける電力増幅器のアナログ利得及び/又はDACのある一定のレベルに応じたデジタル利得であってよい。自己相関が、MIN_AUTO_CORRとMAX_AUTO_CORRとの間にある場合、アクションはない。この場合において電力が増加すれば、自己相関数を、MAX_AUTO_CORRを超えるまで増加させた後、電力は、MAX_AUTO_CORRなどを下回るまで減少する。この結果は、電力を常に変化させることになり、効率が悪く性能劣化を生じさせる可能性がある。

20

【0098】

方法の一実施形態を図40に示し、関連の疑似コードを以下のように記述する。

```

BEGIN
INITIALIZE txGain for each BTS
SET highestAutoCorrNum = 0
SET K = 0
REPEAT WHILE K < number of BTSs
IF auto correlation number for BTS K > highestAutoCorrNum THEN
SET maxAutoCorrNum = auto correlation number of BTS K
SET N = K
END IF
INCREMENT K
END REPEAT
IF highestAutoCorrNum > MAX_AUTO_CORR AND
BTS NのtxGain > MIN_TX_GAIN THEN
Decrease the txGain for BTS N by TX_GAIN_STEP
Set radio TX gain for BTS N = txGain for
BTS N
SET K = 0
REPEAT WHILE K < number of BTSs

```

30

40

50

```

I F   B T S   K の t x G a i n < M A X _ T X _ G A I N   A N D
a u t o   c o r r e l a t i o n   n u m b e r   f o r   B T S   K < M I N _ A
U T O _ C O R R   T H E N
I N C R E A S E   t x G a i n   f o r   B T S   K   b y   T X _ G A I N _ S T
E P
S E T   r a d i o   T X   g a i n   f o r   B T S   K   t o   t x G a i n   f
o r   B T S   K
E N D   I F
I N C R E M E N T   K
E N D   R E P E A T
E N D

```

【0099】

要約すると、この方法はまず、どのBTSが最も高い相関を有するかを判定する。その相関値を対応するBTSのインデックスと一緒に保存する。次に、最も高い相関が上方閾値を超えている場合、送信利得を減少させる。送信利得は、定義された最小値を下回って減少しない。次に、それぞれのBTSに対し、最も高い相関が最低値を下回っている場合、送信利得を増加させる。最も高い自己相関数が2つの閾値の間にある場合は、アクションはない。これは、提案される方法の動作のターゲットモードである。

【0100】

図40の特定の詳細に目を向けると、4001で、変数highestAutoCorrNumber及びKはゼロに初期化される。ステップ4002及び4004は、ループがそれぞれのBTSについて繰り返すことを確実にする。4002で、Kの現在値が現在BTSの数を下回っている場合、次に4003で、BTS_Kの自己相関数が現在の最も高い自己相関数より大きいかどうかを判定する。その場合、次に4005で、変数highestAutoCorrNumはBTS_Kの自己相関数にセットされ（即ち、BTS_Kは最も高い自己相関数を有する）、制御変数NはKに等しくセットされる。

【0101】

4006で、highestAutoCorrNumが最大自己相関（auto-correlation）（MAX_AUTO_CORR）より大きく、かつBTS_Nの送信利得（txGain）が最少送信利得（MIN_TX_GAIN）より大きい場合、その結果、4008で、BTS_Nの送信利得を指定したステップサイズ（TX_GAIN_STEP）分減少させ、BTS_Nの無線装置のtxGainは新しいtxGain値にセットされる。

【0102】

4009で、制御値Kはゼロに等しくセットされる。ステップ4010は、それぞれのBTSがステップ4011～4012のループによって対処されることを確実にする。つまり、Kが現在BTSの数を下回っている場合（即ち、全てのBTSが分析されていない場合）次に、4011で、BTS_Kの自己相関数が最少自己相関（MIN_AUTO_CORR）未満かどうか、かつBTS_KのtxGainが最大許容送信利得値（MAX_TX_GAIN）未満かどうか、を判定する。両方の条件を満たす場合、次に4012で、BTS_Kの送信利得は、既定のステップサイズ（TX_GAIN_STEP）分増加され、新しいtxGainがBTS_Kの無線装置にセットされる。制御値Kは、4013で増分されて、4010で、KがBTSの数に等しい（即ち、それぞれのBTSが分析された）場合、プロセスは終了する。

【0103】

本発明の別の実施形態では、自己相関値は、送信利得値にマッピングされる。一実施形態は、以下に示す線形マッピングを使用する。線形マッピングは実装するには単純であるが、システム性能上の自己相関の悪影響は線形に比例しない。一般に、システム性能は自己相関数が最大値の一部に到達した後にのみ著しく影響を受ける。例えば、DIDO_2×2性能は、最大自己相関が1.95（又はその最大値の97.5%）を超えるときにの

み深刻な影響を受ける。別のマッピングアルゴリズムは、線形関数ではなくて、これらの範囲で動作するように設計された指数関数又は別のべき関数を利用してよい。

【0104】

方法の一実施形態を図41に示し、関連の疑似コードを以下のように記述する。

B E G I N

I N I T I A L I Z E t x G a i n f o r e a c h B T S

S E T K = 0

R E P E A T W H I L E K < n u m b e r o f B T S s

S E T a u t o C o r r = a u t o c o r r e l a t i o n n u m b e r f o r B T S K

10

S E T t x G a i n f o r B T S K =

(M A X _ T X _ G A I N - M I N _ T X _ G A I N) * (1 - a u t o C o r r / n T X) + M I N _ T X _ G A I N

I N C R E M E N T K

E N D R E P E A T

【0105】

この方法は、自己相関数を取得し、それを送信利得値の中に直接設定する。この方法における複雑性の大部分は、異なるオーダーのD I D O並びに異なる値のM I N _ T X _ G A I N及びM A X _ T X _ G A I Nを許可することである。例えば、A ~ Bの範囲にわたる送信利得を有するD I D O 2 × 2システムに対する等式の最も単純な形態は次のようになる。

20

【0106】

【数17】

$$(B - A) * \left(1 - \frac{\rho_a}{2}\right) \quad (9)$$

【0107】

例えば、2の自己相関値(D I D O 2 × 2の最高値)は、そのB T Sの送信利得がA = 0(最も低い送信電力)にセットされる結果をもたらし、一方、0の自己相関値(D I D O 2 × 2の最低値)は、そのB T Sの送信利得がB = 30(最も高い送信電力)にセットされる結果をもたらす。これらの場合の両方が極端な電力不均衡を示したことに留意されたい。第1の場合($\rho_a = 2.0$)では、このB T SはUEにわたって強く受信され過ぎている。第2の場合($\rho_a = 0.0$)では、他のB T Sが強く受信され過ぎている。両方のB T Sに対して $\rho_a = 1.0$ である、完全な均衡状態のシステムは、所望により15(デフォルト値である)に留まる送信利得につながる。

30

【0108】

図41の詳細に目を向けると、4101で、制御変数Kは0に初期化される。4102で、Kが観察されているB T Sの数を下回っている場合、次に4103で説明される動作が実行される。具体的には、変数a u t o C o r rが、現在のB T S Kの自己相関数に等しくセットされる。加えて、B T S Kの変数t x G a i nは、最大送信利得値と最少送信利得値との間の差(M A X _ T X _ G A I N - M I N _ T X _ G A I N)に(1 - a u t o C o r r / n T X)を乗じ、最少送信利得値(M I N _ T X _ G A I N)に加えた値に等しくセットされる。その結果、制御変数Kは、K = B T Sの数まで増分される。処理はその後終了する。

40

【0109】

前述の方法の両方は、单一のステップ内で全てのB T Sの送信利得を調整するように設計される。本発明の別の実施形態は、ただ2つのB T Sの電力を常に調整する方法を定義する。ただし、この方法によって、特定のシナリオにおいて1つ以上のB T Sが長期間低い送信電力設定に留まることができる。したがって、実用的なシステムにおいて、この方法は、そのB T Sの自己相関数がM I N _ A U T O _ C O R Rを下回る場合にそれぞれのB T Sの電力が増加される(図40のような閾値を用いる)方法1に似たアルゴリズムと

