

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号
特許第6178842号
(P6178842)

(45) 発行日 平成29年8月9日(2017.8.9)

(24) 登録日 平成29年7月21日(2017.7.21)

(51) Int.Cl.
H04B 7/0452 (2017.01)

F I
H04B 7/0452

請求項の数 20 (全 83 頁)

(21) 出願番号	特願2015-510498 (P2015-510498)	(73) 特許権者	506352393
(86) (22) 出願日	平成25年5月3日 (2013.5.3)		リアデン リミテッド ライアビリティ
(65) 公表番号	特表2015-526917 (P2015-526917A)		カンパニー
(43) 公表日	平成27年9月10日 (2015.9.10)		アメリカ合衆国 カリフォルニア州 94
(86) 国際出願番号	PCT/US2013/039580		107 サンフランシスコ プライアント
(87) 国際公開番号	W02013/166464		ストリート 355 スイート 110
(87) 国際公開日	平成25年11月7日 (2013.11.7)	(74) 代理人	100092093
審査請求日	平成28年5月6日 (2016.5.6)		弁理士 辻居 幸一
(31) 優先権主張番号	13/464,648	(74) 代理人	100082005
(32) 優先日	平成24年5月4日 (2012.5.4)		弁理士 熊倉 禎男
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100067013
早期審査対象出願			弁理士 大塚 文昭
		(74) 代理人	100086771
			弁理士 西島 孝喜

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ドップラー効果に対処するためのシステム及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

ドップラー効果を補正するためにマルチユーザ（MU）多重アンテナシステム（MAS）内で実施される方法であって、

前記マルチユーザ（MU）多重アンテナシステム（MAS）がネットワークを通じて複数の分散型送受信機局又はアンテナに通信可能に接続される、少なくとも1つの集中型ユニットを含み、

前記ネットワークが、（a）前記第1の移動ユーザから基地送受信機局（BTS）に第1のトレーニング信号を送信するのに要する時間と、（b）前記基地送受信機局（BTS）を集中型プロセッサ（CP）に接続する基地局ネットワーク（BSN）上での往復待ち時間と、（c）前記CPが、前記基地送受信機局（BTS）と前記第1の移動ユーザとの間の前記無線チャンネルのチャンネル状態情報（CSI）を処理し、前記チャンネル状態情報（CSI）に基づいて前記第1の移動ユーザの事前符号化データストリームを生成し、前記現在の送信について前記第1のユーザを含む異なる移動ユーザへの送信の予定を決定するのに要する時間と、を含む待ち時間によって特徴付けられ、

前記方法が、

前記複数の基地送受信機局（BTS）に対して第1の移動ユーザのドップラー速度を測定し、

前記集中型ユニットが前記ネットワークを介して前記複数の基地送受信機局（BTS）と通信して、前記複数の基地送受信機局（BTS）とユーザとの間の通信を適応的に再構

成することを含み、

該適応的再構成することが、他の基地送受信機局（ＢＴＳ）に対して前記第１の基地送受信機局（ＢＴＳ）の前記測定されたドップラー速度に基づいて、前記複数の基地送受信機局（ＢＴＳ）の前記第１の基地送受信機局（ＢＴＳ）又は第１の組の基地送受信機局（ＢＴＳ）に前記第１の移動ユーザを動的に割り当てることを含む、ドップラー効果を補正するためにマルチユーザ（ＭＵ）多重アンテナシステム（ＭＡＳ）内で実施される方法。

【請求項２】

前記第１の移動ユーザが、第２の移動ユーザよりも比較的高い、測定されたドップラー速度を有する場合、前記動的に割り当てること、前記第１の移動ユーザを第１の基地送受信機局（ＢＴＳ）又は第１の組の基地送受信機局（ＢＴＳ）に割り当てることと、前記第２の移動ユーザを第２の基地送受信機局（ＢＴＳ）又は第２の組の基地送受信機局（ＢＴＳ）に割り当てることと、を含み、前記第１の基地送受信機局（ＢＴＳ）又は第１の組の基地送受信機局（ＢＴＳ）が、前記第２の基地送受信機局（ＢＴＳ）又は第２の組の基地送受信機局（ＢＴＳ）よりも比較的低い、これに関連する待ち時間を有する、請求項１に記載の方法。

10

【請求項３】

前記待ち時間が、前記基地送受信機局（ＢＴＳ）から前記第１の移動ユーザに第２のトレーニング信号を送信するのに要する時間を更に含む、請求項１に記載の方法。

【請求項４】

前記動的に割り当てること、各基地送受信機局（ＢＴＳ）と前記第１の移動ユーザとの間の通信チャンネルのリンク品質と、前記第１のユーザに対して各基地送受信機局（ＢＴＳ）に関する前記測定されたドップラー速度と、の組合せに基づいて割り当てることを更に含む、請求項１に記載の方法。

20

【請求項５】

所定のドップラー速度について、前記比較的高いリンク品質を有する前記基地送受信機局（ＢＴＳ）が選択される、請求項４に記載の方法。

【請求項６】

所定のリンク品質に対して、前記比較的低いドップラー速度を持つ前記基地送受信機局（ＢＴＳ）が選択される、請求項４に記載の方法。

【請求項７】

過去の複素チャンネル係数に基づいて複素チャンネル係数を推定して、前記基地送受信機局（ＢＴＳ）と前記第１の移動ユーザとの間の通信に対するドップラーの悪影響を補正することを更に含む、請求項１に記載の方法。

30

【請求項８】

予想に線形予想が使用される、請求項７に記載の方法。

【請求項９】

前記第１の移動ユーザが、前記ドップラー速度及び前記移動ユーザと前記複数の基地送受信機局（ＢＴＳ）のうちのそれぞれの基地送受信機局（ＢＴＳ）との間の通信チャンネルの品質を定義するチャンネル状態情報（ＣＳＩ）の両方に基づいて前記第１の基地送受信機局（ＢＴＳ）又は第１の組の基地送受信機局（ＢＴＳ）に動的に割り当てられる、請求項１に記載の方法。

40

【請求項１０】

前記第１の移動ユーザに対して前記複数の基地送受信機局（ＢＴＳ）のうちのそれぞれの基地送受信機局（ＢＴＳ）についてドップラー速度及びリンク品質の行列を構築することと、

指定閾値を下回るドップラー速度及び指定閾値を上回るリンク品質を有する基地送受信機局（ＢＴＳ）を選択することと、を更に含む、請求項９に記載の方法。

【請求項１１】

複数の基地送受信機局（ＢＴＳ）と、

該複数の基地送受信機局（ＢＴＳ）を少なくとも１つの集中型プロセッサ（ＣＰ）に接

50

続するネットワークと、

前記基地送受信機局（ＢＴＳ）のそれぞれと通信リンクを確立する第１の移動ユーザと、を備え、

前記ネットワークが、（ａ）前記第１の移動ユーザからＢＴＳに第１のトレーニング信号を送信するのに要する時間と、（ｂ）前記ＢＴＳを集中型プロセッサ（ＣＰ）に接続する基地局ネットワーク（ＢＳＮ）上での往復待ち時間と、（ｃ）前記ＣＰが、前記基地送受信機局（ＢＴＳ）と前記第１の移動ユーザとの間の前記無線チャンネルのチャンネル状態情報（ＣＳＩ）を処理し、前記チャンネル状態情報（ＣＳＩ）に基づいて前記第１の移動ユーザの事前符号化データストリームを生成し、前記現在の送信について前記第１のユーザを含む異なるユーザへの送信の予定を決定するのに要する時間と、を含む待ち時間によって特徴付けられ、

10

前記集中型プロセッサ（ＣＰ）が、前記ネットワークを介して前記複数の基地送受信機局（ＢＴＳ）と通信して、前記基地送受信機局（ＢＴＳ）とユーザとの間の通信を適応的に再構成するようになっており、適応的に再構成することが、

前記基地送受信機局（ＢＴＳ）のそれぞれに対する第１の移動ユーザのドップラー速度を測定すること、及び他のＢＴＳに対して前記第１のＢＴＳの前記測定されたドップラー速度に基づいて前記複数のＢＴＳのうちの第１の基地送受信機局（ＢＴＳ）に前記第１の移動ユーザを動的に割り当てること、を含む、ドップラー効果を補正するためのマルチユーザ（ＭＵ）多重アンテナシステム（ＭＡＳ）。

【請求項１２】

20

前記第１の移動ユーザが、第２の移動ユーザよりも比較的高い、測定されたドップラー速度を有する場合、前記動的に割り当てること、前記第１の移動ユーザを第１の基地送受信機局（ＢＴＳ）に割り当てることと、前記第２の移動ユーザを第２の基地送受信機局（ＢＴＳ）に割り当てることと、を含み、前記第１の基地送受信機局（ＢＴＳ）が、前記第２の基地送受信機局（ＢＴＳ）よりも比較的低い、これに関する待ち時間を有する、請求項１１に記載のシステム。

【請求項１３】

前記待ち時間が、前記基地送受信機局（ＢＴＳ）から前記第１の移動ユーザに第２のトレーニング信号を送信するのに要する時間を更に含む、請求項１１に記載のシステム。

【請求項１４】

30

前記動的に割り当てること、各基地送受信機局（ＢＴＳ）と前記第１の移動ユーザとの間の通信チャンネルのリンク品質と、前記第１のユーザに対して各基地送受信機局（ＢＴＳ）に関連する前記測定されたドップラー速度と、の組合せに基づいて割り当てることを更に含む、請求項１１に記載のシステム。

【請求項１５】

所定のドップラー速度について、前記比較的高いリンク品質を有する前記基地送受信機局（ＢＴＳ）が選択される、請求項１４に記載のシステム。

【請求項１６】

所定のリンク品質について、前記比較的低いドップラー速度を有する前記基地送受信機局（ＢＴＳ）が選択される、請求項１４に記載のシステム。

40

【請求項１７】

前記集中型プロセッサ（ＣＰ）が過去の複素チャンネル係数に基づいて将来の複素チャンネル係数を推定して、前記基地送受信機局（ＢＴＳ）と前記第１の移動ユーザとの間の通信に対するドップラーの悪影響を補正する、請求項１１に記載のシステム。

【請求項１８】

線形予想が推定に使用される、請求項１７に記載のシステム。

【請求項１９】

前記第１の移動ユーザが、前記ドップラー速度及び前記移動ユーザと前記複数の基地送受信機局（ＢＴＳ）のうちのそれぞれの基地送受信機局（ＢＴＳ）との間の通信チャンネルの品質を定義するチャンネル状態情報（ＣＳＩ）の両方に基づいて前記第１の基地送受

50

信機局（ＢＴＳ）に動的に割り当てられる、請求項 1 1 に記載のシステム。

【請求項 2 0】

前記集中型プロセッサ（ＣＰ）が、

前記第 1 の移動ユーザに対して前記複数の基地送受信機局（ＢＴＳ）のうちのそれぞれの基地送受信機局（ＢＴＳ）についてドップラー速度及びリンク品質の行列を構築することと、

指定閾値を下回るドップラー速度及び指定閾値を上回るリンク品質を有する基地送受信機局（ＢＴＳ）を選択することと、からなる追加操作を実行する、請求項 1 9 に記載のシステム。

【発明の詳細な説明】

10

【技術分野】

【0 0 0 1】

（関連出願の相互参照）

本出願は、以下の同時係属の米国特許出願の一部継続出願である。

米国特許出願第 1 2 / 9 1 7 , 2 5 7 号 (2 0 1 0 年 1 1 月 1 日出願、名称「S y s t e m s A n d M e t h o d s T o C o o r d i n a t e T r a n s m i s s i o n s I n D i s t r i b u t e d W i r e l e s s S y s t e m s V i a U s e r C l u s t e r i n g」、同第 1 2 / 8 0 2 , 9 8 8 号 (2 0 1 0 年 6 月 1 6 日出願、名称「I n t e r f e r e n c e M a n a g e m e n t , H a n d o f f , P o w e r C o n t r o l A n d L i n k A d a p t a t i o n I n D i s t r i b u t e d - I n p u t D i s t r i b u t e d - O u t p u t (D I D O) C o m m u n i c a t i o n S y s t e m s」、同第 1 2 / 8 0 2 , 9 7 6 号 (2 0 1 0 年 6 月 1 6 日出願、名称「S y s t e m A n d M e t h o d F o r A d j u s t i n g D I D O I n t e r f e r e n c e C a n c e l l a t i o n B a s e d O n S i g n a l S t r e n g t h M e a s u r e m e n t s」、現米国発行済み特許第 8 , 1 7 0 , 0 8 1 号 (2 0 1 2 年 5 月 1 日発行))、米国特許出願第 1 2 / 8 0 2 , 9 7 4 号 (2 0 1 0 年 6 月 1 6 日出願、名称「S y s t e m A n d M e t h o d F o r M a n a g i n g I n t e r - C l u s t e r H a n d o f f O f C l i e n t s W h i c h T r a v e r s e M u l t i p l e D I D O C l u s t e r s」、同第 1 2 / 8 0 2 , 9 8 9 号 (2 0 1 0 年 6 月 1 6 日出願、名称「S y s t e m A n d M e t h o d F o r M a n a g i n g H a n d o f f O f A C l i e n t B e t w e e n D i f f e r e n t D i s t r i b u t e d - I n p u t - D i s t r i b u t e d - O u t p u t (D I D O) N e t w o r k s B a s e d O n D e t e c t e d V e l o c i t y O f T h e C l i e n t」、同第 1 2 / 8 0 2 , 9 5 8 号 (2 0 1 0 年 6 月 1 6 日出願、名称「S y s t e m A n d M e t h o d F o r P o w e r C o n t r o l A n d A n t e n n a G r o u p i n g I n A D i s t r i b u t e d - I n p u t - D i s t r i b u t e d - O u t p u t (D I D O) N e t w o r k」、同第 1 2 / 8 0 2 , 9 7 5 号 (2 0 1 0 年 6 月 1 6 日出願、名称「S y s t e m A n d M e t h o d F o r L i n k a d a p t a t i o n I n D I D O M u l t i c a r r i e r S y s t e m s」、同第 1 2 / 8 0 2 , 9 3 8 号 (2 0 1 0 年 6 月 1 6 日出願、名称「S y s t e m A n d M e t h o d F o r D I D O P r e c o d i n g I n t e r p o l a t i o n I n M u l t i c a r r i e r S y s t e m s」、同第 1 2 / 6 3 0 , 6 2 7 号 (2 0 0 9 年 1 2 月 3 日出願、名称「S y s t e m a n d M e t h o d F o r D i s t r i b u t e d A n t e n n a W i r e l e s s C o m m u n i c a t i o n s」、同第 1 2 / 1 4 3 , 5 0 3 号 (2 0 0 8 年 6 月 2 0 日出願、名称「S y s t e m a n d M e t h o d F o r D i s t r i b u t e d I n p u t - D i s t r i b u t e d O u t p u t W i r e l e s s C o m m u n i c a t i o n s」、現米国発行済み特許第 8 , 1 6 0 , 1 2 1 号 (2 0 0 9 年 4 月 1 7 日発行))、米国特許出願第 1 1 / 8 9 4 , 3 9 4 号 (2 0 0 7 年 8 月 2 0 日出願、名称「S y s t e m

20

30

40

50

and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communications」、現米国発行済み特許第7,599,420号(2009年10月6日発行))、米国特許出願第11/894,362号(2007年8月20日、名称「System and method for Distributed Input - Distributed Wireless Communications」、現米国発行済み特許第7,633,994号(2009年12月15日発行))、米国特許出願第11/894,540号(2007年8月20日出願、名称「System and Method For Distributed Input - Distributed Output Wireless Communications」、現米国発行済み特許第7,636,381号(2009年12月22日発行))、米国特許出願第11/256,478号(2005年10月21日出願、名称「System and Method For Spatial - Multiplexed Tropospheric Scatter Communications」、現米国発行済み特許第7,711,030号(2010年5月4日発行))、米国特許出願第10/817,731号(2004年4月2日出願、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28日発行))。

【背景技術】

【0002】

従来技術のマルチユーザ無線システムは、単一の基地局のみ又はいくつかの基地局を含むことができる。

【0003】

他に全くWi-Fiアクセスポイント(例えば、田舎の一般家庭のDSLに取り付けられたWi-Fiアクセスポイント)がないエリア内の広帯域有線インターネット接続部に付設された単一のWi-Fi基地局(例えば、2.4GHz 802.11b、g、又はnプロトコルを利用する)は、その送信範囲にいる1人又はそれよりも多くのユーザによって共用される単一の基地局である比較的単一のマルチユーザ無線システムの例である。ユーザが無線アクセスポイントと同じ部屋にいる場合に、ユーザが受けるのは、殆ど通信途絶がない高速リンクである(例えば、電子レンジと同様に、2.4GHz干渉からであるが他のWi-Fiデバイスと共用するスペクトルからではないパケット損失がある場合がある)。ユーザが中程度の距離を隔てている場合に、又はいくつかの障害物がユーザとWi-Fiアクセスポイント間の経路内にあると、ユーザが受けるのは、恐らく中速度のリンクになる。ユーザがWi-Fiアクセスポイント範囲の端に接近している場合に、ユーザが受けるのは、恐らく低速リンクになり、チャンネル変更により、結果として、信号SNRが使用可能なレベルを下回れば周期的なドロップアウトを受けやすくなる場合がある。最後に、ユーザがWi-Fi基地局の範囲を超えている場合に、ユーザには全くリンクがなくなる。

【0004】

複数のユーザが同時にWi-Fi基地局にアクセスした時に、利用可能なデータ収量は、複数のユーザ間で共用される。ユーザが異なれば、典型的には、所定の時間に異なる収量要求をWi-Fi基地局にすることになるが、総収量要求がWi-Fi基地局からユーザまでの利用可能な収量を上回った時に、一部又は全てのユーザは、受けるデータ収量が求めているものよりも少なくなる。Wi-Fiアクセスポイントが非常に多くのユーザ間で共用される極端な状況では、各ユーザへの収量は、速度が遅くなる可能性もあり、更に悪いことに、各ユーザへのデータ収量は、全て、データ収量がない長い期間により分離された短時間バーストで到着する場合があり、その間は、他のユーザへの対応は行われている。媒体ストリーミングと同様に、この「途切れ途切れの」データ配信は、ある一定の用途を損なう場合がある。

【0005】

多くのユーザがいる状況でWi-Fi基地局を更に増設しても、その効果は、単にある一定の点までのものになることになる。米国の2.4GHz ISM帯域内では、Wi-Fiに使用することができる非干渉チャンネルが3つあり、同じカバレッジエリア内の3つのWi-Fi基地局が各々異なる非干渉チャンネルを使用するように構成された場合に、複数のユーザ間のカバレッジエリアの総収量は、最大3倍まで増大することになる。しかし、それよりも大きいと、同じカバレッジエリアでWi-Fi基地局を増設しても、総収量は増大しない。これは、「交替で」スペクトルを使用することによって時分割多重アクセス(TDMA)を利用し、同じ利用可能なスペクトルをWi-Fi基地局間で共用し始めることになるからである。この状況は、集合住宅内のような人口密度が高いカバレッジエリアで見られることが多い。例えば、たとえユーザのアクセスポイントが基地局にアクセスしているクライアントデバイスと同じ部屋にあったとしても、Wi-Fiアダプタがある大きいアパートにいるユーザは、同じカバレッジエリア内にいる他のユーザにサービスを提供する何十もの他の干渉中のWi-Fiネットワーク(例えば、他のアパート)のために非常に不良な収量を受ける恐れが十分にある。リンク品質はその状況では良好である可能性が高いが、ユーザは、同じ周波数帯域内で作動している隣接Wi-Fiアダプタからの干渉を受けることになり、ユーザへの有効収量が低減する。

10

【0006】

Wi-Fiのような未認可スペクトル及び認可スペクトルを含む現在のマルチユーザ無線システムには、いくつかの制限がある。これらには、カバレッジエリア、ダウンリンク(DL)データ転送速度、及びアップリンク(UL)データ転送速度がある。(WiMax及びLTEのような)次世代無線システムの重要な目標は、多重入力多重出力(MIMO)技術を通じてカバレッジエリア、DLデータ転送速度、及びULデータ転送速度を改善することである。MIMOでは、リンク品質(結果として受信可能範囲の拡大)又はデータ転送速度(あらゆるユーザに複数の非干渉空間チャンネルを作成することにより)を改善するために複数のアンテナを無線リンクの送信側及び受信側で使用する。十分なデータ転送速度があらゆるユーザに利用可能な場合(注:「ユーザ」及び「クライアント」という用語を本明細書では交換可能に使用する)、マルチユーザMIMO(MU-MIMO)法に従って複数のユーザ(単一のユーザではなく)に非干渉チャンネルを作成するためにチャンネル空間ダイバーシティを利用することが望ましいであろう。例えば、以下の参考文献を参照されたい。

20

30

G. Caire and S. Shamai, 「On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel」, IEEE Trans. Info. Th., vol. 49, pp. 1691~1706, July 2003.