50

組み合わせられる。

【0110】

上述の方法3の疑似コードは以下のとおりである。

```

BEGIN
INITIALIZE txGain for each BTS
SET highestAutoCorrNum = 0
SET lowestAutoCorrNum = MAX_AUTO_CORR
SET K = 0
REPEAT WHILE K < number of BTS
IF auto correlation number for BTS K > hi      10
ghestAutoCorrNum THEN
SET highestAutoCorrNum = auto correlation
number of BTS K
SET highestIdx = K
ELSE IF auto correlation number for BTS
K < lowestAutoCorrNum THEN
SET lowestAutoCorrNum = auto correlation
number of BTS K
SET lowestIdx = K
END IF
INCREMENT K
END REPEAT
DECREASE txGain for BTS highestIdx by TX_GAIN_STEP
IF txGain for BTS highestIdx < MIN_TX_GAIN
THEN
SET txGain for BTS highestIdx = MIN_TX_GAIN
END IF
SET radio TX gain for BTS highestIdx = tx      30
Gain for BTS highestIdx
INCREASE txGain for BTS lowestIdx by TX
-GAIN_STEP
IF txGain for BTS lowestIdx > MAX_TX_GAIN
THEN
SET txGain for BTS lowestIdx = MAX_TX_GAIN
END IF
END
【0111】

```

要するに、この方法はまず、最大及び最小自己相関値を判定し、対応するBTSのインデックスを記録する。次に、最も高い自己相関を有するBTSの送信利得が、TX_GAIN_STEP分減少し、最も低い自己相関を有するBTSの送信利得がTX_GAIN_STEP分増加する。

【0112】

最後に、実際的な屋外伝播シナリオにおける送信電力均衡方法の性能を示す。本発明者らが考慮した第1のシナリオが図42に示される。送信電力不均衡は、2つのクライアントUE00、UE01がBTS 10にごく近接していることによって引き起こされる。電力不均衡あり及びなしの条件番号の分布が図43に示される。

【0113】

20

30

40

50

図44～46は、次の3つの異なる場合のチャンネルトレース(SNDR、SSI、及びTSI)、即ち、(i)送信電力均衡方法を用いないDIDO 2×2 、(ii)送信電力均衡方法を用いたDIDO 2×2 、(iii)アンテナ選択法と併用の送信電力均衡方法を用いたDIDO 4×2 、を示す。SSI閾値は-10dBにセットされる。送信電力均衡方法及びアンテナ選択法がSSIトレース及びその結果としてSNDR性能の向上に役立つことが観察される。

【0114】

異なるシナリオが図47に示され、ここではBTS6が送信電力不均衡の原因である。図48は、不均衡あり及びなしの条件番号の分布を示し、図49～51は、これまでどおり異なるアルゴリズムでのチャンネルトレースを示す。もう一度、送信電力均衡方法及びアンテナ選択法の両方が、SSI及びSNDR性能を向上させる。
10

【0115】

本発明の別の実施形態は、送信電力均衡アルゴリズム及びアンテナ選択アルゴリズムの組み合わせを利用する。この方法では、最大の自己相関係数を提供する追加アンテナは取り除かれ、残りの追加アンテナとともに従来のアンテナ選択アルゴリズムが適用される。例えば、図52は、4つのクライアントによるDIDOシステムのSSIのSER及びCDFを示す。DIDO 6×4 の性能は、システムが送信電力不均衡を受けると著しく低下する。大きな自己相関係数をもたらすBTSを取り除くことによって、システム性能はDIDO 5×4 のSER曲線によって示されるように著しく改善する。
20

【0116】

最後に、図53は、伝送に選択されたBTSの統計及びそれらの相対的な使用率を示す。最後のグラフは、送信電力均衡及びアンテナ選択によるDIDO 5×4 は、BTSが高い自己相関値の結果として取り除かれたため、BTS1の使用率がゼロであることを示す。
20

【0117】

6. 参考文献

[1] R. A. Monziano and T. W. Miller, *Introduction to Adaptive Arrays*, New York: Wiley, 1980.

【0118】

[2] K. K. Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, 「A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems」, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, vol. 2, pp. 773～786, Jul 2003.
30

【0119】

[3] M. Costa, 「Writing on dirty paper」, *IEEE Transactions on Information Theory*, Vol. 29, No. 3, Page(s): 439～441, May 1983.

【0120】

[4] U. Erez, S. Shamai (Shitz), and R. Zamir, 「Capacity and lattice-strategies for cancelling known interference」, *Proceedings of International Symposium on Information Theory*, Honolulu, Hawaii, Nov. 2000.
40

【0121】

[5] G. Caire and S. Shamai, 「On the achievable throughput of a multi-antenna Gaussian broadcast channel」, *IEEE Trans. Info. Th.*, vol. 49, pp. 1691～1706, July 2003.

【0122】

10

20

30

40

50

[6] M . Tomlinson , 「 New automatic equalizer employing modulo arithmetic , 」 Electronic s Letters , Page(s) : 138 ~ 139 , March 1971.

【 0123 】

[7] H . Miyakawa and H . Harashima , 「 A method of code conversion for digital communication channels with intersymbol interference , 」 Transactions of the Institute of Electronic s .

【 0124 】

[8] D . - S . Shiu , G . J . Foschini , M . J . Gans , and J . M . Kahn , 「 Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems , 」 IEEE Trans . Comm . , vol . 48 , no . 3 , pp . 502 ~ 513 , Mar . 2000 .

【 0125 】

[9] J . P . Kermoal , L . Schumacher , K . I . Pedersen , P . E . Mogensen , and F . Frederiksen , 「 A stochastic MIMO radio channel model with experimental validation , 」 IEEE Jour . Select . Areas in Comm . , vol . 20 , no . 6 , pp . 1211 ~ 1226 , Aug . 2002 .

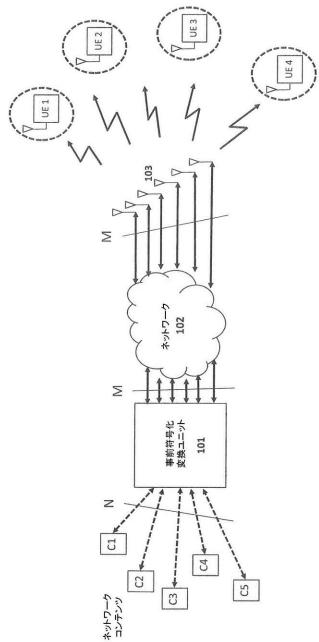
20

【 0126 】

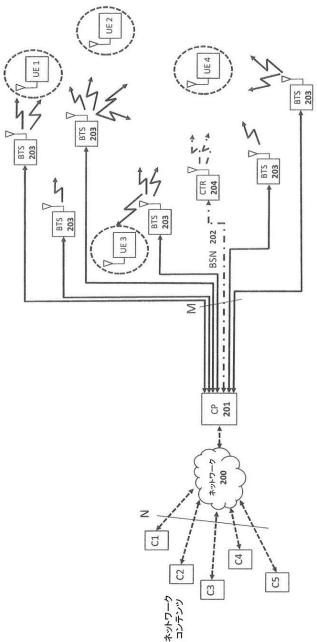
[10] R . Chen , R . W . Heath , Jr . , and J . G . Andrews , 「 Transmit Selection Diversity for Unitary Precoded Multiuser Spatial Multiplexing Systems with Linear Receivers , 」 IEEE Trans . on Signal Processing , vol . 55 , no . 3 , p . 1159 ~ 1171 , March 2007 .

20

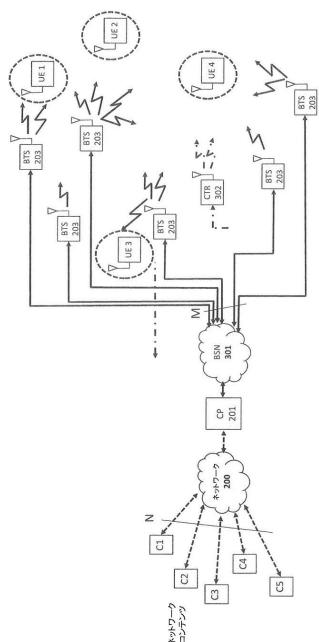
【図1】



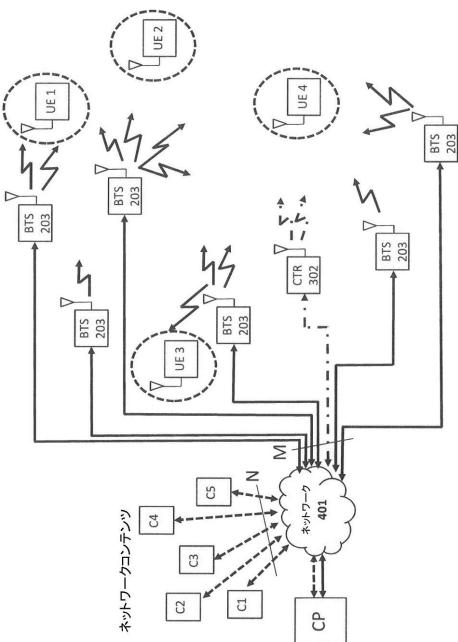
【図2】



【図3】



【図4】

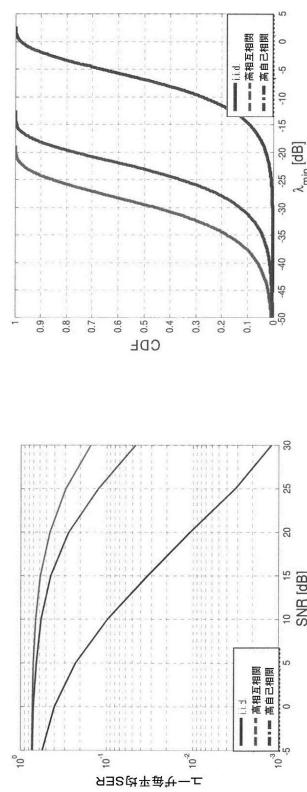


【図5】

- i.i.d. チャンネルモデル(低TX-空間相関、低電力不均衡)

$\rho_c = 0.00001, \rho_a = 1$	$\rho_c = 0.8, \rho_a = 1$	$\rho_c = 0.00001, \rho_a = 5.9$
1.0000, 0.8000, 0.6400, 0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000	1.0000, 0.8000, 0.6400, 0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000	1.0000, 0.8000, 0.6400, 0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000
0.8000, 0.6400, 0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000	0.8000, 0.6400, 0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000	0.8000, 0.6400, 0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000
0.6400, 0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000	0.6400, 0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000	0.6400, 0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000
0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000	0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000	0.5120, 0.4096, 0.3277, ..., 0.0000
0.4096, 0.3277, ..., 0.0000	0.4096, 0.3277, ..., 0.0000	0.4096, 0.3277, ..., 0.0000
0.3277, ..., 0.0000	0.3277, ..., 0.0000	0.3277, ..., 0.0000
- 高相互相関(高TX-空間相関、低電力不均衡)
- 高自己相関(低TX-空間相関、高電力不均衡)

【図6】

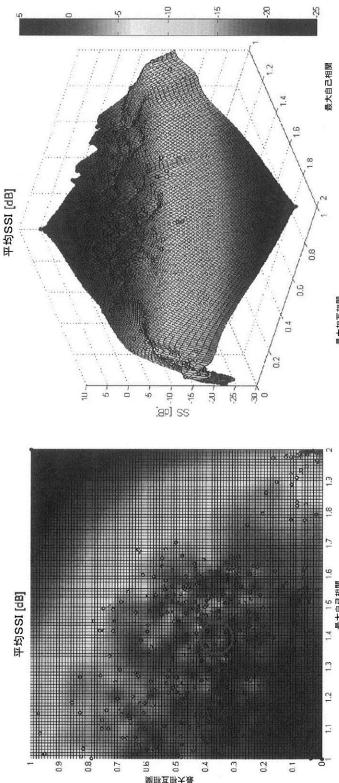


【図7】

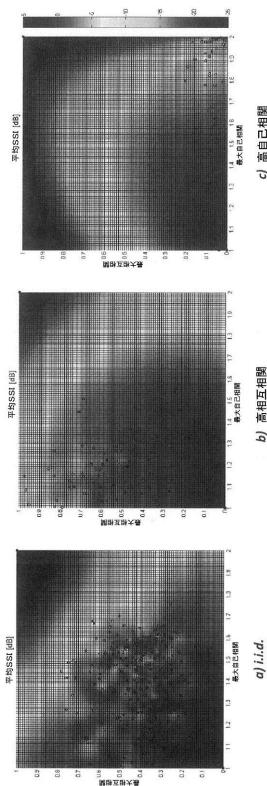


Fig. 7

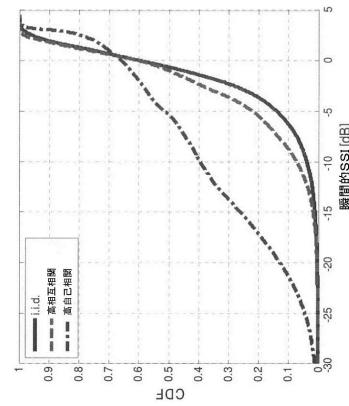
【図8】



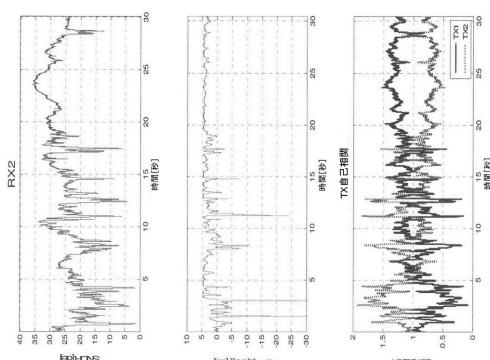
【図9】



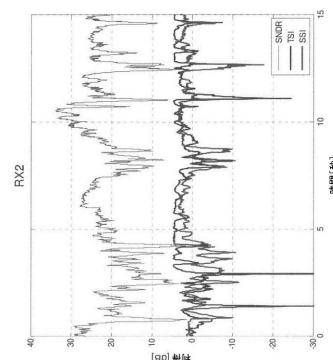
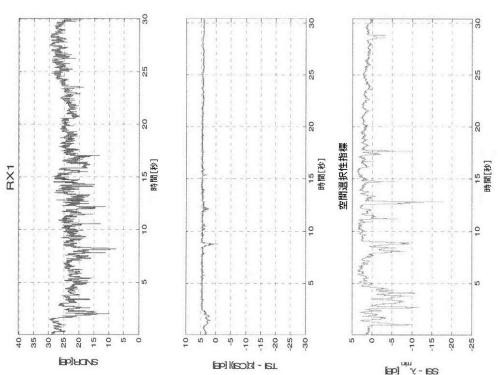
【図10】



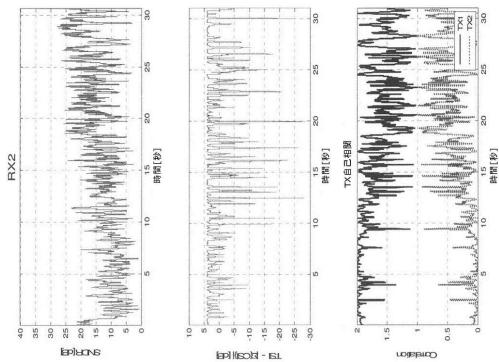
【図11】



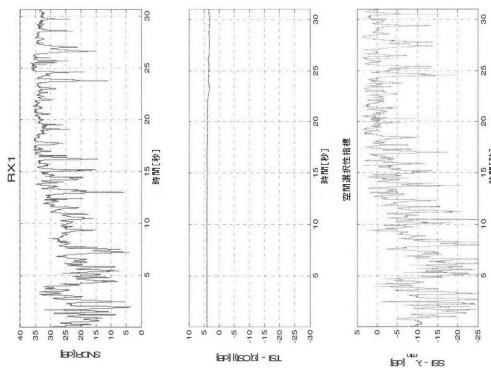
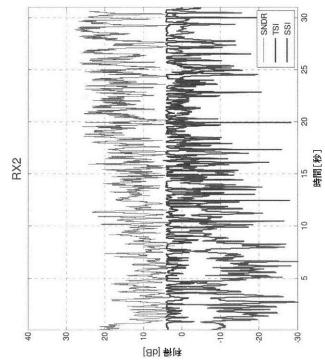
【図12】