【0007】

P. Viswanath and D. Tse, 「Sum capacity of the vector Gaussian broadcast channel and uplink-downlink duality」, IEEE Trans. Info. Th., vol. 49, pp. 1912~1921, Aug. 2003.

40

【0008】

S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, 「Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels」, IEEE Trans. Info. Th., vol. 49, pp. 2658~2668, Oct. 2003.

【0009】

W. Yu and J. Cioffi, 「Sum capacity of Gaussian vector broadcast channels」, IEEE Trans. Info. Th., vol. 50, pp. 1875~1892, Sep. 2004

50

。

【0010】

M. Costa, 「Writing on dirty paper」, IEEE Transactions on Information Theory, vol. 29, pp. 439~441, May 1983.

【0011】

M. Bengtsson, 「A pragmatic approach to multi-user spatial multiplexing」, Proc. of Sensor Array and Multichannel Sign. Proc. Workshop, pp. 130~134, Aug. 2002.

10

【0012】

K. - K. Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, 「Performance enhancement of multiuser MIMO wireless communication systems」, IEEE Trans. Comm., vol. 50, pp. 1960~1970, Dec. 2002.

【0013】

M. Sharif and B. Hassibi, 「On the capacity of MIMO broadcast channel with partial side information」, IEEE Trans. Info. Th., vol. 51, pp. 506~522, Feb. 2005.

20

【0014】

例えば、MIMO 4×4 システム（すなわち、4つの送信アンテナ及び4つの受信アンテナ）、10MHz帯域幅、16-QAM変調、及び速度 $3/4$ （ 3 bps/Hz のスペクトル効率が得られる）による及び前進型誤信号訂正（FEC）符号化）では、あらゆるユーザに対して物理層で達成可能な理想的なピークデータ転送速度は、 $4 \times 30 \text{ Mbps} = 120 \text{ Mbps}$ であり、これは、高解像度映像コンテンツ（ $\sim 10 \text{ Mbps}$ のみを必要とすると考えられる）を配信するのに必要とされるピークデータ転送速度より遥かに高い。理想的なシナリオ（すなわち、独立同分布、i.i.d.チャンネル）において4つの送信アンテナ、4人のユーザ、及びユーザ当たり単一のアンテナを有するMU-MIMOシステムでは、ダウンリンクデータ転送速度は、4人のユーザにわたって共用することができ、チャンネル空間ダイバーシティを利用してユーザに4つの並行した 30 Mbps のデータリンクを作成することができる。

30

【0015】

例えば、3GPP, 「Multiple Input Multiple Output in UTRA」, 3GPP TR 25.876 V7.0.0, Mar. 2007、3GPP, 「Base Physical channels and modulation」, TS 36.211, V8.7.0, May 2009、及び3GPP, 「Multiplexing and channel coding」, TS 36.212, V8.7.0, May 2009に説明されているように、異なるMU-MIMO方式が、LTE規格の一部として提案されている。しかし、これらの方式は、DLにおいて、4つの送信アンテナでデータ転送速度は最大2倍までの改善しか得ることができない。ArrayCommなどの企業による標準的かつ固有開発のセルラーシステム内のMU-MIMO法の実例（例えば、ArrayComm, 「Field-proven results」, <http://www.arraycomm.com/serve.php?page=proof>を参照）では、空間分割多重アクセス（SDMA）を通じてDLデータ転送速度は（4つの送信アンテナで）最大3倍までの増大が得られている。携帯電話ネットワークにおけるMU-MIMO方式の重要な限界は、送信側での空間ダイバーシティの欠如である。空間ダイバーシティは、アンテナ間隔の関数及び無線リンクにおける多経路角度広がりである。MU-MIMO法を使用するセルラーシステムでは、基地局での送信アンテナは、典型的には、共にクラスター化され、かつアンテナ支持物

40

50

構造体（物理的に高いか否かに関わらず、本明細書では「塔」と呼ぶ）上の限られた土地建物のために、及び塔を位置付けることができる場所に関する制限のために1つ又は2つの波長のみを隔てて設けられる。更に、多経路角度広がりは低い。これは、携帯電波塔が、典型的には、受信可能範囲の拡大が得られるように障害物よりもかなり高い所（10メートル以上）で設けられているからである。

【0016】

セルラーシステム配置による他の実際的な問題には、セルラーアンテナロケーションに関するロケーションの過剰な経費及び限られた利用可能性（例えば、アンテナ配置、土地建物費、物理的障害物などに関する地方自治体の制限のため）、並びに送信機とのネットワーク接続性（「バックホール」と本明細書で呼ぶ）のコスト及び／又は利用可能性がある。更に、セルラーシステムは、壁、天井、床、備品、及び他の妨害物による損失のために建物の奥にあるクライアントに到達することが困難であることが多い。

【0017】

実際、広域ネットワーク無線のためのセル構造の全体的な概念は、携帯電波塔のかなり強固な配置、隣接したセル間の周波数の交替、及び同じ周波数を使用している送信機（基地局又はユーザのいずれか）間の干渉を回避するように頻繁なセクター化を前提とする。その結果、所定のセルの所定のセクターは、セルセクター内のユーザの全ての間のU Lスペクトル及びD Lスペクトルのブロックの共用に終わり、セルセクターは、次に、主として時間領域においてこれらのユーザ間で共用される。例えば、時分割多重アクセス（T D M A）及び符号分割多重アクセス（C D M A）に基づくセルラーシステムは、両方とも、時間領域においてユーザ間にスペクトルを共用する。セクター化でこのようなセルラーシステムを重ね合わせることにより、恐らくは、2～3倍の空間領域利点をもたらすことができる。次に、上述したようなM U - M I M Oシステムとこのようなセルラーシステムを重ね合わせることにより、恐らくは、更に2～3倍の時空間領域の利点をもたらすことができる。しかし、セルラーシステムのセル及びセクターが典型的には塔をどこに設けることができるかにより指定されることが多い固定ロケーションにあることを考慮すると、このような限られた利点でさえも所定の時間のユーザ密度（又はデータ転送速度要求）は、塔／セクター配置に良好に適合しなかった場合は利用し難くなる。携帯スマートフォンユーザは、今日、この影響力を受けることが多く、ユーザは、全くトラブルなく電話で話しているか、又はウェブページをダウンロードしている可能性があり、次に、新しいロケーションに車で（又は歩いて）移動した後に声質が落ちたり、又はウェブページの速度が落ちたり、又は完全に接続を失うことさえ突然に目の当たりにすることになる。しかし、日が変わると、ユーザは、各々のロケーションで正反対のことが発生する可能性がある。環境条件が同じであると仮定し、ユーザが恐らく体験しているのは、ユーザ密度（又はデータ転送速度要求）が非常に変化することである。しかし、所定のロケーションでユーザ間で共用すべき利用可能な全スペクトル（及びそれによって従来技術を使用して全データ転送速度）は、主に固定である。

【0018】

更に、従来技術のセルラーシステムは、異なる隣接したセルにおいて異なる周波数、典型的には3つの異なる周波数を使用することに依存する。所定の量のスペクトルに対して、それによって利用可能なデータ転送速度が3倍低減される。

【0019】

したがって、要約すると、従来技術のセルラーシステムは、セル化のためにスペクトル利用の恐らく3倍を失う可能性があり、かつセクター化を通じて恐らく3倍、M U - M I M O法を通じて恐らく更に3倍スペクトル利用を改善することができ、結果として正味3^{*} 3 / 3 = 3倍の潜在的なスペクトル利用になる。次に、その帯域幅は、ユーザが所定の時間にどのセルのどのセクターに該当するかに基づいて典型的には時間領域においてユーザ間に分割される。所定のユーザのデータ転送速度要求が典型的にユーザのロケーションとは独立しているために生じる更に別の非効率さえ存在するが、利用可能なデータ転送速度は、ユーザと基地局の間のリンク品質に基づいて変動する。例えば、セルラー基地局か

ら遠いユーザは、典型的に、利用可能なデータ転送速度が基地局に近いユーザよりも少なくなる。データ転送速度は、典型的に所定のセルラーセクター内のユーザの全ての間で共用されるので、この結果、全てのユーザは、不良なリンク品質（例えば、セルの端での）で遠くのユーザからの高いデータ転送速度要求の影響を受ける。これは、このようなユーザが、依然として同量のデータ転送速度を要求することになり、しかも、同量のデータ転送速度を得るために共用スペクトルのより多くの量を消費しているからである。

【 0 0 2 0 】

ユーザの範囲で基地局による同時送信により結果として干渉が発生し、したがって、システムが衝突防止及び共用プロトコルを利用するため、W i F i（例えば、8 0 2 . 1 1 b、g、及びn）によって使用されるもの及びホワイトスペース連合により提案されたもののような他の提案されたスペクトル共用システムは、スペクトル共用が非常に非効率的である。これらのスペクトル共用プロトコルは、時間領域内にあり、したがって、多くの干渉中の基地局及びユーザが存在する時に、各基地局自体のスペクトル利用がどのように効率的であろうとも、集合的に、基地局は、互いの間のスペクトルの時間領域共用に限定される。他の従来技術のスペクトル共用システムも、同様に、基地局間の干渉を緩和する類似の方法に依存する（塔上のアンテナを有するセルラー基地局又は小規模基地局（W i F i アクセスポイント（A P）のような）である場合）。これらの方法には、干渉の範囲を制限するように行う基地局からの送信電力の制限、干渉エリアを狭域化するビームフォーミング（合成又は物理手段を通じて）、スペクトルの時間領域多重化、及び／又はユーザデバイス、基地局、若しくは両方の上の複数のクラスター化されたアンテナによるM U - M I M O法がある。そして、すでにあるか又は今日計画されている高度の携帯電話ネットワークの場合には、これらの技術の多くは、一度に使用されることが多い。

【 0 0 2 1 】

しかし、高度のセルラーシステムでさえも、スペクトルを利用する単一のユーザと比較するとスペクトル利用を約3倍しか増加させることはできないことによって明らかであることは、これらの技術の全ては、受信可能範囲の所定のエリアに向けて共用ユーザ間に総データ転送速度を増大させるのに殆ど役に立っていないという点である。特に、所定のカバレッジエリアがユーザの観点から拡大する時に、ユーザの成長と足並みをそろえるために、所定の量のスペクトル内の利用可能なデータ転送速度を拡大することが益々困難になる。例えば、セルラーシステムに関して所定のエリア内の総データ転送速度を増大させるために、典型的には、セルは、より小さいセル（ナノセル又はフェムトセルということが多い）に小分けされる。このような小セルは、「不感帯」が最小限の受信可能範囲をもたらし、更には、同じ周波数を使用する近くのセル間の干渉を回避するように塔を設定することができるロケーションに関する制限、及び塔を公平に構成されたパターンで配置すべきである要件を考慮すると極めて高価になる可能性がある。本質的に、カバレッジエリアを細かく計画しなければならず、塔又は基地局を設ける利用可能なロケーションを識別しなければならず、次に、これらの制約を前提として、セルラーシステムの設計者は、自分たちが可能な最良のもので間に合わせなければならない。そして、当然のことながら、ユーザデータ転送速度要求が時間と共に増大するのであれば、セルラーシステムの設計者は、カバレッジエリアを再びマップし、塔又は基地局のロケーションを見つけるように努め、かつもう一度状況の制約に対処すべきである。また、非常に多くの場合に、単に良好な解決法がなく、結果として、不感帯が発生するか、又はカバレッジエリア内の総データ転送速度容量が不適切になる。換言すると、同じ周波数を利用する塔又は基地局間の干渉を回避するセルラーシステムの強固な物理配置要件により、セルラーシステム設計において有意な問題点及び制約が生じ、これらの要件は、多くの場合にユーザデータ転送速度及び受信可能範囲要件を満たすことができない。

【 0 0 2 2 】

いわゆる従来技術の「協調」無線システム及び「認識」無線システムは、互いの干渉を最小にすることができるように、及び／又はチャンネルが空くまで待つように、他のスペクトルの使用がないか潜在的に「聴取する」ことができるように無線内で知的アルゴリズム

10

20

30

40

50

ムを使用することによって所定のエリア内のスペクトル利用を増大しようとする。このようなスペクトルのスペクトル利用を増大させるように未認可スペクトルで特に使用されるようなシステムが提案されている。

【 0 0 2 3 】

モバイルアドホックネットワーク (MANET) (http://en.wikipedia.org/wiki/Mobile__ad__hoc__networkを参照)は、ピアツーピア通信をもたらすことを目的とした協調自己構成型ネットワークの例であり、かつ携帯電話インフラなしで無線間の通信を確立するために使用することができ、十分に低電力の通信で、互いの範囲外にある同時送信間の干渉を潜在的に緩和することができる。非常に多くの経路指定プロトコルがMANETシステムに向けて提案されて実行されたが (広範囲にわたるクラスの何十もの経路指定プロトコルのリストに関しては、http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_ad-hoc_routing_protocolsを参照)、経路指定プロトコルに共通のテーマは、これらが所定の効率又は信頼性パラダイムという目標に向けて利用可能なスペクトル内の送信機干渉を最小にするように送信を経路指定する (例えば、繰り返す) 全ての技術であることである。

10

【 0 0 2 4 】

従来技術のマルチユーザ無線システムの全ては、基地局及び複数のユーザ間の同時のスペクトル利用を可能にする技術を利用することによって所定のカバレッジエリア内のスペクトル利用を改善しようとする。特に、これらの場合の全てにおいて、基地局及び複数のユーザ間の同時のスペクトル利用に利用される技術は、複数のユーザに対する波形間の干渉を緩和することによって複数のユーザによる同時スペクトル使用をもたらす。例えば、3人のうちの1人に送信するために各々異なる周波数を使用する3つの基地局の場合には、干渉は、3つの送信が3つの異なる周波数であるので緩和される。3人の異なるユーザへの基地局からのセクター化の場合、ビームフォーミングにより、3つの送信がユーザで重なり合うのが防止されるために、基地局に対して各々180°間隔で干渉は緩和される。

20

【 0 0 2 5 】

このような技術がMU-MIMOで増大され、かつ例えば各基地局が4つのアンテナを有する時に、これは、所定のカバレッジエリア内のユーザに対して4つの非干渉空間チャンネルを作成することによってダウンリンク収量を4倍に増大させる可能性がある。しかしながら、依然として何らかの技術を利用し、異なるカバレッジエリア内の複数のユーザに対する複数の同時送信間の干渉を緩和すべきである。

30

【 0 0 2 6 】

上述のように、このような従来技術 (例えば、セル化、セクター化) には、典型的にマルチユーザ無線システムの経費及び/又は配置柔軟性の増大が問題点としてあるのみならず、典型的に所定のカバレッジエリア内の総収量の物理的又は実質的な制限が問題点として存在する。例えば、セルラーシステムには、基地局の配置数を増加させて小セル化を行うために利用可能なロケーションが十分ない場合がある。また、MU-MIMOシステムでは、各基地局ロケーションでのクラスター化されたアンテナの間隔を考慮すると、限られた空間ダイバーシティにより、基地局に増設されるアンテナが増加する時に収量の収益が漸近的に減少する。

40

【 0 0 2 7 】

更に、ユーザロケーション及び密度を予想できないマルチユーザ無線システムの場合に、(周波数の急激な変化で) 収量が予想できない。これは、ユーザには不便であり、一部の用途 (例えば、予想可能な収量を必要とするサービスの配信) が非実用的又は低品質になる。したがって、従来技術のマルチユーザ無線システムには、ユーザに予想可能な及び/又は高品質のサービスを提供する機能の観点からまだ不満な点が多い。

【 0 0 2 8 】

時間をかけて従来技術のマルチユーザ無線システムに向けて開発された驚異的な高度化

50

及び複雑性に関わらず、送信が、異なる基地局（又はアドホック送受信機）に配信され、かつ異なる基地局及び／又は異なるアドホック送受信機からのRF波形伝送が特定のユーザの受信機で互いに干渉するのを回避するように構成及び／又は制御されるという共通のテーマが存在する。

【0029】

あるいは、別の言い方をすると、ユーザが偶然に同時に1つ以上の基地局又はアドホック送受信機から送信を受信したとすると、複数の同時送信からの干渉により、ユーザへの信号のSNR及び／又は帯域幅の低減が発生することになり、その結果、十分に厳しい場合には、十分に厳しくない場合にユーザによって受信されていたと思われる潜在的なデータ（又はアナログ情報）の全て又は一部の損失が発生することになる。

10

【0030】

したがって、マルチユーザ無線システムは、1つ以上のスペクトル共用手法又は別のスペクトル共用手法を利用して同時に同じ周波数で送信する複数の基地局又はアドホック送受信機からのユーザへのこのような干渉を回避又は緩和することが必要である。基地局の物理的位置（例えば、セル化）の制御、基地局及び／又はアドホック送受信機の電力出力の制限（例えば、送信範囲の制限）、ビームフォーミング／セクター化、及び時間領域多重化を含むこのような干渉を回避する従来技術の手法は非常に多い。要するに、これらのスペクトル共用システムの全ては、同時に同じ周波数で送信する複数の基地局及び／又はアドホック送受信機が同じユーザによって受信された時に得られる干渉により影響を受けたユーザに対するデータ収量が低減又は破壊されるマルチユーザ無線システムの限界に対処しようとする。マルチユーザ無線システム内のユーザの殆ど又は全てが複数の基地局及び／又はアドホック送受信機からの干渉を受けた場合（例えば、マルチユーザ無線システムの構成要素の誤作動の場合）に、マルチユーザ無線システムの総収量が激減するか又は機能しなくなる状況が発生する可能性がある。

20

【0031】

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、多くの場合に、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依存する可能性があ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、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ことがある。

30

【0032】

本発明に関連する従来技術では、マルチユーザシナリオにおいてマルチステアリングのためのビームフォーミングシステム及び方法が説明されている。ビームフォーミングは、本来は、アレイのアンテナに供給される信号の位相及び／又は振幅を動的に調整することによって（すなわち、ビームフォーミング重み）、受信信号対ノイズ比（SNR）を最大にし、したがって、ユーザ方向に向けてエネルギーが集中されるように考えられている。マルチユーザシナリオでは、ビームフォーミングを使用し、干渉発生源を抑止して信号対干渉ノイズ比（SINR）を最大にすることができる。例えば、ビームフォーミングが無線リンクの受信機に使用される時に、重みは、干渉発生源の方向にヌルを生じるように計算される。ビームフォーミングがマルチユーザダウンリンクシナリオで送信機に使用される時に、重みは、ユーザ間干渉を事前に相殺してあらゆるユーザに対してSINRを最大にするように計算される。BD事前符号化などマルチユーザシステムの代替技術では、事前符号化重みを計算してダウンリンクブロードキャストチャンネル内の収量を最大にする。参照することにより本明細書に組み込まれている同時係属出願は、上述の技術を説明してい

40

50

る（特定の引用に対しては同時係属出願を参照）。

【図面の簡単な説明】

【0033】

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则认为される。

【図1】本発明の一実施形態において近傍D I D Oクラスターによって囲まれた主D I D Oクラスターを示す。

【図2】本発明の一実施形態に使用される周波数分割多重アクセス（F D M A）法を示す。

【図3】本発明の一実施形態に使用される時分割多重アクセス（T D M A）法を示す。

10

【図4】本発明の一実施形態において対処される異なるタイプの干渉ゾーンを示す。

【図5】本発明の一実施形態に使用されるフレームワークを示す。

【図6】干渉ゾーン内のターゲットクライアントに対してS I R = 10 dBを仮定したS N Rの関数としてのS E Rを示すグラフを示す。

【図7】2つのI D C I事前符号化法から導出されたS E Rを示すグラフを示す。

【図8】ターゲットクライアントが主D I D Oクラスターから干渉しているクラスターまで移動する例示的なシナリオを示す。

【図9】距離（D）の関数としての信号対干渉ノイズ比（S I N R）を示す。

【図10】平坦フェーディング狭帯域チャンネルにおける4 - Q A M変調の3つのシナリオの符号誤り率（S E R）性能を示す。

20

【図11】本発明の一実施形態によるI D C I事前符号化の方法を示す。

【図12】一実施形態における主D I D Oクラスターの中心からのクライアントの距離の関数としてのS I N R変動を示す。

【図13】S E Rが4 - Q A M変調について導出される一実施形態を示す。

【図14】有限状態の機械がハンドオフアルゴリズムを実行する本発明の一実施形態を示す。

【図15】シャドーイングが存在する場合のハンドオフ戦略の一実施形態を示す。

【図16】図93においていずれか2つの状態間で切り換わる時のヒステリシスループ機構を示す。

【図17】電力制御を伴うD I D Oシステムの一実施形態を示す。

30

【図18】異なるシナリオにおいて4つのD I D O送信アンテナ及び4台のクライアントを仮定したS N R対S E Rを示す。

【図19】本発明の一実施形態による送信電力の異なる値に対してR F放射線源からの距離の関数としてのM P E電力密度を示す。

【図20a】低電力及び高電力D I D O分散型アンテナの異なる分布を示す。

【図20b】低電力及び高電力D I D O分散型アンテナの異なる分布を示す。

【図21a】図20a及び20bの構成にそれぞれ対応する2つの電力分布を示す。

【図21b】図20a及び20bの構成にそれぞれ対応する2つの電力分布を示す。

【図22a】図99a及び99bにそれぞれ示すシナリオに関する速度分布を示す。

【図22b】図99a及び99bにそれぞれ示すシナリオに関する速度分布を示す。

40

【図23】電力制御を伴うD I D Oシステムの一実施形態を示す。

【図24】データを送信するラウンドロビンスケジューリングポリシーに従って全てのアンテナ群にわたって反復する方法の実施形態を示す。

【図25】米国特許第7, 636, 381号における従来の固有モード選択に対するアンテナグループ分けによる電力制御の未符号化S E R性能の比較を示す。

【図26a】B D事前符号化がD I D Oアンテナとクライアントとの間の無線リンクにわたる異なる出力レベルに適合するように動的に事前符号化重みを調整するシナリオを示す。