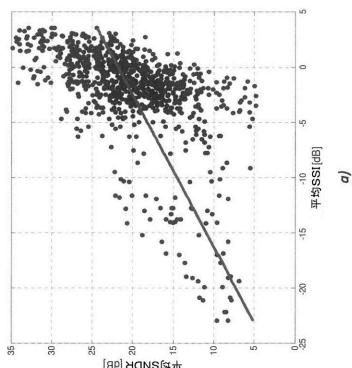
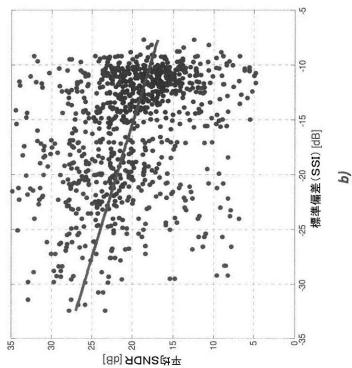
【図13】



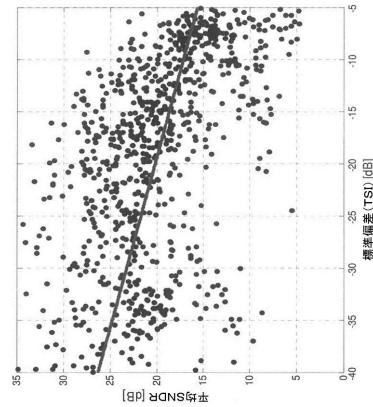
【図14】



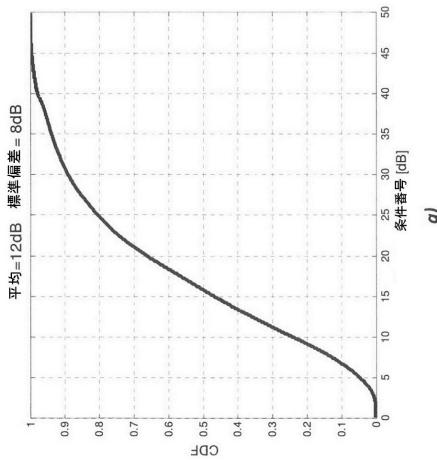
【図15】



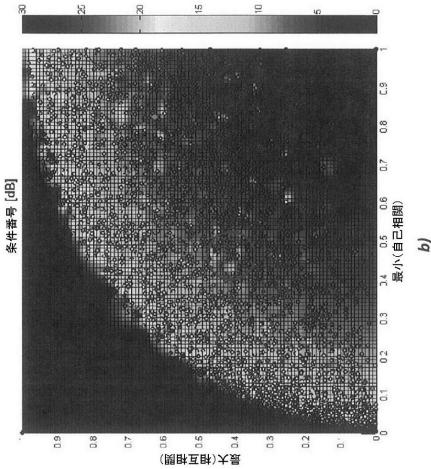
【図16】



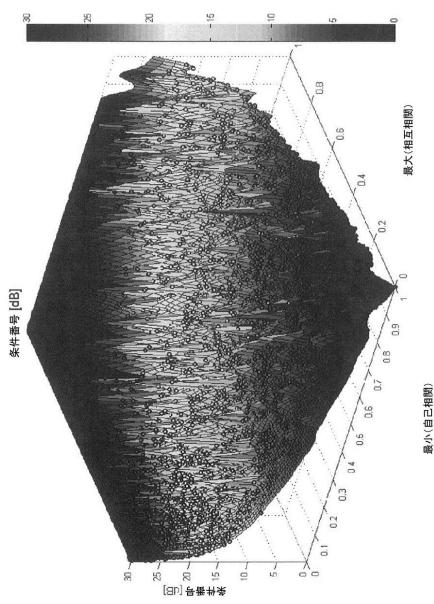
【図 17 a】



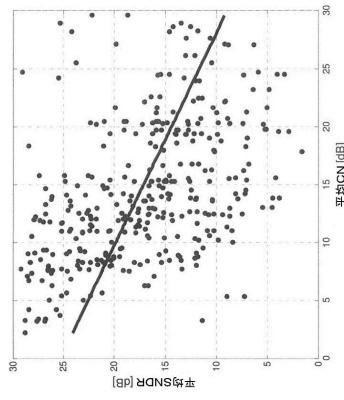
【図 17 b】



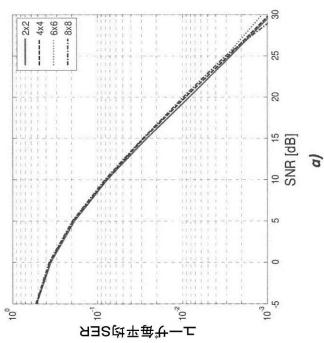
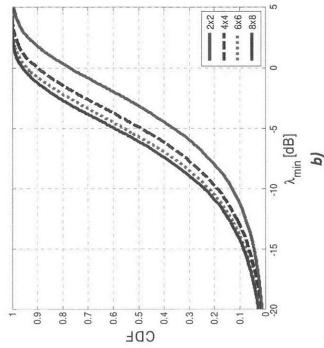
【図 18】



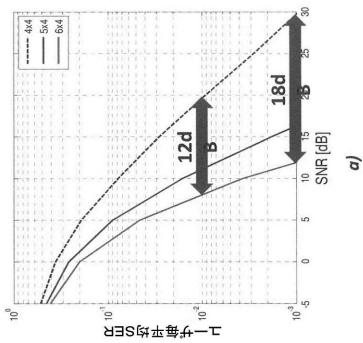
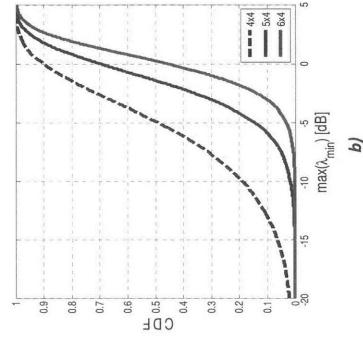
【図 19】



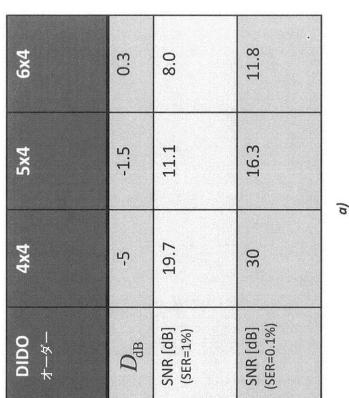
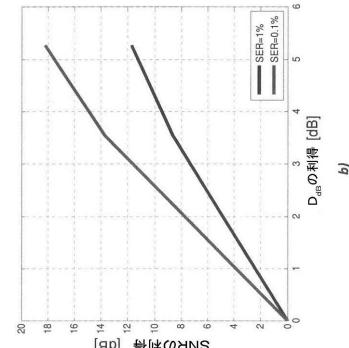
【図20】



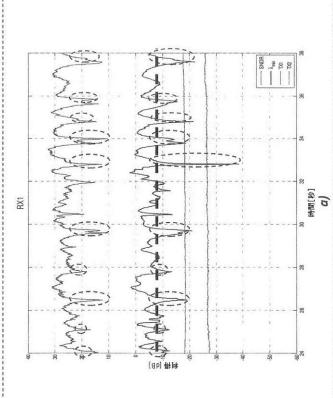
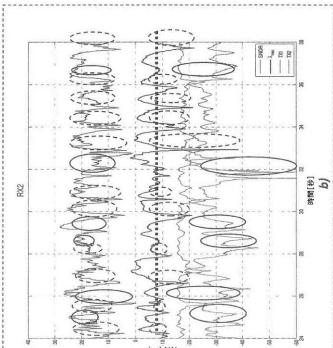
【図21】