【図26b】B D事前符号化がD I D Oアンテナとクライアントとの間の無線リンクにわたる異なる出力レベルに適合するように動的に事前符号化重みを調整するシナリオを示す

50

。

【図 26c】BD 事前符号化が D I D O アンテナとクライアントとの間の無線リンクにわたる異なる出力レベルに適合するように動的に事前符号化重みを調整するシナリオを示す。

。

【図 27】D I D O 2×2 システムに関する遅延領域又は瞬間的な P D P (上側プロット) 及び周波数領域 (下側プロット) にわたる低周波数選択チャンネル ($\beta = 1$ と仮定) の振幅を示す。

【図 28】クライアント当たり 1 つのアンテナによる D I D O 2×2 に関するチャンネル行列周波数応答の一実施形態を示す。

【図 29】高い周波数選択度 (例えば、 $\beta = 0.1$ で) を特徴とするチャンネルのためのクライアント当たり 1 つのアンテナによる D I D O 2×2 に関するチャンネル行列周波数応答の一実施形態を示す。

【図 30】異なる Q A M 方式 (すなわち、4 - Q A M、16 - Q A M、64 - Q A M) の例示的な S E R を示す。

【図 31】リンクアダプテーション (L A) 法を実行する方法の実施形態を示す。

【図 32】リンクアダプテーション (L A) 法の一実施形態の S E R 性能を示す。

【図 33】 $N_{F F T} = 64$ 及び $L_0 = 8$ での D I D O 2×2 システムに関する O F D M トーン指数の関数としての方程式 (28) での行列の入力を示す。

【図 34】 $L_0 = 8$ 、 $M = N_t = 2$ 送信アンテナ、及び P の可変的な数に対する S E R 対 S N R を示す。

【図 35】異なる D I D O オーダー及び $L_0 = 16$ に対する補間法の一実施形態の S E R 性能を示す。

【図 36】スーパークラスター、D I D O クラスター、及びユーザクラスターを使用するシステムの一実施形態を示す。

【図 37】本発明の一実施形態によるユーザクラスターを有するシステムを示す。

【図 38a】本発明の一実施形態に使用されるリンク品質メトリック閾値を示す。

【図 38b】本発明の一実施形態に使用されるリンク品質メトリック閾値を示す。

【図 39】ユーザクラスターを確立するリンク品質行列の例を示す。

【図 40】ユーザクラスターを確立するリンク品質行列の例を示す。

【図 41】ユーザクラスターを確立するリンク品質行列の例を示す。

【図 42】クライアントが異なる D I D O クラスターを横断する実施形態を示す。

【図 43】本発明の一実施形態において球形アレイの解像度とこれらのエリア A との関係を示す。

【図 45】本発明の一実施形態において球形アレイの解像度とこれらのエリア A との関係を示す。

【図 44】本発明の一実施形態において球形アレイの解像度とこれらのエリア A との関係を示す。

【図 46】本発明の一実施形態において球形アレイの解像度とこれらのエリア A との関係を示す。

【図 47】実際の室内及び屋外伝播シナリオにおける M I M O システムの自由度を示す。

【図 48】アレイ直径の関数としての D I D O システムにおける自由度を示す。

【図 49】有線接続又は無線接続で通信する複数の集中型プロセッサ (C P) 及び分散ノード (D N) を含む一実施形態を示す。

【図 50】C P が未認可 D N と制御情報を交換し、認可使用向け周波数帯域を停止するようにこれらを再構成する一実施形態を示す。

【図 51】全スペクトルが新サービスに割り当てられ、C P が制御情報を使用して全ての未認可 D N を停止させ、認可 D N との干渉を回避する一実施形態を示す。

【図 52】複数の C P と、分散ノードと、C P を D N に相互接続するネットワークと、を含むクラウド無線システムの一実施形態を示す。

10

20

30

40

50

【図53】適応的にパラメータを再構成して、ユーザ移動性又は伝播環境の変化によるドップラー効果を補正するマルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)の実施形態を示す。

【図54】適応的にパラメータを再構成して、ユーザ移動性又は伝播環境の変化によるドップラー効果を補正するマルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)の実施形態を示す。

【図55】適応的にパラメータを再構成して、ユーザ移動性又は伝播環境の変化によるドップラー効果を補正するマルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)の実施形態を示す。

【図56】適応的にパラメータを再構成して、ユーザ移動性又は伝播環境の変化によるドップラー効果を補正するマルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)の実施形態を示す。

10

【図57】適応的にパラメータを再構成して、ユーザ移動性又は伝播環境の変化によるドップラー効果を補正するマルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)の実施形態を示す。

【図58】適応的にパラメータを再構成して、ユーザ移動性又は伝播環境の変化によるドップラー効果を補正するマルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)の実施形態を示す。

【図59】適応的にパラメータを再構成して、ユーザ移動性又は伝播環境の変化によるドップラー効果を補正するマルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)の実施形態を示す。

20

【図60】複数のBTSを示し、この一部は良好なSNRを有し、この一部はUEに対して低ドップラーを有する。

【図61】複数のBTS-UEリンクに関してCPによって記録されたSNR及びドップラーの値を含む行列の一実施形態を示す。

【図62】本発明の一実施形態による異なる時間におけるチャンネル利得(又はCSI)を示す。

【発明を実施するための形態】

【0034】

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。本出願は、これらの特許出願の一部継続(CIP)である。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。

30

【0035】

米国特許出願第13/232,996号(2011年9月14日出願、名称「Systems And Methods To Exploit Areas of Coherence in Wireless Systems」)。

【0036】

同第13/233,006号(2011年9月14日出願、名称「Systems and Methods for Planned Evolution and Obsolescence of Multiuser Spectrum」)。

40

【0037】

同第12/917,257号(2010年11月1日出願、名称「Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering」)。

【0038】

同第12/802,988号(2010年6月16日出願、名称「Interference Management, Handoff, Power Control And

50

Link Adaptation In Distributed - Input Distributed - Output (DIDO) Communication Systems」)。

【0039】

同第12/802,976号(2010年6月16日出願、名称「System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements」)。

【0040】

同第12/802,974号(2010年6月16日出願、名称「System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters」)。

10

【0041】

同第12/802,989号(2010年6月16日出願、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」)。

【0042】

20

同第12/802,958号(2010年6月16日出願、名称「System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed - Input - Distributed - Output (DIDO) Network」)。

【0043】

同第12/802,975号(2010年6月16日出願、名称「System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems」)。

【0044】

同第12/802,938号(2010年6月16日出願、名称「System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems」)。

30

【0045】

同第12/630,627号(2009年12月2日出願、名称「System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications」)。

【0046】

米国特許第7,599,420号(2007年8月20日出願、2009年10月6日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」)。

40

【0047】

同第7,633,994号(2007年8月20日出願、2009年12月15日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」)。

【0048】

同第7,636,381号(2007年8月20日出願、2009年12月22日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communic

50

ation」)。

【0049】

米国特許出願第12/143,503号(2008年6月20日出願、名称「System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications」)。

【0050】

同第11/256,478号(2005年10月21日出願、名称「System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications」)。

10

【0051】

米国特許第7,418,053号(2004年7月30日出願、2008年8月26日発行、名称「System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication」)。

【0052】

米国特許出願第10/817,731号(2004年4月2日出願、名称「System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave(「NVIS」)Communication Using Space-Time Coding」)。

20

【0053】

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。

【0054】

以下の節I(関連出願第12/802,988号からの開示)では、本出願の出願人に譲渡された従来技術の参考文献及び先行出願を指す固有の1組の巻末の注を利用していることに留意されたい。巻末の引用は、節Iの終わり(節IIの見出しの直前)に記載されている。節IIでの引用は、これらの数字による表記が異なる参考文献(節IIの終わりに記載)を識別するとしても、その引用に対して、節Iに使用された数字による表記と一致する数字による表記を有する場合がある。したがって、特定の数字により識別される参考文献を数字による表記が使用される節内で識別することができる。

30

【0055】

I. 関連出願第12/802,988号からの開示

1. クラスタ間干渉を除去する方法

ゼロRFエネルギーを有する空間にロケーションを作成するために複数の分散型送信アンテナを使用する無線高周波(RF)通信システム及び方法を以下に説明する。M個の送信アンテナを使用する時に、所定のロケーションにおいてゼロRFエネルギーの(M-1)個までの点を作成することができる。本発明の一実施形態において、ゼロRFエネルギーの点は、無線デバイスであり、送信アンテナは、送信機と受信機との間のチャンネル状態情報(CSI)を認識している。一実施形態において、CSIは、受信機で計算されて送信機にフィードバックされる。別の実施形態において、CSIは、チャンネル相互関係が利用されると仮定して受信機からトレーニングを通じて送信機で計算される。送信機は、CSIを利用して、同時に送信される干渉信号を決定することができる。一実施形態において、ブロック対角化(BD)事前符号化が、ゼロRFエネルギーの点を生成するために送信アンテナにおいて使用される。

40

【0056】

本明細書に説明するシステム及び方法は、上述の従来の受信/送信ビームフォーミング法と異なっている。実際には、受信ビームフォーミングでは、受信側で干渉を抑止するために重みを計算し(ヌルステアリングを通じて)、一方、本明細書に記載の本発明の一部

50

の実施形態は、結果として「ゼロ R F エネルギー」を有する空間内の 1 つ又は複数のロケーションが得られる干渉パターンを作成するために送信側で重みを適用する。それぞれ、あらゆるユーザに対する信号品質（又は S I N R）又はダウンリンク収量を最大にするように設計された従来の送信ビームフォーミング又は B D 事前符号化と異なり、本明細書に記載のシステム及び方法は、所定の状況下で及び / 又は所定の送信機からの信号品質を最小にし、したがって、ゼロ R F エネルギーの点がクライアントデバイス（本明細書で「ユーザ」と呼ぶことがある）で作成される。更に、分散入力分散出力（D I D O）システム（本発明者らの関連特許及び出願に説明）という関連では、空間内に分散された送信アンテナにより、異なるユーザに対して複数のゼロ R F エネルギーの点及び / 又は最大 S I N R を作成するために利用することができる自由度の拡大（すなわち、チャンネル空間ダイバーシティの拡大）が得られる。例えば、M 個の送信アンテナでは、R F エネルギーの（M - 1）個までの点を作成することができる。これとは対照的に、実際のなビームフォーミング又は B D マルチユーザシステムは、典型的には送信側で、あらゆる数の送信アンテナ M が得られるように、無線リンク上で対処することができる同時のユーザの数を制限する密集したアンテナで設計される。

【 0 0 5 7 】

K < M で M 個の送信アンテナ及び K 人のユーザを有するシステムについて考える。送信機は M 個の送信アンテナと K ユーザとの間に

【 0 0 5 8 】

【数 1】

C S I ($\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{K \times M}$)

を認識していると仮定する。簡潔さを期すために、あらゆるユーザには単一のアンテナが装備されていると仮定しているが、同じ方法をユーザ当たり複数の受信アンテナに拡張することができる。K 人のユーザのロケーションでゼロ R F エネルギーを作成する事前符号化重み

【 0 0 5 9 】

【数 2】

($\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$)

を以下の条件を満たすために計算する。

$$\mathbf{H} \mathbf{w} = \mathbf{0}^{K \times 1}$$

式中、 $\mathbf{0}^{K \times 1}$ は、全てのゼロ入力によるベクトルであり、H は、M 個の送信アンテナから K 人のユーザまでチャンネルベクトル

【 0 0 6 0 】

【数 3】

($\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{1 \times M}$)

を結合することによって

【 0 0 6 1 】

【数 4】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_k \\ \vdots \\ \mathbf{h}_K \end{bmatrix}.$$

として得られるチャンネル行列である。

【 0 0 6 2 】

一実施形態において、チャンネル行列 H の特異値分解（S V D）を計算し、事前符号化重み w を H のヌル部分空間（0 個の単数値により識別）に対応する右特異ベクトルとして定義する。

【 0 0 6 3 】

送信アンテナは、 k 番目のユーザで受信される信号を以下の式で示すように、 K 人のユーザのロケーションで K 個のゼロ RF エネルギーの点を作成しながら、RF エネルギーを送信するために上記で定義した重みベクトルを使用する。

【 0 0 6 4 】

【 数 5 】

$$r_k = \mathbf{h}_k \mathbf{w} s_k + n_k = 0 + n_k$$

式中、

【 0 0 6 5 】

【 数 6 】

$$n_k \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$$

10

は、 k 番目のユーザでの加法性白色ガウスノイズ (AWGN) である。

【 0 0 6 6 】

一実施形態において、チャンネル行列 H の特異値分解 (SVD) を計算し、事前符号化重み W を H のヌル部分空間 (0 個の単数値により識別) に対応する右特異ベクトルとして定義する。

【 0 0 6 7 】

別の実施形態において、無線システムは、DIDO システムであって、ゼロ RF エネルギーの点は、異なる DIDO カバレッジエリア間にクライアントへの干渉を事前に相殺するために作成される。米国特許出願第 12 / 630, 627 号において、以下を含む DIDO システムが説明されている。

20

- ・ DIDO クライアント
- ・ DIDO 分散型アンテナ
- ・ DIDO 基地送受信機局 (BTS)
- ・ DIDO 基地局ネットワーク (BSN)

【 0 0 6 8 】

どの BTS も、DIDO クラスターという所定のカバレッジエリアに対してサービスを提供する複数の分散型アンテナに BSN を通じて接続される。本特許出願では、隣接 DIDO クラスター間の干渉を除去するためのシステム及び方法を説明する。図 1 に示すように、主 DIDO クラスターは、近傍クラスターからの干渉による影響を受けるクライアント (すなわち、マルチユーザ DIDO システムによってサービスを提供されるユーザデバイス、つまりターゲットクライアント) にサービスを提供すると仮定する。

30

【 0 0 6 9 】

一実施形態において、近傍クラスターは、従来のセルラーシステムと類似の周波数分割多重アクセス (FDMA) 法に従って異なる周波数で作動する。例えば、3 の周波数再使用係数で、同じキャリア周波数は、図 2 に示すように 3 つの DIDO クラスター毎に繰り返される。図 2 では、異なるキャリア周波数は、 F_1 、 F_2 、及び F_3 として識別される。この実施形態は一部の例に使用することができるが、この解決法により、周波数利用率の減量が発生する。これは、利用可能なスペクトルが複数のサブバンドに分割され、DIDO クラスターの部分集合のみが同じサブバンドにおいて作動するからである。更に、複雑なセル設計により異なる周波数に異なる DIDO クラスターを関連付ける必要があり、したがって、干渉が防止される。従来技術のセルラーシステムと同様に、このようなセル設計では、同じ周波数を使用するクラスター間の干渉を回避するためにアンテナの所定の配置及び送信電力の制限が必要である。

40

【 0 0 7 0 】

別の実施形態において、近傍クラスターは、同じ周波数帯域ではあるが、時分割多重アクセス (TDMA) 法に従って異なる時間スロットで作動する。例えば、図 3 に示すように、DIDO 送信は、図示のように、所定のクラスターに対しては時間スロット T_1 、 T_2 、及び T_3 においてのみ許可される。時間スロットは、異なるクラスターがラウンドロ

50

ピンポリシーに従って予定されるように異なるクラスターに等しく割り当てられる。異なるクラスターが異なるデータ転送速度要件を特徴とする場合に（すなわち、受信可能範囲エリア当たりのクライアント数が少ない農村地帯内のクラスターに対して混雑した都市環境のクラスター）、異なる優先度が、データ転送速度要件が大きいほど多くの時間スロットが割り当てられているように異なるクラスターに割り当てられる。上述のようなTDM Aを本発明の一実施形態に使用することができるが、TDM A手法では、異なるクラスターにわたって時間同期を必要とする場合があり、かつ結果として周波数利用効率低下になる場合がある。これは、干渉クラスターは、同時に同じ周波数を使用することができないからである。

【0071】

一実施形態において、全ての近傍クラスターは、同じ周波数帯域において同時に送信し、干渉を回避するためにクラスターにわたって空間処理を使用する。この実施形態において、マルチクラスターDIDOシステムは、(i)複数のクライアントに同じ周波数帯域内で同時非干渉データストリームを送信するために主クラスター内で従来のDIDO事前符号化を使用し（例えば、米国特許第7,599,420号、同第7,633,994号、同第7,636,381号、及び米国特許出願第12/143,503号を含む関連特許及び出願明細書に記載）、(ii)ターゲットクライアントのロケーションでゼロ高周波(RF)エネルギーの点を作成することにより、図4において干渉ゾーン8010内にあるクライアントに対する干渉を回避するために、近傍クラスターにおいて干渉相殺でDIDO事前符号化を使用する。ターゲットクライアントが干渉ゾーン410にある場合、主クラスター411から、データストリームを含むRFの合計を受け取り、干渉クラスター412~413から単に主クラスターからのデータストリームを含むRFであることになり、ゼロRFエネルギーを受け取る。したがって、近傍クラスターは、干渉ゾーン内のターゲットクライアントが干渉を受けることなく同時に同じ周波数を利用することができる。

【0072】

実用システムでは、DIDO事前符号化の性能は、チャンネル推定誤差又はドップラー効果(DIDO分散型アンテナで古いチャンネル状態情報が発生する)、マルチキャリアDIDOシステム内の相互変調歪(IMD)、時間又は周波数オフセットのような異なるファクタによる影響を受けている場合がある。これらの影響の結果として、ゼロRFエネルギーの点をもたらすことは非実用的である場合がある。しかし、干渉クラスターからのターゲットクライアントでのRFエネルギーが主クラスターからのRFエネルギーと比較して取るに足りない限り、ターゲットクライアントでの関連性能は、干渉による影響を受けない。例えば、 10^{-6} のターゲットビット誤り率(BER)をもたらすように前進型誤信号訂正(FEC)符号化を使用し、4-QAM衛星配置を復調するためにクライアントが20dBの信号対ノイズ比(SNR)を必要とすると仮定する。干渉クラスターから受け取られたターゲットクライアントでのRFエネルギーが、主クラスターから受け取られたRFエネルギーを20dB下回る場合、干渉は取るに足りないものであり、クライアントは、所定のBERターゲット内で無事にデータを復調することができる。したがって、本明細書で使用する時に「ゼロRFエネルギー」という用語は、必ずしも干渉RF信号からのRFエネルギーがゼロであることを意味するわけではない。むしろ、RFエネルギーは、望ましいRF信号が受信機で受信できるように望ましいRF信号のRFエネルギーに対して十分に低いことを意味する。更に、望ましいRFエネルギーに対する干渉RFエネルギーの所定の望ましい閾値を説明しているが、本発明の基本的な原理は、所定の閾値に限定されない。

【0073】

図4に示すように異なるタイプの干渉ゾーン8010がある。例えば、「タイプA」領域(図80では文字「A」で表示)は、1つの近傍クラスターのみからの干渉による影響を受けており、一方、「タイプB」領域(文字「B」で表示)は、2つ又は複数の近傍クラスターからの干渉に対応する。