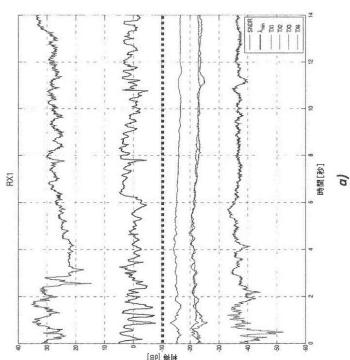
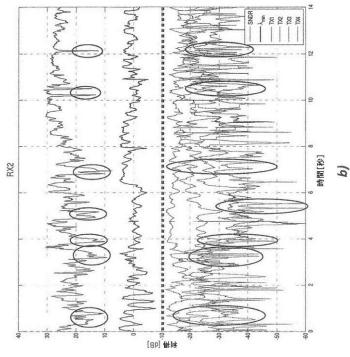
【図22】



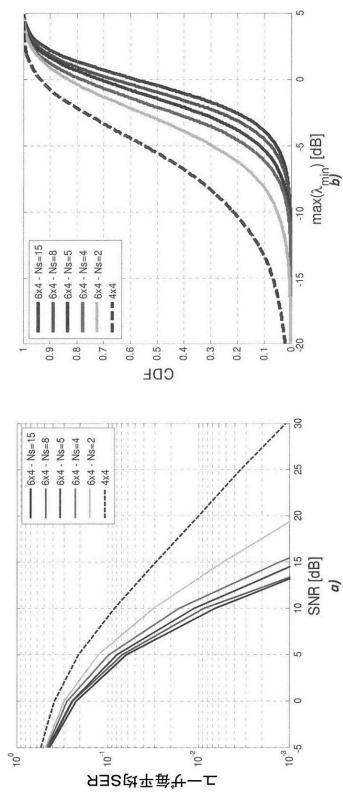
【図23】



【図24】

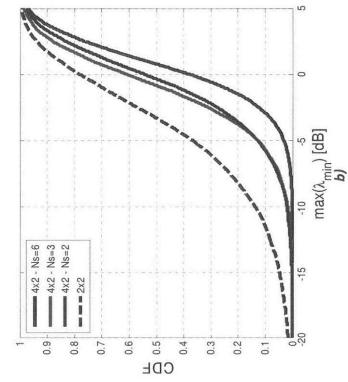


- 異なる数のアンテナセットを有する4x UEの場合

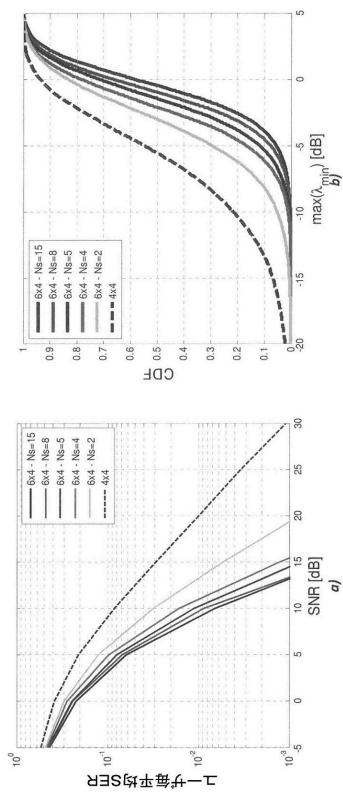


- 異なる数のアンテナセットを有する2x UEの場合

【図25】

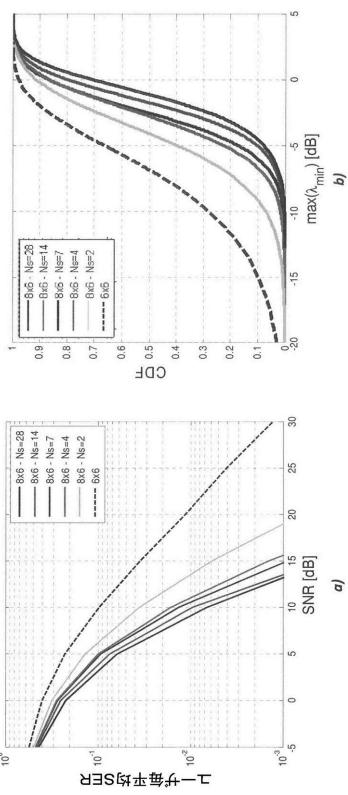


【図26】

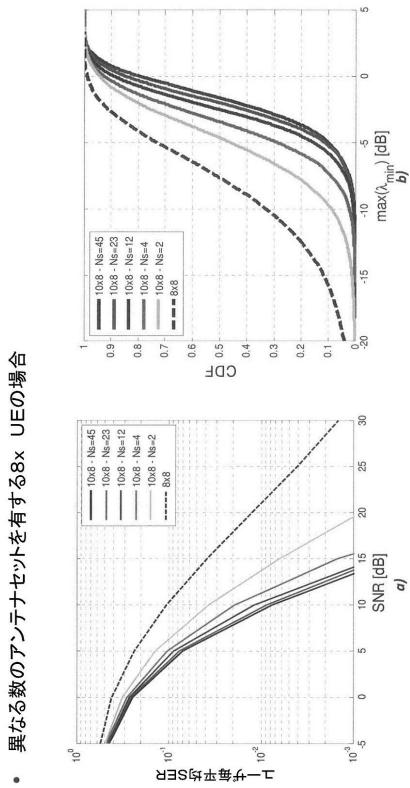


- 異なる数のアンテナセットを有する6x UEの場合

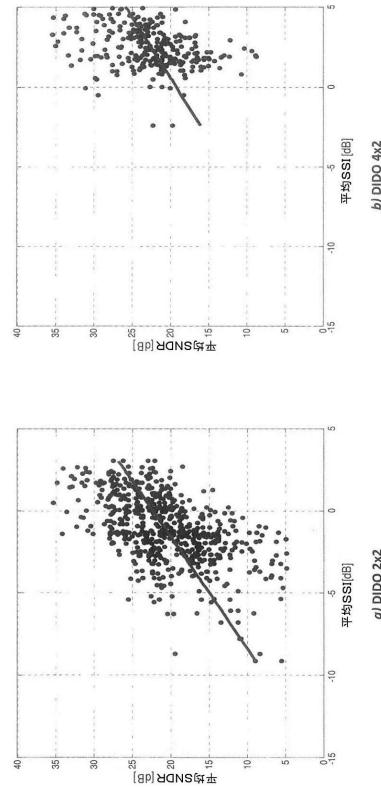
【図27】



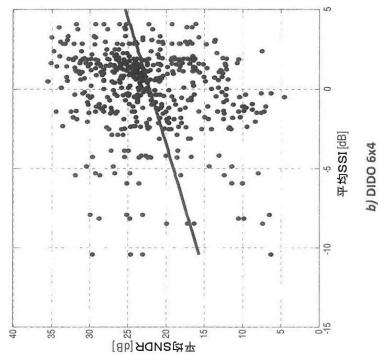
【図 2 8】



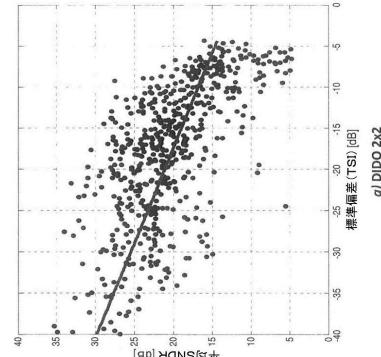
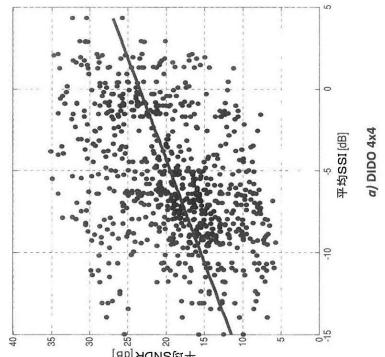
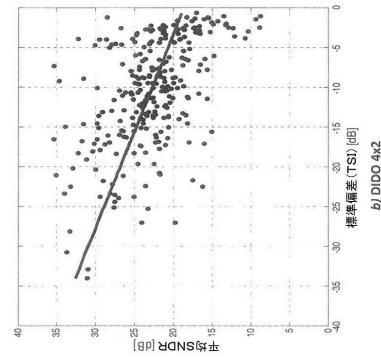
【図 2 9】