【0074】

図5は、本発明の一実施形態に使用されるフレームワークを示す。点はD I D O分散型アンテナを示し、十字記号はD I D Oクライアントを指し、矢印はR Fエネルギーの伝播の方向を示す。主クラスター内のD I D Oアンテナは、そのクラスター内のクライアントM C 5 0 1に事前符号化データ信号を送信する。同様に、干渉クラスター内のD I D Oアンテナは、従来のD I D O事前符号化を通じてそのクラスター内のクライアントI C 5 0 2にサービスを提供する。緑色十字記号5 0 3は、干渉ゾーン内のターゲットクライアントT C 5 0 3を示す。主クラスター5 1 1内のD I D Oアンテナは、従来のD I D O事前符号化を通じてターゲットクライアント（黒色矢印）に事前符号化データ信号を送信する。干渉クラスター5 1 2内のD I D Oアンテナは、ターゲットクライアント5 0 3（緑色矢印）の方向に向けてゼロR Fエネルギーを作成するために事前符号化を使用する。

10

【0075】

いずれかの干渉ゾーン4 1 0 A（図4のB）内のターゲットクライアントkでの受信信号は、以下の式によって示される。

【0076】

【数7】

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{H}_k \sum_{\substack{u=1 \\ u \neq k}}^U \mathbf{W}_u \mathbf{s}_u + \sum_{c=1}^C \mathbf{H}_{c,k} \sum_{i=1}^{I_c} \mathbf{W}_{c,i} \mathbf{s}_{c,i} + \mathbf{n}_k \quad (1)$$

式中、 $k = 1 \dots K$ 、 K は干渉ゾーン8 0 1 0 A、B内のクライアントの数であり、 U は主D I D Oクラスター内のクライアントの数であり、 C は干渉D I D Oクラスター4 1 2 ~ 4 1 3の数であり、 I_c は干渉クラスター c 内のクライアントの数である。更に、クライアントデバイスでの M 個の送信D I D Oアンテナ及び N 個の受信アンテナを仮定し、

20

【0077】

【数8】

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

は、クライアント k での受信データストリームを含むベクトルであり、

【0078】

【数9】

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

30

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

【0079】

【数10】

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

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

【0080】

【数11】

$$\mathbf{s}_{c,i} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$$

40

は、 c 番目の干渉D I D Oクラスター内のクライアント i への送信データストリームのベクトルであり、

【0081】

【数12】

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

は、クライアント k の N 個の受信アンテナでの加法的白色ガウスノイズ（AWGN）の

50

ベクトルであり、

【 0 0 8 2 】

【 数 1 3 】

$$H_k \in \mathbb{C}^{N \times M}$$

は、主 D I D O クラスター内のクライアント k での N 個の受信アンテナへの M 個の伝送 D I D O アンテナからの D I D O チャンネル行列であり、

【 0 0 8 3 】

【 数 1 4 】

$$H_{c,k} \in \mathbb{C}^{N \times M}$$

10

は、c 番目の干渉 D I D O クラスター内のクライアント k の N 個の受信アンテナへの M 個の伝送 D I D O アンテナからの D I D O チャンネル行列であり、

【 0 0 8 4 】

【 数 1 5 】

$$W_k \in \mathbb{C}^{M \times N}$$

は、主 D I D O クラスター内のクライアント k に対する D I D O 事前符号化重みの行列であり、

【 0 0 8 5 】

【 数 1 6 】

$$W_k \in \mathbb{C}^{M \times N}$$

20

は、主 D I D O クラスター内のクライアント u に対する D I D O 事前符号化重みの行列であり、

【 0 0 8 6 】

【 数 1 7 】

$$W_{c,i} \in \mathbb{C}^{M \times N}$$

は、c 番目の干渉 D I D O クラスター内のクライアント i に対する D I D O 事前符号化重みの行列である。

30

【 0 0 8 7 】

表記を簡素化し、かつ一般性を失わないようにするために、全てのクライアントが N 個の受信アンテナを装備し、あらゆる D I D O クラスターにおいて M 個の D I D O 分散型アンテナがあり、

【 0 0 8 8 】

【 数 1 8 】

$$M \geq (N \cdot U) \text{ かつ } M \geq (N \cdot I_c), \forall c = 1, \dots, C$$

と仮定する。M がクラスター内の受信アンテナの総数より大きい場合、追加の送信アンテナは、干渉ゾーン内のターゲットクライアントに対して干渉を事前に相殺するために、又は米国特許第 7, 599, 420 号、同第 7, 633, 994 号、同第 7, 636, 381 号、及び米国特許出願第 12 / 143, 503 号を含む関連特許及び出願に記載されたダイバーシティ方式を通じて同じクラスター内のクライアントに対してリンク堅牢性を改善するために使用される。

40

【 0 0 8 9 】

D I D O 事前符号化重みは、同じ D I D O クラスター内のクライアント間干渉を事前に相殺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、及び米国特許出願第 12 / 143, 503 号明細書、及び [7] を含む関連特許及び出願に説明されたブロック対角化 (B D) 事前符号

50

化を使用し、以下の条件が主クラスターにおいて満たされるようにクライアント間干渉を除去することができる。

【 0 0 9 0 】

【 数 1 9 】

$$\mathbf{H}_k \mathbf{W}_u = \mathbf{0}^{N \times N}; \quad \forall u = 1, \dots, U; u \neq k \text{ の場合} \quad (2)$$

【 0 0 9 1 】

近傍 D I D O クラスター内の事前符号化重み行列は、以下の条件が満たされるように設計される。

【 0 0 9 2 】

【 数 2 0 】

$$\mathbf{H}_{c,k} \mathbf{W}_{c,i} = \mathbf{0}^{N \times N}; \quad \forall c = 1, \dots, C \text{ かつ } \forall i = 1, \dots, I_c. \quad (3)$$

【 0 0 9 3 】

事前符号化行列 $\mathbf{W}_{c,i}$ を計算するには、M個の送信アンテナから干渉クラスター内の 1_c クライアントまで並びに干渉ゾーン内のクライアント k までのダウンリンクチャンネルが推定され、事前符号化行列が、干渉クラスター内の D I D O B T S により計算される。干渉クラスターにおいて事前符号化行列を計算するために B D 方法が使用される場合、以下の実効チャンネル行列が、近傍クラスター内の i 番目のクライアントへの重みを計算するために構成される。

【 0 0 9 4 】

【 数 2 1 】

$$\bar{\mathbf{H}}_{c,i} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{c,k} \\ \hat{\mathbf{H}}_{c,i} \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中、

【 0 0 9 5 】

【 数 2 2 】

$$\hat{\mathbf{H}}_{c,i}$$

は、干渉クラスター c に対してチャンネル行列

【 0 0 9 6 】

【 数 2 3 】

$$\mathbf{H}_c \in \mathbb{C}^{(N \cdot I_c) \times M}$$

から得られる行列であり、i 番目のクライアントに対応する列が除去される。

【 0 0 9 7 】

(1) に条件 (2) 及び (3) を代入し、ターゲットクライアント k に対して受信したデータストリームを取得し、クラスター内及びクラスター間干渉が除去される。

【 0 0 9 8 】

【 数 2 4 】

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k. \quad (5)$$

【 0 0 9 9 】

近傍クラスターにおいて計算された (1) 内の事前符号化重み $\mathbf{W}_{c,i}$ は、干渉ゾーン内のターゲットクライアントへの干渉を事前に相殺しながら、それらのクラスター内の全てのクライアントに事前符号化データストリームを送信するように設計される。ターゲットクライアントは、その主クラスターからのみ事前符号化データを受信する。異なる実施形態において、同じデータストリームは、ダイバーシティ利得を取得するために、主クラスター及び近傍クラスターからターゲットクライアントに送られる。この場合に、(5)

10

20

30

40

50

内の信号モデルは、以下のように表される。

【 0 1 0 0 】

【 数 2 5 】

$$\mathbf{r}_k = (\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k + \sum_{c=1}^C \mathbf{H}_{c,k} \mathbf{W}_{c,k}) \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \quad (6)$$

式中、 $\mathbf{W}_{c,k}$ は、 c 番目のクラスター内の D I D O 送信機から干渉ゾーン内のターゲットクライアント k までの D I D O 事前符号化行列である。(6)の方法は、近傍クラスターにわたる時間同期が必要であり、これは、大規模システムにおいて達成するには複雑であると考えられるが、依然としてダイバーシティ利得利点の実施のコストを正当化する場合に全く達成可能であることに留意されたい。

10

【 0 1 0 1 】

本発明者らは、信号対ノイズ比 (S N R) の関数としての符号誤り率 (S E R) の観点から提案する方法の性能を評価することによって開始する。一般性を失わずに、クライアント当たりの単一のアンテナ及び再定式化 (1) を仮定して以下の信号モデルを定義する。

【 0 1 0 2 】

【 数 2 6 】

$$r_k = \sqrt{\text{SNR}} \mathbf{h}_k \mathbf{w}_k s_k + \sqrt{\text{INR}} \mathbf{h}_{c,k} \sum_{i=1}^I \mathbf{w}_{c,i} s_{c,i} + n_k \quad (7)$$

式中、I N R は、 $\text{INR} = \text{SNR} / \text{SIR}$ として定義される混信対ノイズ比であり、S I R は信号対干渉比である。

20

【 0 1 0 3 】

図 6 は、干渉ゾーン内のターゲットクライアントに対して S I R = 10 d B を仮定した S N R の関数としての S E R を示す。一般性を失わずに、前方誤り訂正 (F E C) 符号化なしで 4 - Q A M 及び 16 - Q A M に対して S E R を測定した。符号化されていないシステムに対して 1 % にターゲット S E R を固定する。このターゲットは、変調次数に基づいて、S N R の異なる値に対応する (すなわち、4 - Q A M に対して S N R = 20 d B 及び 16 - Q A M に対して S N R = 28 d B)。符号化利得のために F E C 符号化を使用する時に、より低い S E R ターゲットを S N R の同じ値に対して満たすことができる。クラスター当たりの 2 つの D I D O アンテナ及び 2 つのクライアント (各単一のアンテナを装備) で 2 クラスター (1 つの主クラスター及び 1 つの干渉クラスター) のシナリオを考える。主クラスター内のクライアントの 1 つは、干渉ゾーン内にある。平坦フェーディング狭帯域チャンネルを仮定するが、以下の結果は、周波数選択マルチキャリア (O F D M) システムに拡張することができ、各サブキャリアは、平坦フェーディングを受ける。2 つのシナリオ、すなわち、(i) 事前符号化重みシナリオ：事前符号化重み $\mathbf{W}_{c,i}$ が干渉ゾーン内のターゲットクライアントに対応することなく計算される D I D O クラスター間干渉 (I D C I) を有する一方のシナリオ、及び (i i) ターゲットクライアントへの I D C I を除去するために重み $\mathbf{W}_{c,i}$ を計算することによって I D C I が除去される他方のシナリオを考える。I D C I が存在する場合に、S E R が高くかつ所定のターゲットよりも大きいことが認められる。近傍クラスターでの I D C I 事前符号化で、ターゲットクライアントへの干渉が除去され、S N R > 20 d B が得られるように S E R ターゲットに到達する。

30

40

【 0 1 0 4 】

図 6 の結果は、(5)の場合と同様に I D C I 事前符号化を仮定する。近傍クラスターでの I D C I 事前符号化も (6)の場合と同様に干渉ゾーン内のターゲットクライアントへのデータストリームを事前符号化するのに使用される場合に、更に別のダイバーシティ利得が得られる。図 7 は、2 つの技術、すなわち、(i) (5) 内の I D C I 事前符号化を使用する「方法 1」、及び (i i) 近傍クラスターがターゲットクライアントにも事前符号化データストリームを送信する (6) の I D C I 事前符号化を使用する「方法 2」から導出される S E R を比較している。方法 2 では、ターゲットクライアントに事前符号化

50

データストリームを送信するのに使用された近傍クラスター内のD I D Oアンテナによって得られる更に別のアレリ利得のために、従来のI D C I事前符号化と比較して～3 d B利得が得られる。より一般的には、方法1を凌ぐ方法2のアレイ利得は、 $10 * \log 10 (C + 1)$ に比例しており、式中、Cは近傍クラスターの数であり、係数「1」は主クラスターを指す。

【0105】

次に、干渉ゾーンに関するターゲットクライアントのロケーションの関数としての以前の方法の性能を評価する。ターゲットクライアント8401が図8に示すように主D I D Oクラスター802から干渉クラスター803まで移動する1つの簡単なシナリオを考える。主クラスター802内の全てのD I D Oアンテナ812が条件(2)を満たすようにクラスター内干渉を除去するためにB D事前符号化を使用すると仮定する。単一の干渉D I D Oクラスター、クライアントデバイス801での単一の受信アンテナ、及び主又は干渉クラスター内の全てのD I D Oアンテナからクライアントまでの等しい伝播損失を仮定する(すなわち、円を示してクライアントの周りに設けられたD I D Oアンテナ)。(一般的な都市環境の場合と同様に)伝播損失指数4を有する1つの簡略化された伝播損失モデル[11]を使用する。

【0106】

これ以降の解析は、伝播損失に適合するように(7)を拡張する以下の簡略化された信号モデルに基づいている。

【0107】

【数27】

$$r_k = \sqrt{\frac{\text{SNR} \cdot D_0^4}{D^4}} \mathbf{h}_k \mathbf{w}_k s_k + \sqrt{\frac{\text{SNR} \cdot D_0^4}{(1-D)^4}} \mathbf{h}_{c,k} \sum_{i=1}^I \mathbf{w}_{c,i} s_{c,i} + n_k \quad (8)$$

式中、信号対干渉比(S I R)は、 $S I R = ((1 - D) / D)^4$ として導出される。I D C Iをモデル化する際に、3つのシナリオ、すなわち、i) I D C Iのない理想な場合、ii) 条件(3)を満たすために干渉クラスターにおいてB D事前符号化を通じて事前に相殺されるI D C I、及びiii) I D C Iがあり、かつ近傍クラスターによる事前除去なしを考慮する。

【0108】

図9は、Dの関数としての信号対干渉ノイズ比(S I N R)を示している(すなわち、ターゲットクライアントが主クラスター802から干渉クラスター8403内のD I D Oアンテナ813の方向に移動する時)。S I N Rは、信号電源及び干渉の比率プラス(8)内の信号モデルを使用してノイズ電力として導出される。D = D₀に向けてD₀ = 0.1及びS N R = 50 d Bを仮定する。I D C Iがない場合には、無線リンク性能はノイズだけによる影響を受けており、S I N Rは伝播損失のために減少する。I D C Iが存在する場合(すなわち、I D C I事前符号化なしで)近傍クラスター内のD I D Oアンテナからの干渉は、S I N Rを低減する一因になる。

【0109】

図10は、平坦フェーディング狭帯域チャンネルにおける4 Q A M変調の3つのシナリオにおける符号誤り率(S E R)性能を示す。これらのS E R結果は、図9のS I N Rに対応する。図9のS I N R閾値S I N R_T = 20 d Bに対応する符号化されていないシステム(すなわち、F E Cなし)に対して1%のS E R閾値を仮定する。S I N R閾値は、データ送信に使用される変調次数に依存する。典型的には、同じターゲット誤り率をもたらすために、変調次数が高いほど高いS I N R_Tを特徴とする。F E Cで、符号化利得のために同じS I N R値に対してより低いターゲットS E Rをもたらすことができる。事前符号化なしのI D C Iの場合に、ターゲットS E Rは、範囲D < 0.25の範囲内でのみ達成される。近傍クラスターでのI D C I事前符号化で、ターゲットS E Rを満たす範囲は、D < 0.6まで拡張される。その範囲よりも大きいと、S I N Rは、伝播損失のために増加してターゲットS E Rは満たされない。

【 0 1 1 0 】

I D C I 事前符号化方法の一実施形態を図 1 1 に示すが、これは以下の段階から構成される。

・ S I R 推定 1 1 0 1 : クライアントは、主 D I D O クラスターからの信号電力（すなわち、受信した事前符号化データに基づいて）及び近傍 D I D O クラスターからのノイズプラス干渉信号電力を推定する。シングルキャリア D I D O システムでは、フレーム構造は、短いサイレンス期間に設計することができる。例えば、サイレンス期間は、チャンネル状態情報（ C S I ）フィードバック中にチャンネル推定のトレーニングと事前符号化データ送信との間に定義することができる。一実施形態において、近傍クラスターからのノイズプラス干渉信号電力は、主クラスター内の D I D O アンテナからサイレンス期間中に測定される。実用的な D I D O マルチキャリア（ O F D M ）システムは、ヌルトーンが、典型的には、送信側及び受信側でのフィルタリングのためにオフセットされる直流（ D C ）及び帯域の縁部での減衰を防止するのに使用される。マルチキャリアシステムを使用する別の実施形態において、ノイズプラス干渉信号電力は、ヌルトーンから推定される。補正係数を使用し、帯域の縁部での送信／受信フィルタ減衰を補正することができる。主クラスターからの信号対ノイズプラス干渉電力（ P_S ）及び近傍クラスター（ P_{IN} ）からのノイズプラス干渉電力が推定されると、クライアントは、以下のように S I N R を計算する。

【 0 1 1 1 】

【 数 2 8 】

$$SINR = \frac{P_S - P_{IN}}{P_{IN}}$$

(9)

【 0 1 1 2 】

あるいは、 S I N R 推定値は、無線信号電力を測定するために、一般的な無線通信システムに使用される受信信号強度表示（ R S S I ）から導出される。

【 0 1 1 3 】

(9) 内のメトリックは、ノイズと干渉電力レベルを区別することができないことが認められる。例えば、干渉のない環境のシャドーイングによる影響を受けるクライアント（すなわち、主クラスター内の全ての D I D O 分散型アンテナからの信号電力を減衰する障害の後方）は、たとえクラスター間干渉による影響を受けていないとしても低い S I N R を推定することができる。

【 0 1 1 4 】

提案する方法のより信頼性が高いメトリックは、以下のように計算される S I R である。

【 0 1 1 5 】

【 数 2 9 】

$$SIR = \frac{P_S - P_{IN}}{P_{IN} - P_N}$$

(1 0)

式中、 P_N は、ノイズ電力である。実用的なマルチキャリア O F D M システムは、主クラスター及び近傍クラスターの全ての D I D O アンテナが同じ 1 組のヌルトーンを使用すると仮定し、(1 0) のノイズ電力 P_N は、ヌルトーンから推定される。上述のように、ノイズプラス干渉電力（ P_{IN} ）は、サイレンス期間から推定される。最後に、信号対ノイズプラス干渉電力（ P_S ）は、データトーンから導出される。これらの推定値から、クライアントは、(1 0) で S I R を計算する。

【 0 1 1 6 】

・近傍クラスター 1 1 0 2 ~ 1 1 0 3 でのチャンネル推定：(1 0) 内の推定 S I R が、図 1 1 において 8 7 0 2 で決定される所定の閾値（ SIR_T ）よりも小さい場合に、クライアントは、近傍クラスターからのトレーニング信号を聴取し始める。 SIR_T は、データ送信に使用される変調及び F E C コード方式（ M C S ）に依存することに留意されたい。異なる S I R ターゲットは、クライアントの M C S によって定義される。異なるクラ

スターのD I D O分散型アンテナが時間同期化された(すなわち、同じパルス/秒P P S時間基準にロックされた)時に、クライアントは、8 7 0 3で近傍クラスター内のD I D Oアンテナにそのチャンネル推定値を配信するためにトレーニングシーケンスを利用する。近傍クラスター内のチャンネル推定のトレーニングシーケンスは、主クラスターからのトレーニングに直交するように設計される。あるいは、異なるクラスター内のD I D Oアンテナが時間同期化されない時に、直角のシーケンス(良好な相互相関特性を有する)が、異なるD I D Oクラスター内の時間同期に使用される。クライアントが近傍クラスターの時間/周波数基準にロックされた状態で、チャンネル推定が1 1 0 3で実行される。

【0 1 1 7】

・I D C I事前符号化1 1 0 4:チャンネル推定値が近傍クラスター内のD I D O B T Sで利用可能になると、I D C I事前符号化が、(3)の条件を満たすように計算される。近傍クラスター内のD I D Oアンテナは、図4の干渉ゾーン4 1 0内のクライアントへの干渉を事前に相殺しながら、クラスター内のクライアントだけに事前符号化データストリームを送信する。クライアントが図4のタイプB干渉ゾーン4 1 0内にある場合に、クライアントへの干渉は、複数のクラスターによって生成され、I D C I事前符号化が、同時に全ての近傍クラスターによって実行されることが認められる。

【0 1 1 8】

ハンドオフの方法

これ以降、異なる種類のサービス(すなわち、低移動度サービス又は高移動度サービス)を提供する別々のエリアに位置する分散型アンテナによりポピュレートされたD I D Oクラスターにわたって移動するクライアントに関する異なるハンドオフ方法を説明する。

【0 1 1 9】

a. 隣接D I D Oクラスター間のハンドオフ

一実施形態において、上述のクラスター間干渉を除去するI D C I-事前符号化器は、D I D Oシステムにおけるハンドオフ方法の基線として使用される。セルラーシステムにおける従来のハンドオフは、異なる基地局によってサービスを提供されるセルにわたってシームレスに切り換わるクライアントに向けて考慮される。D I D Oシステムでは、ハンドオフにより、クライアントは、接続を失わずにクラスター間に移動することができる。

【0 1 2 0】

D I D Oシステムのハンドオフ戦略の一実施形態を示すために、2つのクラスター8 0 2及び8 0 3だけによる図8の例を再び考える。クライアント8 0 1が主クラスター(C 1)8 0 2から近傍クラスター(C 2)8 0 3に移動する時に、ハンドオフ方法の一実施形態は、異なるクラスターの信号品質を動的に計算し、クライアントに対して最低誤り率性能が得られるクラスターを選択する。

【0 1 2 1】

図1 2は、クラスターC 1の中心からのクライアントの距離の関数としてのS I N R変動を示す。F E C符号化のない4 - Q A M変調に対して、ターゲットS I N R = 2 0 d Bを考える。円により識別される線は、C 1及びC 2の両方が干渉相殺なしでD I D O事前符号化を使用する時にC 1内のD I D Oアンテナによってサービスを提供されるターゲットクライアントのS I N Rを表す。近傍クラスターからの伝播損失及び干渉のためにDの関数としてのS I N Rは減少する。I D C I事前符号化が近傍クラスターで実行された時に、S I N R減量は、(三角形を有する線に示すように)伝播損失によるものに過ぎない。これは、干渉が完全に除去されるからである。クライアントが近傍クラスターからサービスを提供される時に対称的挙動が体験される。ハンドオフ戦略の一実施形態は、クライアントがC 1からC 2に移動する時に、アルゴリズムが、所定のターゲットよりも上方にS I N Rを維持する異なるD I D O方式間で切り換わるように定義される。

【0 1 2 2】

図1 2のプロットから、図1 3の4 - Q A M変調のS E Rを導出する。異なる事前符号化戦略間で切り換わることにより、S E Rは、所定のターゲット内に維持されたことが認められる。

10

20

30

40

50

【 0 1 2 3 】

ハンドオフ戦略の一実施形態は、以下の通りである。

【 0 1 2 4 】

・ C 1 - D I D O 及び C 2 - D I D O 事前符号化：クライアントが干渉ゾーンから離れる方向に C 1 内にある時に、クラスター C 1 及び C 2 の両方は、独立して従来の D I D O 事前符号化で作動する。

【 0 1 2 5 】

・ C 1 - D I D O 及び C 2 - I D C I 事前符号化：クライアントが干渉ゾーンの方向に移動する時に、S I R 又は S I N R が劣化する。ターゲット S I N R T_1 に到達した時に、ターゲットクライアントは、C 2 内の全ての D I D O アンテナからチャンネルを推定し始めて C 2 の B T S に C S I を供給する。C 2 内の B T S は、I D C I 事前符号化を計算し、ターゲットクライアントへの干渉を防止しながら C 2 内の全てのクライアントに送信する。ターゲットクライアントが干渉ゾーン内にある限り、C 1 及び C 2 の両方に C S I を供給し続ける。

【 0 1 2 6 】

・ C 1 - I D C I 及び C 2 - D I D O 事前符号化：クライアントが C 2 の方向に移動する時に、S I R 又は S I N R は、再びターゲットに到達するまで減少し続ける。この時点で、クライアントは、近傍クラスターに切り換わることに決定する。この場合に、C 1 は、I D C I 事前符号化でその方向に向けてゼロ干渉を作成するためにターゲットクライアントからの C S I を使用し始め、一方、近傍クラスターは、従来の D I D O 事前符号化に向けて C S I を使用する。一実施形態において、S I R 推定値がターゲットに接近する時に、クラスター C 1 及び C 2 は、クライアントが両方の場合には S I R を推定することを可能にするために、代替的に D I D O 事前符号化及び I D C I 事前符号化方式の両方を試行する。次に、クライアントは、所定の誤り率特性メトリックを最大にする最良の方式を選択する。本方法が適用される時に、ハンドオフ戦略の交差点が、図 1 2 の三角形及び菱形を有する曲線の交差点で発生する。一実施形態は、(6) に説明した修正された I D C I 事前符号化方法を使用し、近傍クラスターも、アレリ利得が得られるようにターゲットクライアントに事前符号化データストリームを送信する。クライアントは、交差点で両方の戦略に S I N R を推定する必要があるわけではないため、この手法で、ハンドオフ戦略が簡素化される。

【 0 1 2 7 】

・ C 1 - D I D O 及び C 2 - D I D O 事前符号化：クライアントが C 2 の方向に干渉ゾーンから出た時に、主クラスター C 1 は、I D C I 事前符号化を通じてそのターゲットクライアントの方向に干渉を事前に相殺するのを停止し、C 1 内に残る全てのクライアントに対する従来の D I D O 事前符号化に再び切り換わる。ハンドオフ戦略におけるこの最終交差点は、ターゲットクライアントから C 1 への不要な C S I フィードバックを回避するために有用であり、したがって、フィードバックチャネルでのオーバーヘッドを低減する。一実施形態において、第 2 のターゲット S I N R T_2 が定義される。S I N R (又は S I R) がこのターゲットを上回った時に、戦略は、C 1 - D I D O 及び C 2 - D I D O に切り換わる。一実施形態において、クラスター C 1 は、クライアントが S I N R を推定することを可能にするために D I D O 事前符号化と I D C I 事前符号化との間で交替し続ける。次に、クライアントは、C 1 に対して、上からターゲット S I N R T_1 により密接に接近する方法を選択する。

【 0 1 2 8 】

上述の方法は、リアルタイムで異なる方式に向けて S I N R 又は S I R 推定値を計算し、最適方式を選択するのに使用する。一実施形態において、ハンドオフアルゴリズムは、図 1 4 に示す有限状態機械に基づいて設計される。クライアントは、現状を追跡し、S I N R 又は S I R が図 1 2 に示す所定の閾値よりも小さいか又は上回った時に次の状態に切り換わる。上述のように、状態 1 2 0 1 では、クラスター C 1 及び C 2 の両方は、独立して従来の D I D O 事前符号化で作動し、クライアントは、クラスター C 1 によってサービ

スを提供され、状態 1202 では、クライアントは、クラスター C1 によってサービスを提供され、C2 内の BTS は、IDCI 事前符号化を計算し、クラスター C1 は、従来の DIDO 事前符号化を使用して作動し、状態 1203 では、クライアントは、クラスター C2 によってサービスを提供され、C1 内の BTS は、IDCI 事前符号化を計算し、クラスター C2 は、従来の DIDO 事前符号化を使用して作動し、状態 1204 では、クライアントは、クラスター C2 によってサービスを提供され、クラスター C1 及び C2 の両方は、独立して従来の DIDO 事前符号化で作動する。

【0129】

シャドーイング効果が存在する場合、信号品質 (SIR) は、図 15 に示すように閾値の周りで変動する場合があります、図 14 の連続的状态間の反復的スイッチングが発生する。反復的に状態を変更することは、結果として、伝送方式間のスイッチングを可能にするクライアントと BTS との間の制御チャンネルに対する有意なオーバーヘッドが発生するために望ましくない影響である。図 15 は、シャドーイングが存在する場合のハンドオフ戦略の一実施形態を示す。一実施形態において、シャドーイング係数は、分散 3 [3] を有する対数正規分布に従ってシミュレーションされる。これ以降では、DIDO ハンドオフ中の反復的スイッチング効果を防止するいくつかの方法を定義する。

【0130】

本発明の一実施形態は、状態スイッチング効果に対処するためにヒステリシスループを使用する。例えば、図 14 の「C1 - DIDO、C2 - IDCI」9302 と「C1 - IDCI、C2 - DIDO」9303 (あるいは、その逆もまた同様) の状態間で切り換わる時に、閾値 $SINR_{T1}$ を範囲 A_1 内で調整することができる。本方法は、信号品質が $SINR_{T1}$ の周りで変動する時に状態間の反復的スイッチングを回避する。例えば、図 16 は、図 14 の任意の 2 つの状態間で切り換わる時のヒステリシスループ機構を示す。状態 B から A に切り換わるためには、SIR は、 $(SINR_{T1} + A_1 / 2)$ より大きくなければならないが、A から B に再び切り換わるためには、SIR は、 $(SINR_{T1} - A_1 / 2)$ を下回らなければならない。

【0131】

異なる実施形態において、閾値 $SINR_{T2}$ は、図 14 で有限状態機械の第 1 及び第 2 の (又は第 3 及び第 4 の) 状態間の反復的スイッチングを回避するように調整される。例えば、値 A_2 の範囲は、閾値 $SINR_{T2}$ がチャンネル状態及びシャドーイング効果に基づいてその範囲で選択されるように定義することができる。

【0132】

一実施形態において、無線リンクにわたって推定されるシャドーイングの分散に基づいて、 $SINR$ 閾値は、範囲 $[SINR_{T2}, SINR_{T2} + A_2]$ 内で動的に調整される。クライアントがその現在のクラスターから近傍クラスターまで移動する時に、受信信号強度 (又は RSSI) の分散から対数正規分布の分散を推定することができる。

【0133】

以前の方法は、クライアントがハンドオフ戦略をトリガすると仮定する。一実施形態において、ハンドオフ決定は、複数の BTS にわたる通信が可能にされると仮定して DIDO BTS に任せられる。

【0134】

簡潔さを期すために、上記の方法は、FEC 符号化なし及び 4 - QAM を仮定して導出される。より一般的には、 $SINR$ 又は SIR 閾値は、異なる変調符号化方式 (MCS) に向けて導出され、ハンドオフ戦略は、干渉ゾーン内の各クライアントに対して、ダウンリンクデータ転送速度を最適化するために、リンクアダプテーションと組合せて設計される (例えば、米国特許第 7,636,381 号を参照)。

【0135】

b. 低ドップラー及び高ドップラー DIDO ネットワーク間のハンドオフ

DIDO システムは、クロズドループ伝送方式を使用し、ダウンリンクチャンネルにわたってデータストリームを事前符号化する。クロズドループ方式は、フィードバック

チャンネルにわたって待ち時間により本質的に抑制される。実用的なD I D Oシステムでは、コンピュータの時間は、高い処理パワーを有する送受信機により低減することができ、待ち時間の殆どは、B T Sから分散型アンテナにC S I及びベースバンド方式の事前符号化データを配信する時にD I D O B S Nにより導入されることが推定される。B S Nは、デジタル加入者回線(D S L)、ケーブルモデム、ファイバリング、T 1線、光同軸混成(H F C)ネットワーク、及び/又は固定無線(例えば、W i F i)を含むがこれらに限定されない様々なネットワーク技術で構成することができる。専用ファイバは、典型的には、帯域幅が非常に大きく、待ち時間が低いが(潜在的にローカル領域で1ミリ秒未満)、D S L及びケーブルモデムほどは普及していない。今日、D S L及びケーブルモデム接続は、典型的には米国ではラストマイル待ち時間が1 0 ~ 2 5 m s間に存在するが、

10

【 0 1 3 6 】

B S Nにわたる最大待ち時間で、D I D O事前符号化の性能劣化なしでD I D O無線リンクにわたって許容できる最大ドップラーシフトが決まる。例えば、[1]では、4 0 0 M H zのキャリア周波数で、約1 0ミリ秒の待ち時間を有するネットワーク(すなわち、D S L)は、最大3 . 5 8 m / s (8 m p h)までのクライアントの速度(移動速度)を許容することができ、一方、1ミリ秒の待ち時間を有するネットワーク(すなわち、ファイバリング)は、最大3 1 . 3 m / s (7 0 m p h)までの速度(すなわち、フリーウェイトラフィック)をサポートすることができるが見出されている。

【 0 1 3 7 】

20

B S Nにわたって許容できる最大ドップラーシフトに基づいて、2つ又は複数のD I D Oサブネットワークを定義する。例えば、D I D O B T Sと分散型アンテナとの間の待ち時間が長いD S L接続を有するB S Nは、低移動度又は固定無線サービス(すなわち、低ドップラーネットワーク)しか配信することができず、一方、待ち時間が短いファイバリングにわたる待ち時間が短いB S Nは、高移動性を許容できる(すなわち、高ドップラーネットワーク)。広帯域ユーザの殆どは、広帯域使用時には移動しておらず、更に、殆どのユーザは、多くの高速物体が通過するエリア(例えば、高速道路の横)の近くに位置する可能性がないことが認められる。これは、このようなロケーションは、典型的には、生活したり、事務所を営んだりするにはより望ましくないロケーションであるためである。しかし、高速で広帯域を使用している(例えば、高速道路を移動する車中)か、又は高速物体近傍(例えば、高速道路の近くに位置する店舗内)にいると思われる広帯域ユーザが存在する。これらの2つの異なるユーザドップラーシナリオに対処するために、一実施形態において、低ドップラーD I D Oネットワークは、広域にわたって比較的低電力(すなわち、1 W ~ 1 0 0 W、屋内又は屋上配置用)の広がりを持つ、典型的には多数のD I D Oアンテナから構成され、一方、高ドップラーネットワークは、高電力送信(すなわち、1 0 0 W、屋上又は塔配置用)を有する、典型的には少数のD I D Oアンテナから構成される。低ドップラーD I D Oネットワークは、典型的には多くの低ドップラーユーザにサービスを提供し、D S L及びケーブルモデムのような廉価な待ち時間が長いブロードバンド接続を使用して典型的には低い接続費でサービスを提供することができる。高ドップラーD I D Oネットワークは、典型的には少数の高ドップラーユーザにサービスを提供し、ファイバのような高価な待ち時間が短いブロードバンド接続を使用して典型的に高い接続費で行うことができる。

30

40

【 0 1 3 8 】

異なるタイプのD I D Oネットワーク(例えば、低ドップラー及び高ドップラー)にわたる干渉を回避するために、時分割多重アクセス(T D M A)、周波数分割多重アクセス(F D M A)又は符号分割多重アクセス(C D M A)など異なる多重アクセス技術を使用することができる。

【 0 1 3 9 】

異なるタイプのD I D Oネットワークにクライアントを割り当てて、その間でハンドオフを可能にする方法を提案する。ネットワーク選択は、各クライアントの移動度のタイプ

50

に基づいている。クライアントの速度 (v) は、以下の方程式 [6] に従って最大ドップラーシフトに比例している。

【 0 1 4 0 】

【 数 3 0 】

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \sin \theta \quad (11)$$

式中、 f_d は最大ドップラーシフトであり、 λ はキャリア周波数に対応する波長であり、 θ は方向送信機 - クライアントを示すベクトルと速度ベクトルとの角度である。

【 0 1 4 1 】

一実施形態において、あらゆるクライアントのドップラーシフトは、ブラインド推定技術を通じて計算される。例えば、ドップラーシフトは、クライアントに RF エネルギーを送ってドップラーレーダシステムと類似の反射された信号を解析することによって推定することができる。

10

【 0 1 4 2 】

別の実施形態において、1つ又は複数の DIDO アンテナは、クライアントにトレーニング信号を送る。それらのトレーニング信号に基づいて、クライアントは、チャンネル利得のゼロ交差回数を数えるか、又はスペクトル解析を行うなどの技術を使用してドップラーシフトを推定する。一定の速度 v 及びクライアントの軌跡に対して、(11) の角速度 $v \sin \theta$ は、いずれかの DIDO アンテナからのクライアントの相対距離に依存する可能性があることが認められる。例えば、移動しているクライアントの近くの DIDO アンテナでは、遠いアンテナより大きい角速度及びドップラーシフトが得られる。一実施形態において、ドップラー速度は、クライアントから異なる距離にある複数の DIDO アンテナから推定され、平均、重み付き平均又は標準偏差が、クライアントの移動度の指標として使用される。DIDO BTS は、推定ドップラー指標に基づいて低ドップラー、又は高ドップラーネットワークにクライアントを割り当てるべきかを決定する。

20

【 0 1 4 3 】

ドップラー指標は、周期的に全てのクライアントに対してモニタされて BTS に送り返される。1つ又は複数のクライアントがドップラー速度を変更した時に (すなわち、バスに乗っているクライアント対歩行中又は座っているクライアントに)、それらのクライアントは、移動度のレベルを許容できる異なる DIDO ネットワークに動的に再割り当てされる。

30

【 0 1 4 4 】

低速のクライアントのドップラーが高速物体の近く (例えば、高速道路の近く) にあることによる影響を受ける可能性があるが、ドップラーは、典型的には、それ自体身移動中であるクライアントのドップラーを遥かに下回る。したがって、一実施形態において、クライアントの速度が推定され (例えば、GPS を使用してクライアント位置をモニタするなどの手段を使用することにより)、速度が低い場合に、クライアントは、低ドップラーネットワークに割り当てられ、速度が高い場合に、クライアントは、高ドップラーネットワークに割り当てられる。

【 0 1 4 5 】

40

電力制御及びアンテナグループ分けの方法

電力制御を伴う DIDO システムのブロック図を図 17 に示す。あらゆるクライアント (1 . . . U) の 1 つ又は複数のデータストリーム (s_k) が、DIDO 事前符号化ユニットによって生成された重みにより乗算される。事前符号化データストリームには、入力チャンネル品質情報 (CQI) に基づいて、電力コントローラにより計算される電力スケール係数が乗算される。CQI は、DIDO BTS にクライアントからフィードバックされるか、アップリンク - ダウンリンクチャンネル相互関係を仮定してアップリンクチャンネルから導出される。次に、異なるクライアントの U 個の事前符号化ストリームが、M 個のデータストリーム (t_m) に、M 個の送信アンテナの各々に対して 1 つに結合及び多重化される。最後に、ストリーム t_m が、デジタル / アナログ変換器 (DAC) ユニ

50

ット、高周波（ＲＦ）ユニット、電力増幅器（ＰＡ）ユニット、及び最後にアンテナに送られる。

【０１４６】

電力制御ユニットは、全てのクライアントに対してＣＱＩを測定する。一実施形態において、ＣＱＩは、平均ＳＮＲ又はＲＳＳＩである。ＣＱＩは、伝播損失又はシャドーイングに基づいて異なるクライアントに対して変動する。電力制御方法は、異なるクライアントに対して伝送電力スケール係数 P_k を調整し、異なるクライアントに対して生成される事前符号化データストリームにより乗算する。クライアントの受信アンテナの数に基づいて、１つ又は複数のデータストリームをあらゆるクライアントに対して生成することができることに留意されたい。

10

【０１４７】

提案する方法の性能を評価するために、伝播損失及び電力制御パラメータを含む（５）に基づいて以下の信号モデルを定義する。

【０１４８】

【数３１】

$$\mathbf{r}_k = \sqrt{\text{SNR } P_k} \alpha_k \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \quad (12)$$

式中、 $k = 1 \dots U$ 、 U はクライアントの数であり、 $\text{SNR} = P_o / N_o$ であり、 P_o は平均送信電力であり、 N_o はノイズ電力であり、 α_k は伝播損失／シャドーイング係数である。伝播損失／シャドーイングをモデル化するために、以下の簡略化したモデルを使用する。

20

【０１４９】

【数３２】

$$\alpha_k = e^{-a \frac{k-1}{U}} \quad (13)$$

式中、 $a = 4$ は伝播損失指数であり、伝播損失がクライアントの指数と共に増加する（すなわち、クライアントはＤＩＤＯアンテナからの距離が増大する位置にある）と仮定する。

【０１５０】

図１８は、異なるシナリオでの４つのＤＩＤＯ送信アンテナ及び４つのクライアントを仮定したＳＥＲ対ＳＮＲを示す。理想的な場合では、全てのクライアントが同じ伝播損失を有し（すなわち、 $a = 0$ ）、全てのクライアントに対して $P_k = 1$ が得られると仮定する。正方形を有するプロットは、クライアントが異なる伝播損失係数を有し、電力制御がでない場合を指す。点を有する曲線は、同じシナリオ（伝播損失あり）から導出され、電力制御係数は、 $P_k = 1 / \alpha_k$ であるように選択される。電力制御方法では、より多くの電力が、より高い伝播損失／シャドーイングを受けるクライアントのためのものであるデータストリームに割り当てられ、したがって、（この所定のシナリオに対しては）電力制御がない場合と比較して９ｄＢのＳＮＲ利得が得られる。