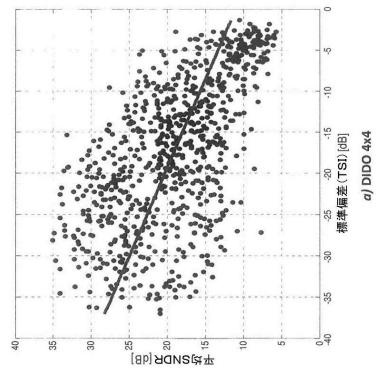
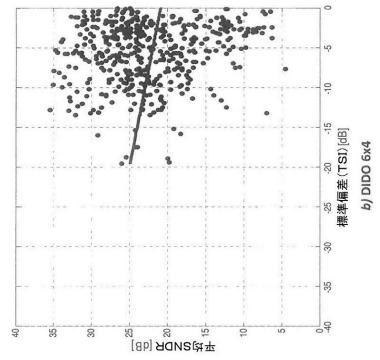
【図 3 0】



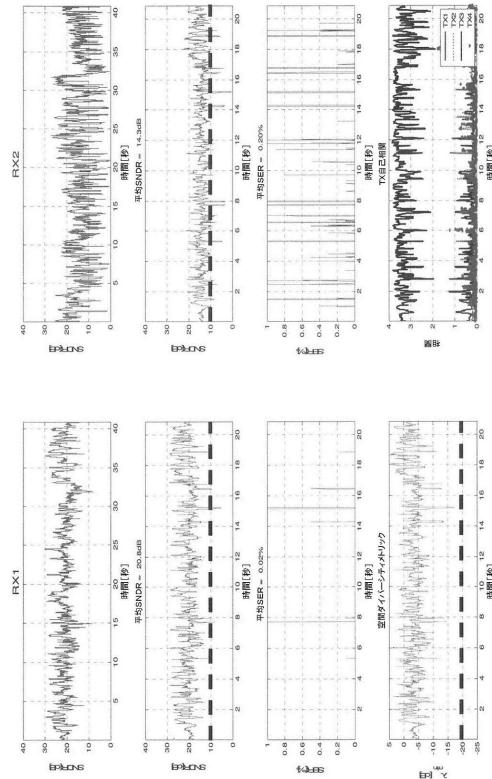
【図 3 1】



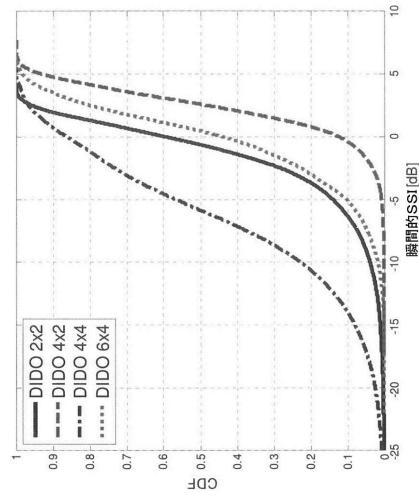
【図32】



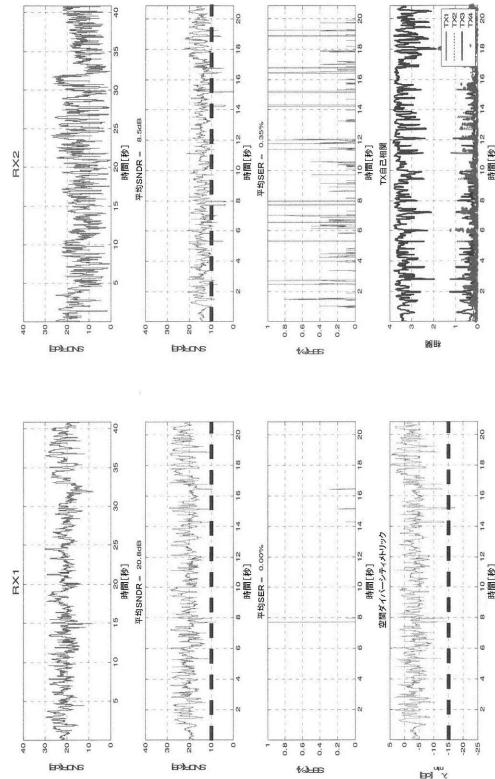
【図34】



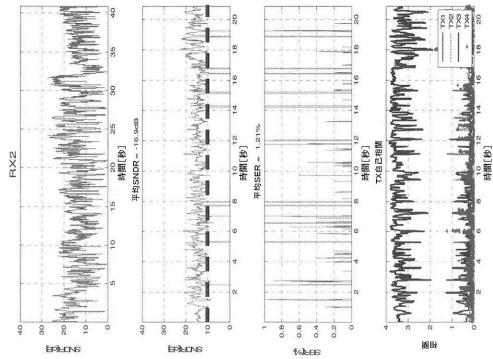
【図33】



【図35】



【図36】



【図37】

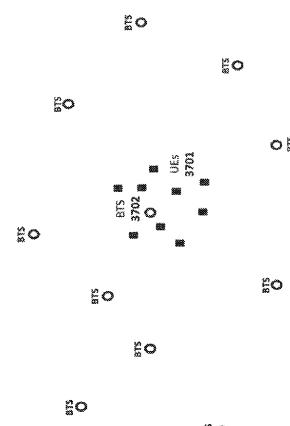
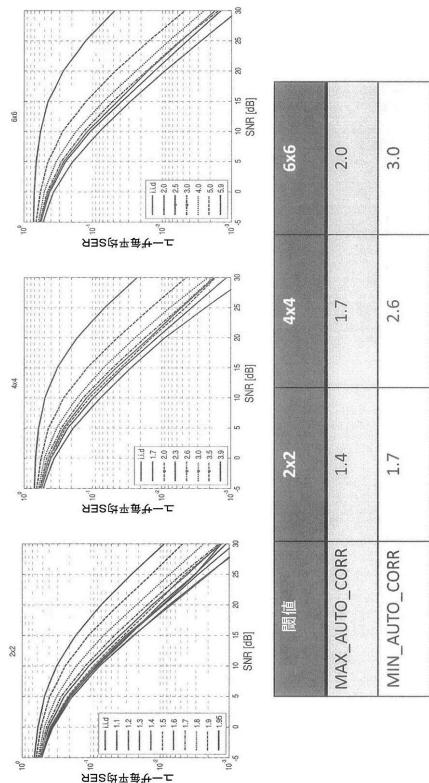
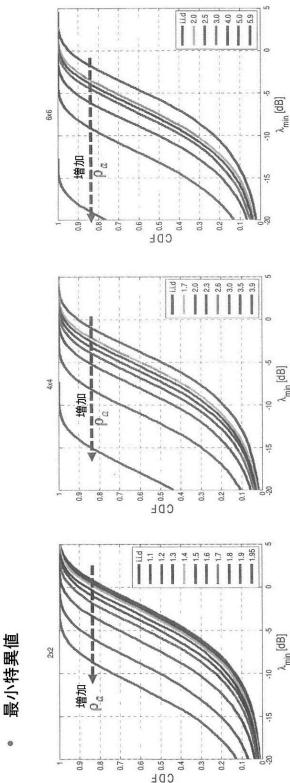