30

【０１５１】

Federal Communications Commission (FCC) (及び他の国際的規制機関)は、電磁(EM)放射線への人体の露出を制限するために無線デバイスから送信することができる最大電力に関する制約を定義している。２種類の限度[2]、すなわち、i)人々に柵、警告、又はラベルを通じて高周波(RF)発生源を完全に認識させている「職業／管理環境下限度」、及びii)露出に対する管理がない「一般大衆／非管理」限度がある。

40

【０１５２】

異なる放出レベルが、異なるタイプの無線デバイスに対して定義される。一般的に、屋内／屋外用途に使用されるＤＩＤＯ分散型アンテナは、[2]、つまり「通常、ユーザ又はその近くの人の本体から２０ｃｍ又はそれよりも多くに維持される放射構造と共に使用されられると思われる固定ロケーション以外に使用されるように設計された送信デバイス」と

50

して定義される「モバイル」デバイスのFCCカテゴリに関する。

【0153】

「モバイル」デバイスのEM放出は、 mW/cm^2 で表される最大許容露出(MPE)の観点から測定される。図19は、700MHzのキャリア周波数での送信電力の異なる値に対して、RF放射線源からの距離の関数としてのMPE電力密度を示す。典型的には人体から20cmの域よりも大きいと作動するデバイスに対してFCC「非管理」限度を満たすべき最大許容送信電力は、1Wである。

【0154】

制限が緩い電力放出制約は、「一般大衆」から離れた屋上又は建物上に設けられる送信機に対して定義される。これらの「屋上送信機」に対して、FCCは、実効輻射電力(ERP)の観点から測定される1000Wのより緩い放出限度を定義している。

10

【0155】

上記のFCC制約に基づいて、一実施形態において、実用システムに向けて2種類のDIDO分散型アンテナを定義する。

- ・低電力(LP)送信機：1W及び5Mbpsの消費者等級の広帯域(例えば、DSL、ケーブルモデム、ファイバトゥザホーム(FTTH))の最大送信電力で、あらゆる高さにおいてどこにでも(すなわち、屋内、又は屋外)に位置するバックホール接続性。

- ・高電力(HP)送信機：100W及び市販等級の広帯域(例えば、光ファイバリング)バックホールの送信電力で(DIDO無線リンクにわたって利用可能な収量と比較して有効に「無制限」データ転送速度で)、ほぼ10メートルの高さにおける屋上又は建物取り付け式アンテナ。

20

【0156】

クライアントは殆どは固定式であるか又は移動度が低いために、DSL又はケーブルモデム接続性を有するLP送信機は、(前節において上述したように)低ドップラーDIDOネットワークの良好な候補であることに留意されたい。市販のファイバ接続性を有するHP送信機は、クライアントのより高い移動度を許容することができ、かつ高ドップラーDIDOネットワークに使用することができる。

【0157】

異なるタイプのLP/HP送信機を有するDIDOシステムの性能に関する実際的な直観力がつくように、Palo Alto, CAのダウントウンでのDIDOアンテナ配置の実際的な事例を考える。図20aは、Palo Alto, CAの $N_{LP} = 100$ 低電力DIDO分散型アンテナのランダム分布を示している。図20bでは、50個のLPアンテナは、 $N_{HP} = 50$ 個の高電力送信機で置換される。

30

【0158】

図20a～図20bのDIDOアンテナ分布に基づいて、DIDO技術を使用するシステムに向けてPalo Altoにおいて受信可能範囲地図を導出する。図21a及び図21bは、それぞれ、図20a及び図20bの構成に対応する2つの電力分布を示している。受電分布(dBmで表す)は、700MHzのキャリア周波数で3GPP規格[3]により定義された都市環境に対して伝播損失/シャドローイングモデルを仮定して導出される。HP送信機の50%を使用し、選択したエリアの受信可能範囲が改善することが認められる。

40

【0159】

図22a～図22bは、上記の2つのシナリオの速度分布を示している。収量(Mbpsで表記)は、[4, 5]で3GPPロングタームエボリューション(LTE)規格において定義された異なる変調符号化方式に対して電力閾値に基づいて導出される。全可のための帯域幅は、700MHzのキャリア周波数で10MHzに固定される。2つの異なる周波数割当計画、つまり、i) LP基地局だけに割り当てられる5MHzのスペクトル、ii) HP送信機に9MHz及びLP送信機に1MHzが考慮される。典型的には、収量に限界があるDSLバックホール接続性のためにLP場にはより低い部帯域幅が割り当てられることに留意されたい。図22a～図22bは、HP送信機の50%を使用する時に

50

、図 2 2 a の 2 . 4 M b p s から図 2 2 b の 3 8 M b p s まで平均クライアント当たりのデータ転送速度を上げることによって速度分布を有意に増大させることができることを示している。

【 0 1 6 0 】

次に、より高い電力があらゆる所定の時間に可能になり、したがって、図 2 2 b の D I D O システムのダウンリンクチャンネルにわたって収量が増大するように L P 基地局の電力送信を制御するアルゴリズムを定義した。電力密度に関する F C C 限度が [2] として経時的な平均に基づいて定義されることが認められる。

【 0 1 6 1 】

【数 3 3 】

$$S = \frac{\sum_{n=1}^N S_n t_n}{T_{MPE}} \quad (14)$$

式中、

【 0 1 6 2 】

【数 3 4 】

$$T_{MPE} = \sum_{n=1}^N t_n$$

は M P E 平均化時間であり、 t_n は電力密度 S_n での放射線に対する露出期間である。「管理」露出では、平均時間は、6 分であり、一方、「非管理」露出では、30 分まで増大される。次に、いずれの電源も、(1 4) の平均電力密度が「非管理」露出の 30 分の平均値に関する F C C 限度を満たす限り M P E 限度より大きい電力レベルで送信することが許容される。

【 0 1 6 3 】

この解析に基づいて、D I D O アンテナ当たりの平均電力を M P E 限度未満に維持しながら、瞬間的なアンテナ当たりの送信電力を増大させる適応電力制御方法を定義する。アクティブクライアントよりも多くの送信アンテナを有する D I D O システムを考える。これは、D I D O アンテナは、廉価な無線デバイス (W i F i アクセスポイントと類似) として考えることができ、かつ D S L 、ケーブルモデム、光ファイバ又は他のインターネット接続性がある任意の場所に設けることができることを考慮すると適切な仮定である。

【 0 1 6 4 】

適応アンテナ当たりの電力制御を伴う D I D O システムのフレームワークを図 2 3 に示す。マルチプレクサ 2 3 4 から現れるデジタル信号の振幅は、D A C ユニット 2 3 5 に送られている前に、電力スケーリング係数 $S_1 \dots S_M$ で動的に調整される。電力スケーリング係数は、C Q I 2 3 3 に基づいて電力制御ユニット 2 3 2 により計算される。

【 0 1 6 5 】

一実施形態において、 N_g 個の D I D O アンテナ群が定義される。あらゆる群は、少なくともアクティブクライアント (K) の数と同数の D I D O アンテナを含む。あらゆる所定の時点で、1 つの群のみが M P E 限度

【 0 1 6 6 】

【数 3 5 】

(MPE)

よりも大きい電力レベル (S_o) でクライアントに送信する $N_o > K$ 個のアクティブ D I D O アンテナを有する。ある方法は、図 2 4 に示すラウンドロビンスケジューリング方針に従って全てのアンテナ群にわたって反復される。別の実施形態において、異なるスケジューリング法 (すなわち、比例公平スケジューリング [8]) は、誤り率又は収量性能を最適化するためにクラスター選択に使用される。

【 0 1 6 7 】

ラウンドロビン電力割り当てを仮定し、(1 4) から、以下のようにあらゆる D I D O アンテナに対する平均送信電力を導出する。

【 0 1 6 8 】

【 数 3 6 】

$$S = S_o \frac{t_o}{T_{MPE}} \leq \overline{MPE} \quad (15)$$

式中、 t_o は、アンテナ群がアクティブである期間であり、 $T_{MPE} = 30 \text{ min}$ は F C C 指針 [2] により定義された平均時間である。(1 5) の比率は、あらゆる D I D O アンテナからの平均送信電力が M P E 限度

【 0 1 6 9 】

【 数 3 7 】

(MPE)

10

を満たすように定義される群の負荷時間率 (D F) である。負荷時間率は、以下の定義に従ってアクティブクライアントの数、群の数、及び群当たりのアクティブアンテナの数に依存する。

【 0 1 7 0 】

【 数 3 8 】

$$DF \triangleq \frac{K}{N_g N_a} = \frac{t_o}{T_{MPE}} \quad (16)$$

【 0 1 7 1 】

電力制御及びアンテナグループ分けを有する D I D O システムにおいて得られた S N R 利得 (d B 単位) は、以下のように負荷時間率の関数として表される。 20

【 0 1 7 2 】

【 数 3 9 】

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{1}{DF} \right) \quad (17)$$

(1 7) の利得は、全ての D I D O アンテナにわたる G_{dB} の更に別の送信電力の代償として達成されることが認められる。

【 0 1 7 3 】

一般的に、全ての N_g 群の全ての N_a からの全送信電力は、以下のように定義される。

【 0 1 7 4 】

【 数 4 0 】

$$\bar{P} = \sum_{j=1}^{N_g} \sum_{i=1}^{N_a} P_{ij} \quad (18)$$

式中、 P_{ij} は以下によって示される平均的なアンテナ当たりの送信電力であり、

【 0 1 7 5 】

【 数 4 1 】

$$P_{ij} = \frac{1}{T_{MPE}} \int_0^{T_{MPE}} S_{ij}(t) dt \leq \overline{MPE} \quad (19)$$

$S_{ij}(t)$ は、 j 番目の群内の i 番目の送信アンテナの電力スペクトル密度である。一実施形態において、(1 9) の電力スペクトル密度は、あらゆるアンテナが誤り率又は 40 収量性能を最適化するように設計される。

【 0 1 7 6 】

提案する方法の性能に関する何らかの直観力が得られるように、D I D O システムで提供される無線インターネットサービスに登録する所定のカバレッジエリア及び 4 0 0 のクライアント内の 4 0 0 個の D I D O 分散型アンテナを考える。あらゆるインターネット接続が常時余す所なく利用されることは考えにくい。クライアントの 1 0 % が任意の所定の時点で無線インターネット接続を能動的に使用すると仮定する。次に、4 0 0 個の D I D O アンテナをそれぞれ $N_a = 4 0$ アンテナの $N_g = 1 0$ 個の群に分割することができ、あらゆる群は、負荷時間率 $DF = 0.1$ で任意の所定の時点で $K = 4 0$ 個のアクティブクライアントにサービスを提供する。この送信方式から生じる S N R 利得は、全ての D I D O 50

アンテナからの 10 dB の更に別の送信電力によって供給された $G_{dB} = 10 \log_{10} (1/DF) = 10\text{ dB}$ である。しかし、平均的なアンテナ当たりの送信電力は一定であり、かつ MPE 限度内であることが認められる。

【0177】

図25は、アンテナグループ分けによる上記の電力制御の（符号化されていない） $SE R$ 性能を米国特許第7,636,381号の従来の固有モード選択と比較する。全ての方式は、それぞれ単一のアンテナが装備された4つのクライアントと共に BD 事前符号化を使用する。 SNR は、ノイズ電力に対する送信アンテナ当たりの電力の比率（すなわち、アンテナ当たりの送信 SNR ）を指す。 $DIDO$ 4×4 に示す曲線では、4つの送信アンテナ及び BD 事前符号化を仮定する。正方形を有する曲線は、固有モード選択での2つの余分の送信アンテナ及び BD での $SE R$ 性能を示し、従来の BD 事前符号化を凌いで（1%の $SE R$ ターゲットで） 10 dB の SNR 利得が得られる。アンテナグループ分け及び $DF = 1/10$ による電力制御により、同様に同じ $SE R$ で 10 dB の利得が得られる。固有モード選択によりダイバーシティ利得のために $SE R$ 曲線の勾配が変わることが認められ、一方、この電力制御方法は、平均送信電力の増大のために（同じ勾配を維持しながら）左に $SE R$ 曲線がずれる。比較のために、より大きい負荷時間率 $DF = 1/50$ での $SE R$ では、 $DF = 1/10$ と比較して更に別の 7 dB の利得が得られることが見出される。

【0178】

本発明者らの電力制御は、従来の固有モード選択方法よりも複雑性が低くなる場合があることに留意されたい。実際には、 K 個のチャンネル推定値のみが任意の所定の時点で必要とされるように、あらゆる群のアンテナ ID を予め計算し、ルックアップテーブルを通じて $DIDO$ アンテナとクライアントとの間で共有することができる。固有モード選択に向けて、 $(K+2)$ 個のチャンネル推定値が計算され、全てのクライアントに向けてあらゆる所定の時点で $SE R$ を最小にする固有モードを選択する更に別のコンピュータの処理が必要である。

【0179】

次に、いくつかの特別なシナリオにおいて CSI フィードバックオーバーヘッドを低減するために $DIDO$ アンテナグループ分けを伴う別の方法を説明する。図26aは、クライアント（点）が、複数の $DIDO$ 分散型アンテナ（十字記号）の対象になる1つのエリアにおいてランダムに広がっている1つのシナリオを示している。あらゆる送信・受信無線リンクにわたる平均電力は以下のように計算できる。

【0180】

【数42】

$$A = \{|H|^2\}. \quad (20)$$

式中、 H は、 $DIDO$ BTS で利用可能であるチャンネル推定行列である。

【0181】

図26a～図26cの行列 A は、1000個の事例にわたってチャンネル行列を平均化することによって数値的に得られる。2つの代替シナリオをそれぞれ図26b及び図26cに示すが、クライアントは、 $DIDO$ アンテナの部分集合の周りでまとめてグループ分けされ、遠くに位置する $DIDO$ アンテナから取るに足りない電力を受電する。例えば、図26bは、ブロック対角行列 A が得られるアンテナの2つの群を示す。1つの極端なシナリオは、あらゆるクライアントが1つの送信機だけに非常に近くにあり、全ての他の $DIDO$ アンテナからの電力が取るに足りないように送信機が互いから遠く離れる方向にある時のものである。この場合に、 $DIDO$ リンクは複数の $SISO$ リンクにおいて劣化し、 A は、図26cの場合と同様に対角行列である。

【0182】

上記の3つの全シナリオにおいて、 BD 事前符号化では、 $DIDO$ アンテナとクライアントとの間の無線リンクにわたって異なる電力レベルに適合するように動的に事前符号化重みを調整する。しかし、 $DIDO$ クラスター内の複数の群を識別して、各群内において

のみD I D O事前符号化を操作することが有利である。この提案するグループ分け方法は、以下の利点が得られる。

- ・計算利得：D I D O事前符号化は、クラスター内のあらゆる群内においてのみ計算される。例えば、例えば、B D事前符号化が使用される場合に、特異値分解（S V D）は複雑性 $O(n^3)$ を有し、 n は、チャンネル行列 H の最小次元である。 H をブロック対角行列に低減することができる場合、複雑性が低減されたあらゆるブロックに対してS V Dが計算される。 $n = n_1 + n_2$ であるようにチャンネル行列が次元 n_1 及び n_2 2つのブロック行列に分割された場合に、S V Dの複雑性は、 $O(n_1^3) + O(n_2^3) < O(n^3)$ であるに過ぎない。極端な場合、 H が対角行列である場合に、D I D Oリンクは複数のS I S Oリンクに低減され、S V D計算は不要である。

10

- ・低減されるC S Iフィードバックオーバーヘッド：D I D Oアンテナ及びクライアントが一実施形態において群に分割された時に、C S Iは、同じ群内のみでクライアントからアンテナまで計算される。T D Dシステムは、チャンネル相互関係を仮定することにより、アンテナグループ分けにより、チャンネル行列 H を計算すべきチャンネル推定値の数が低減する。C S Iが無線リンク上でフィードバックされるF D Dシステムでは、アンテナグループ分けにより、D I D Oアンテナとクライアントとの間の無線リンクにわたってC S Iフィードバックオーバーヘッドの低減が更に得られる。

【0183】

D I D Oアップリンクチャンネルの多重アクセス技術

本発明の一実施形態において、異なる多重アクセス技術が、D I D Oアップリンクチャンネルに対して定義される。これらの技術は、C S Iをフィードバックするか、又はアップリンクでクライアントからD I D Oアンテナにデータストリームを送信するために使用することができる。これ以降、フィードバックC S I及びデータストリームをアップリンクストリームと呼ぶ。

20

- ・多重入力多重出力（M I M O）：アップリンクストリームは、オープンループ型M I M O多重化方式を通じてD I D Oアンテナにクライアントから送信される。本方法は、全てのクライアントが時点/周波数同期化されると仮定する。一実施形態において、クライアント間の同期は、ダウンリンクからのトレーニングを通じて達成され、全てのD I D Oアンテナは、同じ時点/周波数基準クロックにロックされると仮定される。異なるクライアントでの遅延広がりの変動により、M I M Oアップリンク方式の性能に影響を与える可能性がある異なるクライアントのクロック間のジッタが発生する可能性があることに留意されたい。クライアントがM I M O多重化方式を通じてアップリンクストリームを送った後に、受信D I D Oアンテナは、同一チャンネル干渉を除去して個々にアップリンクストリームを復調するために、非線形（すなわち、最大尤度、M L）又は線形（すなわち、ゼロフォーシング、最小平均二乗誤差）受信機を使用することができる。

30

- ・時分割多重アクセス（T D M A）：異なるクライアントは、異なる時間スロットに割り当てられる。あらゆるクライアントは、時間スロットが利用可能な時にアップリンクストリームを送る。

- ・周波数分割多重アクセス（F D M A）：異なるクライアントは、異なるキャリア周波数に割り当てられる。マルチキャリア（O F D M）システムでは、トーンの部分集合は、同時にアップリンクストリームを送信する異なるクライアントに割り当てられ、したがって、待ち時間が低減する。

40

- ・符号分割多重アクセス（C D M A）：あらゆるクライアントは、異なる擬似乱数に割り当てられ、クライアントにわたる直交性は、符号領域において達成される。

【0184】

本発明の一実施形態において、クライアントは、D I D Oアンテナよりも非常に低い電力で送信する無線デバイスである。この場合、D I D O B T Sは、下位群にわたる干渉が最小化されるようにアップリンクS N R情報に基づいてクライアント下位群を定義する。あらゆる下位群内において、上記の多重アクセス技術では、時間領域、周波数領域、空間定義域、又は符号領域において直交チャンネルを作成するために使用され、したがって

50

、異なるクライアントにわたってアップリンク干渉が回避される。

【 0 1 8 5 】

別の実施形態において、上述のアップリンク多重アクセス技術は、D I D O クラスタ内の異なるクライアント群を定義するために、前の節に示したアンテナグループ分け方法と組合せて使用される。

【 0 1 8 6 】

D I D O マルチキャリアシステム内のリンクアダプテーションのシステム及び方法

無線チャンネルの時間、周波数、及び空間選択度を利用するD I D O システムのリンクアダプテーション方法は、米国特許第 7 , 6 3 6 , 3 8 1 号に定義されている。無線チャンネルの時間 / 周波数選択度を利用するマルチキャリア (O F D M) D I D O システム内のリンクアダプテーションの本発明の実施形態を以下に説明する。

【 0 1 8 7 】

[9] において指数的に減衰する電力遅延プロファイル (P D P) 又は S a l e h - V a l e n z u e l a モデルに従ってレイリーフェーディングチャンネルのシミュレーションを提供する。簡潔さを期すために、以下のように定義された多経路 P D P を有する単一のクラスターチャンネルを仮定する。

【 0 1 8 8 】

【数 4 3 】

$$P_n = e^{-\beta n} \quad (21)$$

式中、 $n = 0 \dots (L - 1)$ は、チャンネルタップの指数であり、 L は、チャンネルタップの数であり、 $\beta = 1 / D_S$ は、チャンネル遅延広がり (D_S) に反比例するチャンネル干渉ゾーン域幅の指標である P D P 指数である。 β の低い値により、周波数非選択性チャンネルが得られ、一方、 β の高い値により、周波数選択性チャンネルが得られる。 (21) の P D P は、全ての L チャンネルタップのための全平均電力が単一であるように正規化される。

【 0 1 8 9 】

【数 4 4 】

$$\bar{P}_n = \frac{P_n}{\sum_{i=0}^{L-1} P_i} \quad (22)$$

【 0 1 9 0 】

図 2 7 は、D I D O 2×2 システムに関する遅延領域又は瞬間的な P D P (上側プロット) 及び周波数領域 (下側プロット) にわたる低周波数選択チャンネル ($\beta = 1$ と仮定) の振幅を示す。第 1 の下付き文字つきはクライアントを示し、第 2 の下付き文字は送信アンテナを示す。高周波数選択チャンネル ($\beta = 0, 1$ で) を図 2 8 に示す。

【 0 1 9 1 】

次に、周波数選択性チャンネルにおける D I D O 事前符号化の性能を研究する。 (1) 内の信号モデルは (2) の条件を満たすと仮定して B D を通じた D I D O 事前符号化重みを計算する。 (2) の条件下で、 (5) の D I D O 受信信号モデルを以下のように再公式化する。

【 0 1 9 2 】

【数 4 5 】

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_{ek} \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k \quad (23)$$

式中、 $\mathbf{H}_{ek} = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k$ は、ユーザ k の実効チャンネル行列である。D I D O 2×2 に対して、クライアント当たりの 1 本のアンテナで、実効チャンネル行列は、図 2 9 及び図 2 8 の高周波数選択度 (例えば、 $\beta = 0, 1$ で) を特徴とするチャンネルに対して示す周波数応答で 1 つの値に低減する。図 2 9 の実線は、クライアント 1 を指し、一方、点を有する線は、クライアント 2 を指す。図 2 9 のチャンネル品質メトリックに基づいて、チャンネル状態の変化条件に応じて、動的に M C S を調整する時間 / 周波数領域リンクアダプテーション (L A) 方法を定義する。

【 0 1 9 3 】

本発明者らは、AWGN及びレイリーフェーディングSISOチャンネル内の異なるMCSの性能を評価することによって始める。簡潔さを期すために、FEC符号化なしと仮定するが、以下のLA方法をFECを含むシステムに拡張することができる。

【 0 1 9 4 】

図30は、異なるQAM方式(すなわち、4-QAM、16-QAM、64-QAM)のSERを示す。一般性を失わずに、符号化されていないシステムに対して1%のターゲットSERを仮定する。AWGNチャンネルにおいてそのターゲットSERを満たすべきSNR閾値は、3つの変調方式に対して、それぞれ、8dB、15.5dB、及び22dBである。レイリーフェーディングチャンネルでは、上記の変調方式のSER性能は、AWGN[13]よりも不良であることが公知であり、SNR閾値は、それぞれ、18.6dB、27.3dB、及び34.1dBである。DIDO事前符号化により、マルチユーザダウンリンクチャンネルが1組の平行したSISOリンクに変換されることが認められる。したがって、SISOシステムに関する図30の場合と同じSNR閾値が、クライアント単位でDIDOシステムに適用される。更に、瞬間的なLAが実行される場合に、AWGNチャンネル内の閾値が使用される。

【 0 1 9 5 】

DIDOシステムに関して提案するLA方法の重要な考え方は、チャンネルがリンク堅牢性が得られるように時間領域又は周波数領域のディープフェード(図28に示す)を受けた時に低いMCSの次数を使用することである。これに反して、チャンネルが大きい利得を特徴とする時に、LA方法は、スペクトル効率を増大させるためにより高いMCSの次数にスイッチングする。米国特許第7,636,381号と比較した本出願の1つの寄与は、アダプテーションを可能にするメトリックとして(23)及び図29において実効チャンネル行列を使用することである。

【 0 1 9 6 】

LA方法の一般的なフレームワークは、図31に示すが、以下のように定義される。

- ・CSI推定: 3171で、DIDO BTSは、全てのユーザからのCSIを計算する。ユーザは、単一の又は複数の受信アンテナを装備することができる。

- ・DIDO事前符号化: 3172で、BTSは全てのユーザに対してDIDO事前符号化重みを計算する。一実施形態において、BDは、これらの重みを計算するために使用される。事前符号化重みは、トーン単位で計算される。

- ・リンク品質メトリック計算: 3173で、BTSは、周波数領域リンク品質メトリックを計算する。OFDMシステムにおいては、メトリックはCSIから計算され、DIDO事前符号化重みが、あらゆるトーンに対して計算される。本発明の一実施形態において、リンク品質メトリックは、全てのOFDMトーンにわたる平均SNRである。本発明者らは、(平均SNR性能に基づいて)LA1として本方法を定義する。別の実施形態において、リンク品質メトリックは、(23)の実効チャンネルの周波数応答である。発明者らは、(トーン単位の性能に基づいて周波数ダイバーシティを利用するために)LA2として本方法を定義する。あらゆるクライアントが単一のアンテナを有する場合、周波数領域実効チャンネルを図29に示す。クライアントが複数の受信アンテナを有する場合、リンク品質メトリックは、あらゆるトーンに対して実効チャンネル行列のフロベニウスノルムとして定義される。あるいは、複数のリンク品質メトリックは、(23)の実効チャンネル行列の特異値としてあらゆるクライアントに対して定義される。

- ・ビットローディングアルゴリズム: 3174で、リンク品質メトリックに基づいて、BTSは、異なるクライアント及び異なるOFDMトーンに対してMCSを決定する。LA1方法では、同じMCSが、図30のレイリーフェーディングチャンネルのSNR閾値に基づいて全てのクライアント及び全てのOFDMトーンに使用される。LA2では、異なるMCSが、チャンネル周波数ダイバーシティを利用するために異なるOFDMトーンに割り当てられる。

- ・事前符号化データ送信: 3175で、BTSは、ビットローディングアルゴリズムか

ら導出されたMCSを使用し、DIDO分散型アンテナからクライアントに事前符号化データストリームを送信する。1つのヘッダは、クライアントに異なるトーンに対してMCSを伝えるために事前符号化データに取り付けられる。例えば、8つのMCSが利用可能であり、かつOFDM符号が $N = 64$ トーンで定義された場合に、 $\log_2(8) * N = 192$ ビットが、いずれかのクライアントに現在のMCSを伝えるために必要とされる。4-QAM(2ビット/符号スペクトル効率)がそれらのビットを符号にマップするのに使用されると仮定し、 $192 / 2 / N = 1.5$ OFDM符号のみが、MCS情報をマップするのに必要とされる。別の実施形態において、複数のサブキャリア(又はOFDMトーン)が、サブバンドにグループ分けされ、同じMCSが、制御情報によるオーバーヘッドを低減するために同じサブバンド内の全てのトーンに割り当てられる。更に、MCSは、

10

【0197】

図32は、上述のLA方法のSER性能を示す。比較のために、レイリーフェーディングチャンネル内のSER性能は、使用された3つのQAM方式の各々に対してプロットされている。LA2方法は、周波数領域内の実効チャンネルの変動にMCSを適合させ、したがって、LA1と比較し、低いSNRに対してスペクトル効率において 1.8 bps/Hz の利得(すなわち、 $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$)、SNRにおいて 15 dB 利得($\text{SNR} > 35 \text{ dB}$ に向けて)が得られる。

20

【0198】

マルチキャリアシステム内のDIDO事前符号化補間のシステム及び方法

DIDOシステムの計算の複雑性は、殆どは集中型プロセッサ又はBTSに局在化される。最も計算機的に費用のかかる作業は、CSIからの全てのクライアントに関する事前符号化重みの計算である。BD事前符号化が使用された時には、BTSは、システム内のクライアントと同数の特異値分解(SVD)作業を実行する必要がある。複雑性を低減する方法は、SVDがあらゆるクライアントに対して別々のプロセッサの上で計算される並列化された処理によるものである。

【0199】

30

マルチキャリアDIDOシステムにおいて、各サブキャリアは、平坦フェーディングを受け、SVDが、あらゆるサブキャリアにわたってあらゆるクライアントに対して実行される。システムの複雑性は、明らかにサブキャリアの数と共に線形に増加する。例えば、 1 MHz の信号帯域幅を有するOFDMシステムでは、循環プレフィックス(L_0)は、大きい遅延広がり[3]を有する屋外の都市マクロセル環境において符号間干渉を回避するために少なくとも8つのチャンネルタップ(すなわち、8マイクロ秒の持続時間)がなければならない。OFDM符号を生成するのに使用される高速フーリエ変換(FFT)のサイズ(N_{FFT})は、典型的には、データ転送速度の減量を低減するために L_0 の倍数に設定される。 $N_{FFT} = 64$ である場合に、システムの有効スペクトル効率は、係数 $N_{FFT} / (N_{FFT} + L_0) = 89\%$ により制限される。 N_{FFT} の値が増大するほど、DIDO事前符号化器でのより高い計算の複雑性の代償として、高いスペクトル効率を得られる。

40

【0200】

DIDO事前符号化器で計算の複雑性を低減する方法は、トーンの部分集合(パイロットトーンと呼ぶ)にわたってSVD作業を実行し、補間を通じて残りのトーンに対して事前符号化重みを導出することである。重み補間は、結果としてクライアント間干渉が発生する1つの誤差ファクタである。一実施形態において、最適重み補間法が、クライアント間干渉を低減するために使用され、誤り率性能が改善し、マルチキャリアシステム内の計算の複雑性が低減する。M個の送信アンテナ、U個のクライアント、及びクライアント当たりのN個の受信アンテナを有するDIDOシステムでは、他のクライアントuに対する

50

0 干渉を保証する k 番目のクライアント (W_k) の事前符号化重みの条件は、以下のよう
に (2) から導出される。

【 0 2 0 1 】

【 数 4 6 】

$$H_u W_k = 0^{N \times N}; \quad \forall u = 1, \dots, U; u \neq k \text{ の場合} \quad (24)$$

式中、 H_u は、システム内の他の D I D O クライアントに対応するチャンネル行列であ
る。

【 0 2 0 2 】

本発明の一実施形態において、重み補間法の目的関数は以下のように定義される。

10

【 0 2 0 3 】

【 数 4 7 】

$$f(\theta_k) = \sum_{u=1, u \neq k}^U \|H_u \hat{W}_k(\theta_k)\|_F \quad (25)$$

式中、 θ_k は、ユーザ k に向けて最適化すべき 1 組のパラメータであり、

【 0 2 0 4 】

【 数 4 8 】

$$\hat{W}_k(\theta_k)$$

は、重み補間行列であり、

20

$\|\cdot\|_F$

は、行列のフロベニウスノルムを示している。最適化問題は、以下のように公式化される
。

【 0 2 0 5 】

【 数 4 9 】

$$\theta_{k, \text{opt}} = \arg \min_{\theta_k \in \Theta_k} f(\theta_k) \quad (26)$$

式中、 θ_k は、最適化問題の実現可能集合であり、 $\theta_{k, \text{opt}}$ は、最適解である。

【 0 2 0 6 】

(25) 内の目的関数が、1つの OFDM トーンに対して定義される。本発明の別の実
施形態において、目的関数は、補間すべき全ての OFDM トーンに対して行列の (25)
のフロベニウスノルムの線形結合として定義される。別の実施形態において、OFDM ス
ペクトルは、トーンの部分集合に分割され、最適解は、以下によって示される。

30

【 0 2 0 7 】

【 数 5 0 】

$$\theta_{k, \text{opt}} = \arg \min_{\theta_k \in \Theta_k} \max_{n \in A} f(n, \theta_k) \quad (27)$$

式中、 n は、OFDM トーン指数であり、 A は、トーンの部分集合である。

【 0 2 0 8 】

(25) の重み補間行列 $W_k(\theta_k)$ は、1組のパラメータ θ_k の関数として表される
。最適な 1 組が (26) 又は (27) に従って決定されると、最適重み行列が計算される
。本発明の一実施形態において、所定の OFDM トーン n の重み補間行列は、パイロット
トーンの重み行列の線形結合として定義される。単一のクライアントを有するビームフォ
ーミングシステムの重み補間関数の一例は、[1 1] において定義されている。D I D O
マルチクライアントシステムでは、本発明者らは、重み補間行列を以下のように書く。

40

【 0 2 0 9 】

【 数 5 1 】

$$\hat{W}_k(lN_0 + n, \theta_k) = (1 - c_n) \cdot W(l) + c_n e^{j\theta_k} \cdot W(l+1) \quad (28)$$

式中、 $0 \leq n \leq (L_0 - 1)$ であり、 L_0 はパイロットトーンの数であり、 $c_n = (n - 1) / N_0$ であり、 $N_0 = N_{FFT} / L_0$ である。(28) の重み行列は、次に、あら
ゆるアンテナからの単一電力送信を保証するために

50

【 0 2 1 0 】

【 数 5 2 】

$$\|\hat{\mathbf{w}}_k\|_F = \sqrt{NM}$$

であるように正規化される。N = 1 (クライアント当たりの単一の受信アンテナ) である場合に、(2 8) の行列は、そのノルムに関して正規化されるベクトルになる。本発明の一実施形態において、パイロットトーンは、OFDMトーンの範囲で均一に選択される。別の実施形態において、パイロットトーンは、補間エラーを最小化するためにCSIに基づいて適応的に選択される。

【 0 2 1 1 】

本発明者らは、本特許出願の提案するシステム及び方法に対する[1 1]のシステム及び方法の重要な差は、目的関数であることを認めている。具体的には、[1 1]のシステムは、複数の送信アンテナ及び単一のクライアントを仮定し、したがって、関連の方法は、クライアントに対して受信SNRを最大にするためにチャンネルによる事前符号化重みの積を最大にするように設計される。しかし、この方法は、補間誤差によるクライアント間干渉が発生するためにマルチクライアントシナリオでは機能しない。これとは対照的に、本出願の方法は、クライアント間干渉を最小化するように設計され、したがって、全てのクライアントに対して誤り率性能が改善する。

10

【 0 2 1 2 】

図33は、 $N_{FFT} = 64$ 及び $L_0 = 8$ でのDIDO 2×2 システムに関するOFDMトーン指数の関数としての方程式(2 8)での行列の入力を示す。チャンネルPDPは、 $\tau = 1$ で(2 1)のモデルに従って生成され、チャンネルは、8個のチャンネルタップのみから構成される。 L_0 は、チャンネルタップの数よりも大きいように選択すべきであることが認められる。図33の実線は、理想的な関数を表す。一方、点線は、補間された関数である。補間された重みは、(2 8)の定義に従ってパイロットトーンの理想的な重みに適合する。残りのトーンにわたって計算された重みは、推定誤差のために理想的な場合だけに近似する。

20

【 0 2 1 3 】

重み補間法を実行する1つの方法は、(2 6)の実現可能集合 \mathbf{w}_k にわたる全数探索を通じたものである。探索の複雑性を低減するために、範囲[0 , 2]において均一にP個の値に実現可能集合を量子化する。図34は、 $L_0 = 8$ 、 $M = N_t = 2$ の送信アンテナ及び変数のPに関するSNR対SERを示している。量子化レベルの数が増加するにつれて、SER性能が改善する。事例P = 10は、探索件数の減少によって計算の複雑性が遥かに下回るためにP = 100の性能に接近することが認められる。

30

【 0 2 1 4 】

図35は、異なるDIDO次数及び $L_0 = 16$ の補間法のSER性能を示す。クライアントの数は、送信アンテナの数と同じであり、あらゆるクライアントは、単一のアンテナを装備すると仮定する。クライアントの数が増加するにつれて、SER性能は、重み補間誤差によって生成されたクライアント間干渉の増加のために低下する。

【 0 2 1 5 】

本発明の別の実施形態において、(2 8)の関数以外の重み補間関数が使用される。例えば、線形予想自己回帰モデル[1 2]は、チャンネル周波数相関の推定に基づいて異なるOFDMトーンにわたって重みを補間するのに使用することができる。

40

【 0 2 1 6 】

参考文献

[1] A . F o r e n z a a n d S . G . P e r l m a n , 「 S y s t e m a n d m e t h o d f o r d i s t r i b u t e d a n t e n n a w i r e l e s s c o m m u n i c a t i o n s 」 , U . S . A p p l i c a t i o n S e r i a l N o . 1 2 / 6 3 0 , 6 2 7 , f i l e d D e c e m b e r 2 , 2 0 0 9 , e n t i t l e d 「 S y s t e m a n d M e t h o d F o r D i s t r i b u t e d A n t e n n a W i r e l e s s C o m m u n i c a t i o n s 」 .

50

【0217】

[2] FCC, 「Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radio frequency electromagnetic fields」, OET Bulletin 65, Ed. 97-01, Aug. 1997.

【0218】

[3] 3GPP, 「Spatial Channel Model AHG (Combined ad-hoc from 3GPP & 3GPP2)」, SCM Text V6.0, April 22, 2003.

【0219】

[4] 3GPP TR 25.912, 「Feasibility Study for Evolved UTRA and UTRAN」, V9.0.0 (2009-10).

【0220】

[5] 3GPP TR 25.913, 「Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN)」, V8.0.0 (2009-01).

【0221】

[6] W. C. Jakes, Microwave Mobile Communications, IEEE Press, 1974.

【0222】

[7] K. K. Wong, et al., 「A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems」, IEEE Trans. Wireless Comm., vol. 2, pp. 773~786, July 2003.

【0223】

[8] P. Viswanath, et al., 「Opportunistic beamforming using dumb antennas」, IEEE Trans. On Inform. Theory, vol. 48, pp. 1277~1294, June 2002.

【0224】

[9] A. A. M. Saleh, et al., 「A statistical model for indoor multipath propagation」, IEEE Jour. Select. Areas in Comm., vol. 195 SAC-5, no. 2, pp. 128~137, Feb. 1987.

【0225】

[10] A. Paulraj, et al., Introduction to Space-Time Wireless Communications, Cambridge University Press, 40 West 20th Street, New York, NY, USA, 2003.

【0226】

[11] J. Choi, et al., 「Interpolation Based Transmit Beamforming for MIMO-OFDM with Limited Feedback」, IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 53, no. 11, pp. 4125~4135, Nov. 2005.

【0227】

[12] I. Wong, et al., 「Long Range Channel Prediction for Adaptive OFDM Systems」, Proc. of the IEEE Asilomar Conf. on Signals, S

10

20

30

40

50

systems, and Computers, vol. 1, pp. 723 ~ 736, Pacific Grove, CA, USA, Nov. 7 ~ 10, 2004.

【0228】

[13] J. G. Proakis, Communication System Engineering, Prentice Hall, 1994.

【0229】

[14] B. D. Van Veen, et al., 「Beamforming: a versatile approach to spatial filtering」, IEEE ASSP Magazine, Apr. 1988.

【0230】

[15] R. G. Vaughan, 「On optimum combining at the mobile」, IEEE Trans. On Vehic. Tech., vol. 37, n. 4, pp. 181 ~ 188, Nov. 1988.

【0231】

[16] F. Qian, 「Partially adaptive beamforming for correlated interference rejection」, IEEE Trans. On Sign. Proc., vol. 43, n. 2, pp. 506 ~ 515, Feb. 1995.

【0232】

[17] H. Krim, et al., 「Two decades of array signal processing research」, IEEE Signal Proc. Magazine, pp. 67 ~ 94, July 1996.

【0233】

[19] W. R. Remley, 「Digital beamforming system」, US Patent N. 4, 003, 016, Jan. 1977.

【0234】

[18] R. J. Masak, 「Beamforming/null-steering adaptive array」, US Patent N. 4, 771, 289, Sep. 1988.

【0235】

[20] K. - B. Yu, et al., 「Adaptive digital beamforming architecture and algorithm for nulling mainlobe and multiple sidelobe radar jammers while preserving monopulse ratio angle estimation accuracy」, US Patent 5, 600, 326, Feb. 1997.

【0236】

[21] H. Boche, et al., 「Analysis of different precoding/decoding strategies for multiuser beamforming」, IEEE Vehic. Tech. Conf., vol. 1, Apr. 2003.

【0237】

[22] M. Schubert, et al., 「Joint 'dirty paper' pre-coding and downlink beamforming」, vol. 2, pp. 536 ~ 540, Dec. 2002.

【0238】

[23] H. Boche, et al. 「A general duality theory for uplink and downlink beamforming」, vol. 1, pp. 87 ~ 91, Dec. 2002.

【0239】

10

20

30

40

50

[24] 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.

【0240】

[25] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels", IEEE Trans. Sig. Proc., vol. 52, p. 461~471, Feb. 2004.