Fig.37

【図38】

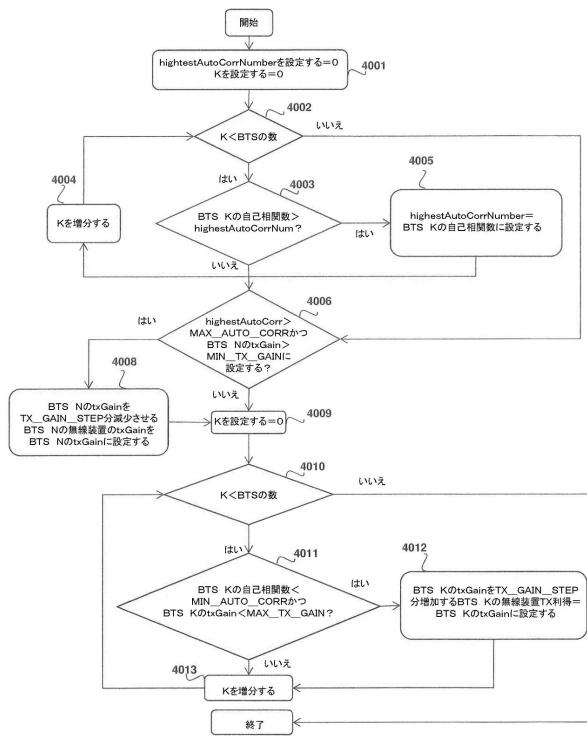


【図39】

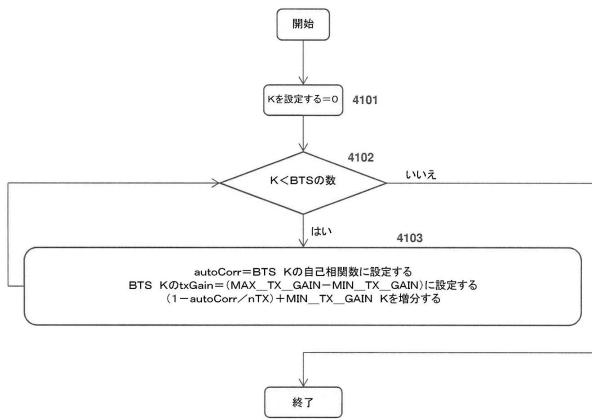


● 最小特異値

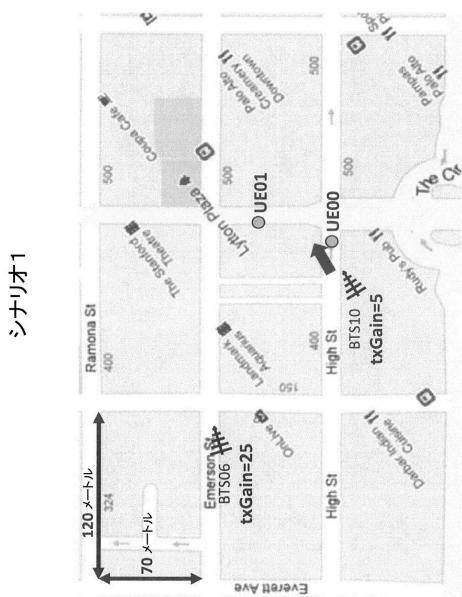
【図40】



【図41】

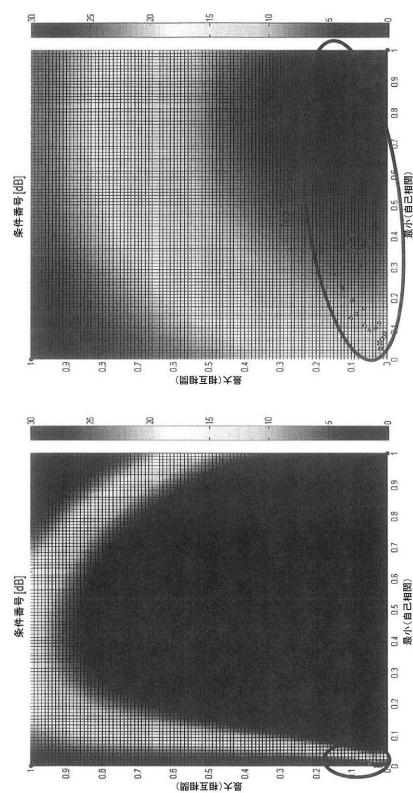


【図42】

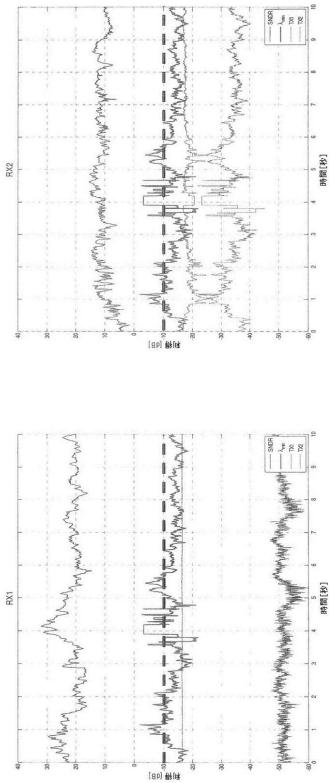


シナリオ1

【図43】

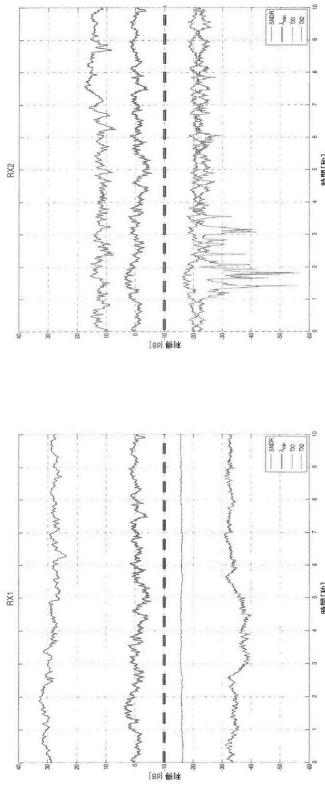


【図44】



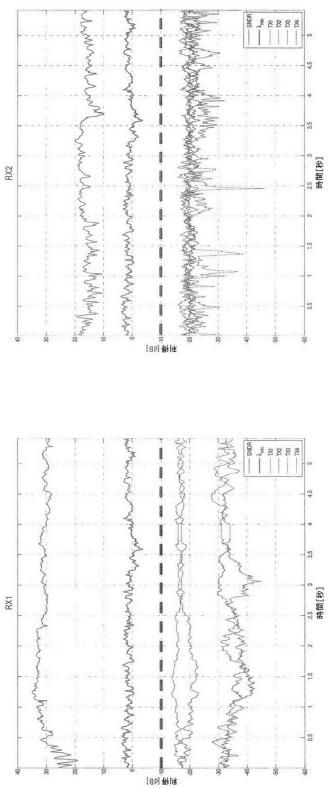
シナリオ1:TX均衡を使用しないDIDO 2x2

【図45】



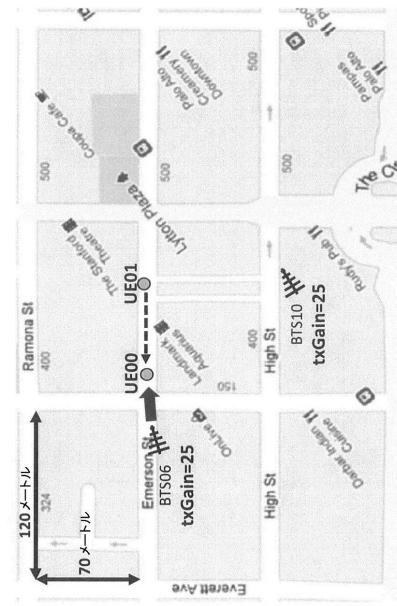
シナリオ1:TX均衡を使用したDIDO 2x2

【図46】



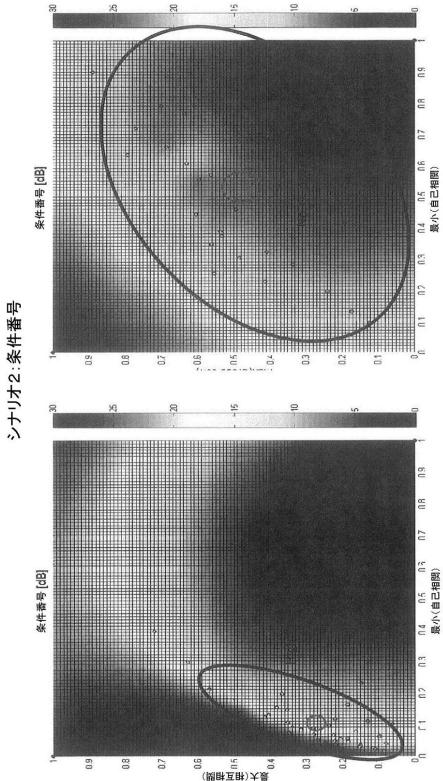
シナリオ1:TX均衡を使用したDIDO 4x2

【図47】

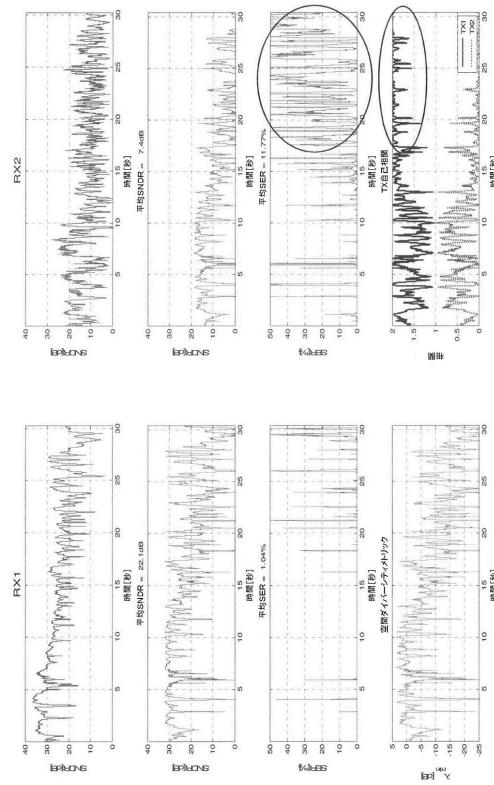


シナリオ2

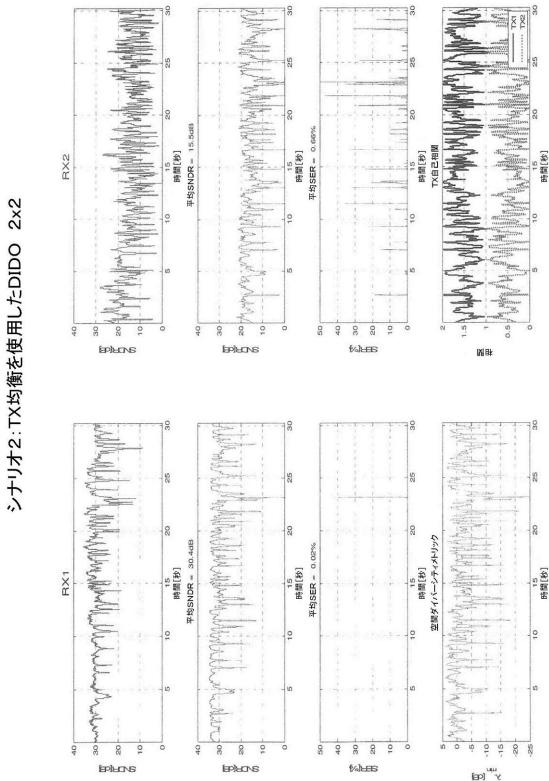
【図48】



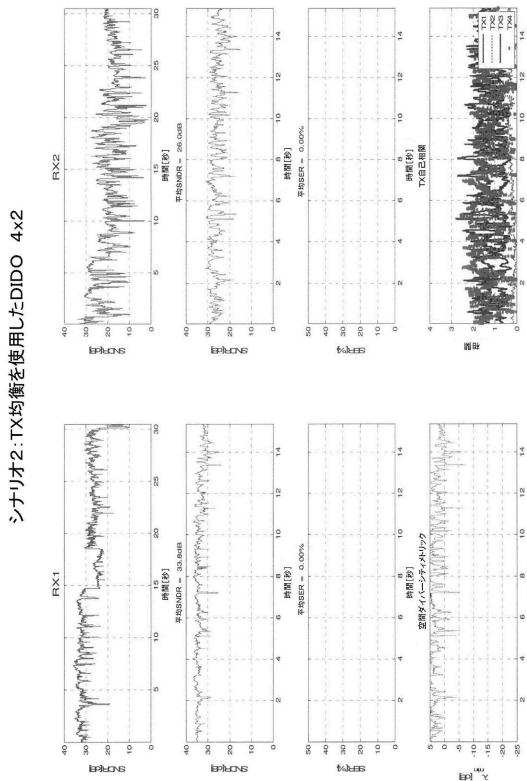
【図49】



【図50】



【図51】

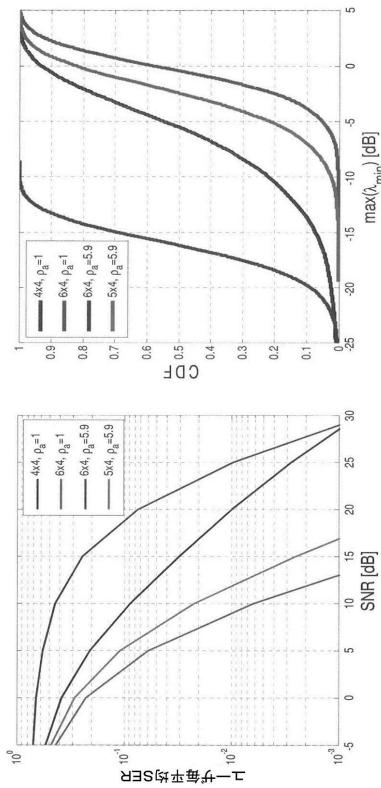


シナリオ2:TX均衡を使用したDIDO 2x2

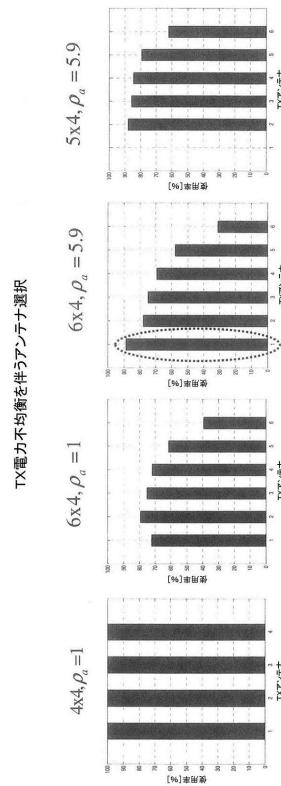
シナリオ2:TX均衡を使用したDIDO 4x2

【図 5 2】

TX電力不均衡を伴うアンテナ選択



【図 5 3】



フロントページの続き

(74)代理人 100109070
弁理士 須田 洋之

(74)代理人 100109335
弁理士 上杉 浩

(74)代理人 100120525
弁理士 近藤 直樹

(74)代理人 100139712
弁理士 那須 威夫

(72)発明者 フォレンツァ アントニオ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 94107 サンフランシスコ ブライアント ストリート
355 スイート 110

(72)発明者 ピットマン ティモシー エイ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 94107 サンフランシスコ ブライアント ストリート
355 スイート 110

(72)発明者 ジラスタヤストーン ベンヤブト
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 94107 サンフランシスコ ブライアント ストリート
355 スイート 110

(72)発明者 アンジェイエスキ ロバート ジェイ
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 94107 サンフランシスコ ブライアント ストリート
355 スイート 110

(72)発明者 パールマン スティーブン ジー
アメリカ合衆国 カリフォルニア州 94107 サンフランシスコ ブライアント ストリート
355 スイート 110

審査官 岡 裕之

(56)参考文献 国際公開第2010/138581 (WO, A1)
国際公開第2012/061325 (WO, A1)
特表2010-537577 (JP, A)
特許第4734210 (JP, B2)
特許第4883091 (JP, B2)
特許第4871801 (JP, B2)
米国特許第07756222 (US, B1)
Mohsen Eslami et al, A Hybrid Mode User-Location-Aware Network MIMO with Limited Feedback for Cellular Downlink, Multi-Carrier Systems & Solutions(MC-SS), 2011 8th International Workshop on, 2011年 5月 4日
熊川 成正 他, 分散アンテナシステムへの分散送信電力制御の導入に関する一検討, 電子情報通信学会技術研究報告, 2011年 2月23日, Vol.1.110, No.433, pp.73-78, RCS2010-260
Shiping Duan et al., Power Allocation for MIMO-OFDM Systems with Multi-user Decoupling and Scheduling, Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2003. PIMRC 2003. IEEE Proceedings on, 2003年 9月10日, Vol.1, pp.911-915
Holger Boche et al., Throughput Maximization for the Multiuser MIMO Broadcast Channel, Acoustics, Speech, and Signal Processing, 2003. Proceedings. ICASSP '03. IEEE International Conference on, 2003年 4月10日, Vol.4, pp.808-811

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 99/00

H 0 4 B 7 / 0 4 5 2
3 G P P T S G R A N W G 1 - 4
 S A W G 1 - 2
 C T W G 1