10

【0241】

II. 関連出願第12/917,257号からの開示

他のユーザに対する干渉を抑止しながら所定のユーザとの無線リンクを作成するために協働して作動する複数の分散型送信アンテナを使用する無線高周波(RF)通信システム及び方法を以下に説明する。異なる送信アンテナにわたる調整が、ユーザクラスター化を通じて可能になる。ユーザクラスターは、信号が確実に所定のユーザによって検出することができる(すなわち、ノイズ又は干渉レベルよりも大きい受信信号強度である)送信アンテナの部分集合である。システム内のあらゆるユーザが、自分のユーザクラスターを定義する。同じユーザクラスター内の送信アンテナによって送られた波形は、ターゲットユーザのロケーションでRFエネルギーを作成し、それらのアンテナにより到達可能なあらゆる他のユーザのロケーションでゼロRF干渉の点を作成するためにコヒーレントに結合される。

20

【0242】

K MでそれらのM個のアンテナにより到達可能な1人のユーザクラスター及びK人のユーザ内のM個の送信アンテナを有するシステムを考える。送信機はM個の送信アンテナとKユーザとの間に

【0243】

【数53】

CSI ($H \in \mathbb{C}^{K \times M}$)

30

を認識していると仮定する。簡潔さを期すために、あらゆるユーザには単一のアンテナが装備されていると仮定しているが、同じ方法をユーザ当たり複数の受信アンテナに拡張することができる。M個の送信アンテナからK人のユーザまでのチャンネルベクトル

【0244】

【数54】

($\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{1 \times M}$)

を結合することによって得られるチャンネル行列Hを

【0245】

【数55】

$$H = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_k \\ \vdots \\ \mathbf{h}_K \end{bmatrix}.$$

40

として考える。

【0246】

ユーザkに対するRFエネルギー、全ての他のK-1ユーザに対するゼロRFエネルギーを作成する事前符号化重み

【0247】

【数 5 6】

$(\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1})$

を以下の条件を満たすように計算する。

【0 2 4 8】

【数 5 7】

$\tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{w}_k = \mathbf{0}^{K \times 1}$

式中、

【0 2 4 9】

【数 5 8】

$\tilde{\mathbf{H}}_k$

10

は、行列 \mathbf{H} の k 番目の列を除去することによって得られるユーザ k の実効チャンネル行列であり、 $\mathbf{0}^{K \times 1}$ は、全てのゼロ入力を有するベクトルである。

【0 2 5 0】

一実施形態において、無線システムは、D I D O システムであり、ユーザクラスター化は、ユーザクラスター内にあるアンテナにより到達可能な任意の他のユーザに対する干渉を事前に相殺しながら、ターゲットユーザとの無線通信リンクを作成するために使用される。米国特許出願第 1 2 / 6 3 0 , 6 2 7 号において、以下を含む D I D O システムが説明されている。

・D I D O クライアント：1 つ又は複数のアンテナを装備したユーザ端末。

20

・D I D O 分散型アンテナ：複数のユーザに事前符号化データストリームを送信するために協働して作動し、したがって、ユーザ間干渉が抑止される送受信機基地局。

・D I D O 基地送受信機局 (B T S) : D I D O 分散型アンテナに事前符号化された波形を生成する集中型プロセッサ。

・D I D O 基地局ネットワーク (B S N) : D I D O 分散型アンテナ又は他の B T S に B T S を接続する有線バックホール。

D I D O 分散型アンテナは、B T S 又は D I D O クライアントのロケーションに対する空間分布に応じて異なる部分集合にグループ分けされる。図 3 6 に示すように、3 つのタイプのクラスターを定義する。

・スーパークラスター 3 6 4 0 : 全ての B T S とそれぞれのユーザとの間の往復待ち時間が D I D O 事前符号化ループの制約内であるように、1 つ又は複数の B T S に接続した D I D O 分散型アンテナの組である。

30

・D I D O クラスター 3 6 4 1 : 同じ B T S に接続した D I D O 分散型アンテナの組である。スーパークラスターが 1 つの B T S のみを含む時に、その定義は D I D O クラスターと一致する。

・ユーザクラスター 3 6 4 2 : 所定のユーザに協働で事前符号化データを送信する D I D O 分散型アンテナの組である。

【0 2 5 1】

例えば、B T S は、B S N を通じて他の B T S 及び D I D O 分散型アンテナに接続したローカルハブである。B S N は、デジタル加入者回線 (D S L)、A D S L、V D S L [6]、ケーブルモデム、ファイバリング、T 1 線、光同軸混成 (H F C) ネットワーク、及び / 又は固定無線 (例えば、W i F i) を含むがこれらに限定されない様々なネットワーク技術で構成することができる。同じスーパークラスター内の全ての B T S は、往復待ち時間が D I D O 事前符号化ループ内であるように、B S N を通じて D I D O 事前符号化に関する情報を共有する。

40

【0 2 5 2】

図 3 7 では、点は D I D O 分散型アンテナを示し、十字記号はユーザであり、破線は、それぞれ、ユーザ U 1 及び U 8 のユーザクラスターを示している。以下に説明する方法は、ユーザクラスターの内側又は外側の任意の他のユーザ (U 2 ~ U 8) に対してゼロ R F エネルギーの点を作成しながらターゲットユーザ U 1 との通信リンクを作成するように設計

50

される。

【0253】

本発明者らは、ゼロRFエネルギーの点がDIDOクラスター間で重なり合うゾーンの干渉を除去するために作成される類似の方法を[5]で提案した。クラスター間干渉を抑止しながらDIDOクラスター内のクライアントに信号を送信するために追加のアンテナが必要であった。本出願において提案する方法の実施形態においては、DIDOクラスター間干渉を除去しようとはせず、むしろ、クラスターは、クライアント（すなわち、ユーザクラスター）と結びついて、干渉がその隣接内のあらゆる他のクライアントに対して生成されない（又は干渉は取るに足りない）ことを保証すると仮定する。

【0254】

提案する方法に関連の1つの考え方は、大きい伝播損失のために、ユーザクラスターから十分に遠いユーザは、送信アンテナからの放射線による影響を受けていないことである。ユーザクラスターに近い又はユーザクラスター内のユーザは、事前符号化のために干渉のない信号を受信する。更に、条件 $K \leq M$ が満たされるように、（図37に示すように）更に別の送信アンテナをユーザクラスターに追加することができる。

【0255】

ユーザクラスター化を使用する方法の一実施形態は、以下の段階から構成される。

a. リンク品質測定：あらゆるDIDO分散型アンテナ及びあらゆるユーザとの間のリンク品質をBTSに報告する。リンク品質メトリックは、信号対ノイズ比（SNR）又は信号対干渉ノイズ比（SINR）から構成される。

【0256】

一実施形態において、DIDO分散型アンテナは、トレーニング信号を送信し、ユーザは、そのトレーニングに基づいて受信信号品質を推定する。トレーニング信号は、ユーザが異なる送信機にわたって区別することができるように時間領域、周波数領域、又は符号領域において直交であるように設計される。あるいは、DIDOアンテナは、1つの所定の周波数（すなわち、ビーコンチャンネル）で狭帯域信号（すなわち、単一のトーン）を送信し、ユーザは、そのビーコン信号に基づいてリンク品質を推定する。1つの閾値は、図38aに示すように正常にデータを復調するノイズレベルよりも大きい最小限の信号振幅（又は電力）として定義される。この閾値よりも小さいあらゆるリンク品質メトリック値は、ゼロであると仮定される。リンク品質メトリックは、有限数のビットにわたって量子化され、送信機にフィードバックされる。

【0257】

異なる実施形態において、トレーニング信号又はビーコンは、ユーザから送られて、リンク品質が、アップリンク（UL）伝播損失とダウンリンク（DL）伝播損失との間の相互関係を仮定して（図38bの場合と同様に）DIDO送信アンテナで推定される。伝播損失相互関係は、UL周波数帯域及びDL周波数帯域が比較的近い時に、（UL及びDLのチャンネルが同じ周波数である状態の）時分割複信（TDD）システム及び周波数分割複信（FDD）システムでは現実的な仮定であることに留意されたい。

【0258】

リンク品質メトリックに関する情報は、図37に示すように、全てのBTSが異なるDIDOクラスターにわたってあらゆるアンテナ/ユーザ間のリンク品質を認識するように、BSNを通じて異なるBTSにわたって共有される。

【0259】

b. ユーザクラスターの定義：DIDOクラスター内の全ての無線リンクのリンク品質メトリックは、BSNを通じて全てのBTSにわたって共有されるリンク品質行列への入力である。図37のシナリオのリンク品質行列の一例を図39に示す。

【0260】

リンク品質行列は、ユーザクラスターを定義するために使用される。例えば、図39は、ユーザU8に関するユーザクラスターの選択を示している。ユーザU8に対する非ゼロリンク品質メトリック（すなわち、アクティブ送信機）を有する送信機の部分集合が最初

10

20

30

40

50

に識別される。これらの送信機は、ユーザ U_8 のユーザクラスターをポピュレートする。次に、他のユーザへのユーザクラスター内の送信機からの非ゼロ入力を含む部分行列が選択される。リンク品質メトリックは、ユーザクラスターを選択するためにのみ使用されるので、2ビットのみで量子化することができ（すなわち、図38において閾値よりも大きいとか又は下回る状態を識別するために）、したがって、フィードバックオーバーヘッドが低減される。

【0261】

別の例をユーザ U_1 に対して図40に示している。この場合に、アクティブ送信機の数、部分行列においてユーザの数より低く、したがって、条件 $K \leq M$ に違反するものである。したがって、1つ又はそれよりも多くの列がその条件を満たすために部分行列に追加される。送信機の数ユーザの数よりも大きい場合、追加のアンテナをダイバーシティ方式（すなわち、アンテナ又は固有モード選択）に使用することができる。

10

【0262】

更に別の例をユーザ U_4 に対して図41に示す。部分行列を2つの部分行列の組合せとして取得することができることが認められる。

【0263】

c. B T S への C S I 報告：ユーザクラスターが選択されると、ユーザクラスター内の全ての送信機からそれらの送信機が到達するあらゆるユーザへの C S I が、全ての B T S に対して利用可能になる。C S I 情報は、B S N を通じて全ての B T S にわたって共有される。T D D システムは、U L / D L チャンネル相互関係を利用し、U L チャンネルで C S I をトレーニングから導出することができる。F D D システムでは、全てのユーザからの B T S へのフィードバックチャンネルが必要である。フィードバック量を低減するために、リンク品質行列の非ゼロ入力に対応する C S I だけがフィードバックされる。

20

【0264】

d. D I D O 事前符号化：最後に、D I D O 事前符号化は、（例えば、関連の米国特許出願に説明されているように）異なるユーザに対応するあらゆる C S I に適用される。

【0265】

－実施形態において、実効チャンネル行列

【0266】

【数59】

30

$\tilde{\mathbf{H}}_k$

の特異値分解 (S V D) が計算され、かつユーザ k の事前符号化重み w_k が

【0267】

【数60】

$\tilde{\mathbf{H}}_k$

のヌル部分空間に対応する右特異ベクトルとして定義される。あるいは、 $M > K$ であり、かつ S V D が

【0268】

【数61】

40

$\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{V}_k \mathbf{\Sigma}_k \mathbf{U}_k^H$

として実効チャンネル行列を分解する場合、ユーザ k の D I D O 事前符号化重みが、以下によって示される。

【0269】

【数62】

$\mathbf{w}_k = \mathbf{U}_0 (\mathbf{U}_0^H \cdot \mathbf{h}_k^T)$

式中、 \mathbf{U}_0 は

【0270】

【数 6 3】

 $\tilde{\mathbf{H}}_k$

のヌル部分空間の特異ベクトルである列を有する行列である。

【0 2 7 1】

基本的な線形代数による考察から、行列

【0 2 7 2】

【数 6 4】

 $\tilde{\mathbf{H}}$

10

のヌル部分空間内の右特異ベクトルは、ゼロ固有値に対応する \mathbf{C} の固有ベクトルに等しいことが認められる。

【0 2 7 3】

【数 6 5】

$$\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} = (\mathbf{V}\Sigma\mathbf{U}^H)^H (\mathbf{V}\Sigma\mathbf{U}^H) = \mathbf{U} \Sigma^2 \mathbf{U}^H$$

式中、実効チャンネル行列は、SVDに従って、

【0 2 7 4】

【数 6 6】

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{V}\Sigma\mathbf{U}^H$$

20

として分解される。次に、

【0 2 7 5】

【数 6 7】

 $\tilde{\mathbf{H}}_k$

のSVDの計算の1つの代案は、 \mathbf{C} の固有値分解を計算することである。固有値分解を計算するには、べき乗法などいくつかの方法がある。 \mathbf{C} のヌル部分空間に対応する固有ベクトルにのみ興味があるので、以下の反復により説明された逆べき乗法を使用する。

【0 2 7 6】

30

【数 6 8】

$$\mathbf{u}_{i+1} = \frac{(\mathbf{C} - \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{u}_i}{\|(\mathbf{C} - \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{u}_i\|}$$

式中、第1の反復におけるベクトル (\mathbf{u}_i) はランダムベクトルである。

【0 2 7 7】

ヌル部分空間の固有値 () が既知 (すなわち、ゼロ) であることを考慮すると、逆べき乗法では、収束すべき反復は1回しか必要なく、したがって、計算の複雑性が低減される。次に、事前符号化重みベクトルを以下のように書く。

【0 2 7 8】

40

【数 6 9】

$$\mathbf{w} = \mathbf{C}^{-1} \mathbf{u}_1$$

式中、 \mathbf{u}_i は、1に等しい真の入力を有するベクトルである (すなわち、事前符号化重みベクトルは、 \mathbf{C}^{-1} の列の合計である)。

【0 2 7 9】

DIDO事前符号化計算に必要なとされる行列反転は1回である。Strassenのアルゴリズム [1] 又はCoppersmith-Winogradのアルゴリズム [2、3] のような行列反転の複雑性を低減するいくつかの数値解法がある。 \mathbf{C} は本質的にエルミート行列であるので、代替解決法は、[4、節 11.4]の方法に従って実数部及び虚数部において \mathbf{C} を分解して実行列の行列反転を計算することである。

50

【0280】

提案する方法及びシステムの別の特徴は、再構成可能性である。クライアントが図42において異なるDIDOクラスターを横切る時に、ユーザクラスターはその動きに追従する。換言すると、送信アンテナの部分集合は、クライアントが位置を変えると、絶えず更新され、実効チャンネル行列（及び対応する事前符号化重み）が再計算される。

【0281】

本明細書で提案する方法は、BSNを通じたBTS間のリンクが低待ち時間でなければならないため、図36においてスーパークラスター内で機能する。異なるスーパークラスターの重なり合うゾーンの干渉を抑止するために、DIDOクラスター間の干渉ゾーンにおいてゼロRFエネルギーの点を作成するために追加のアンテナを使用する[5]の方法を使用することができる。

10

【0282】

用語「ユーザ」及び「クライアント」は、本明細書で交換可能に使用されることに留意すべきである。

【0283】

参考文献

[1] S. Robinson, 「Toward an Optimal Algorithm for Matrix Multiplication」, SIAM News, Volume 38, Number 9, November 2005。

【0284】

[2] D. Coppersmith and S. Winograd, 「Matrix Multiplication via Arithmetic Progression」, J. Symb. Comp. vol. 9, p. 251~280, 1990。

20

【0285】

[3] H. Cohn, R. Kleinberg, B. Szegedy, C. Umans, 「Group-theoretic Algorithms for Matrix Multiplication」, p. 379~388, Nov. 2005。

【0286】

[4] W. H. Press, S. A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B. P. Flannery 「NUMERICAL RECIPES IN C: THE ART OF SCIENTIFIC COMPUTING」, Cambridge University Press, 1992。

30

【0287】

[5] A. Forenza and S. G. Perlman, 「Interference Management, Handoff, Power Control and Link Adaptation in Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems」, Patent Application Serial No. 12/802,988, filed June 16, 2010。

【0288】

[6] Per-Erik Eriksson and Bjorn Odenhammar, 「VDSL2: Next important broadband technology」, Ericsson Review No. 1, 2006。

40

【0289】

III. 無線システム内の可干渉エリアを利用するシステム及び方法

実際の伝播環境における多重アンテナシステム(NAS)の容量は、無線リンクにわたって利用可能な空間ダイバーシティの関数である。空間ダイバーシティは、無線チャンネルにおける散乱物体の分散、並びに送信アンテナアレイ及び受信アンテナアレイの形状によって決定される。

【0290】

50

MASチャンネルに対する1つの一般的なモデルは、いわゆるクラスター化チャンネルモデルと呼ばれ、これは、送信機及び受信機の周辺に配置されたクラスターとして散乱物体の群を定義する。一般に、より多くのクラスターが存在し、より広範囲にこれらの角度が広がると、無線リンクにわたって利用可能な空間ダイバーシティ及び容量はより高くなる。クラスター化チャンネルモデルは、実用的測定法[1~2]によって確認されており、これらのモデルの変動は、屋内無線規格(すなわち、WLAN向けのIEEE 802.11n Technical Group[3])及び屋外無線規格(3Gセラーシステム向けの3GPP Technical Specification Groups[4])に導入されている。

【0291】

10

無線チャンネルにおける空間ダイバーシティを決定する他のファクタは、アンテナ要素の間隔[5~7]、アンテナの数[8~9]、アレイ開口[10~11]、アレイ構造[5、12、13]、偏波及びアンテナパターン[14~28]を含む、アンテナアレイの特徴である。

【0292】

アンテナアレイ設計の効果並びに無線リンクの空間ダイバーシティ(又は自由度)での伝播チャンネルの特徴を説明する統合モデルを[29]に示した。[29]の受信信号モデルは、以下によって示される。

【0293】

【数70】

20

$$y(q) = \int C(q, p)x(p)dp + z(q)$$

式中、

【0294】

【数71】

$$x(p) \in \mathbb{C}^3$$

は送信信号を説明する偏波ベクトルであり、

【0295】

【数72】

$$p, q \in \mathbb{R}^3$$

30

はそれぞれ送信アレイ及び受信アレイを説明する偏波ベクトルの位置であり、

【0296】

【数73】

$$C(\cdot, \cdot) \in \mathbb{C}^{3 \times 3}$$

は以下によって示される送信ベクトルの位置と受信ベクトルの位置との間のシステム応答を説明する行列である。

【0297】

【数74】

40

$$C(q, p) = \iint A_r(q, \hat{m})H(\hat{m}, \hat{n})A_t(\hat{n}, p)d\hat{n}d\hat{m}$$

式中、

【0298】

【数75】

$$A_t(\cdot, \cdot), A_r(\cdot, \cdot) \in \mathbb{C}^{3 \times 3}$$

はそれぞれ送信アレイの応答及び受信アレイの応答であり、

【0299】

50

【数 7 6】

$$H(\hat{\mathbf{m}}, \hat{\mathbf{n}}) \in \mathbb{C}^{3 \times 3}$$

はエントリが送信方向

【 0 3 0 0】

【数 7 7】

$\hat{\mathbf{n}}$

と受信方向

【 0 3 0 1】

【数 7 8】

10

$\hat{\mathbf{m}}$

との間の複素利得である、チャンネル応答行列である。D I D Oシステムでは、ユーザデバイスは1つ又は複数のアンテナを有してよい。簡潔さを期すために、理想的な等方性パターンを有する単一アンテナの受信機を仮定し、システム応答行列を以下のように書き直す。

【 0 3 0 2】

【数 7 9】

$$C(\mathbf{q}, \mathbf{p}) = \int H(\mathbf{q}, \hat{\mathbf{n}}) A(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p}) d\hat{\mathbf{n}}$$

20

式中、送信アンテナパターン

【 0 3 0 3】

【数 8 0】

$$A(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p})$$

のみを考慮した。

【 0 3 0 4】

マクスウェルの方程式及びグリーン関数の遠地項から、アレイ応答は [2 9] で近似できる。

【 0 3 0 5】

30

【数 8 1】

$$A(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p}) = \frac{j\eta e^{j2\pi d_0}}{2\lambda^2 d_0} (\mathbf{I} - \hat{\mathbf{n}}\hat{\mathbf{n}}^H) \mathbf{a}(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p})$$

【 0 3 0 6】

【数 8 2】

$$\mathbf{p} \in \mathcal{P}$$

であり、 \mathcal{P} はアンテナアレイを定義する空間であり、式中、

【 0 3 0 7】

【数 8 3】

40

$$\mathbf{a}(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p}) = \exp(-j2\pi \hat{\mathbf{n}}^H \mathbf{p})$$

であり、

【 0 3 0 8】

【数 8 4】

$$(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p}) \in \Omega \times \mathcal{P}$$

である。非偏波アンテナについては、アレイ応答を研究することは、上記の積分核を研究することに等しい。これ以降、異なるタイプのアレイの積分核の閉形式方程式 (closed for expressions) を示す。

50

【 0 3 0 9 】

非偏波線形アレイ

(波長で正規化された)長さLの非偏波線形アレイ及びz軸に沿って配向され、かつ原点を中心とするアンテナ要素については、積分核は[2 9]によって示される。

【 0 3 1 0 】

【数 8 5】

$$a(\cos \theta, p_z) = \exp(-j2\pi p_z \cos \theta)$$

【 0 3 1 1 】

上記の方程式を一連の移動ダイアドに拡大して、s i n c関数が1 / Lの分解能を有し、アレイ制限及びほぼ波数ベクトル制限部分空間の次元(すなわち、自由度)は以下の通りであることを得た。

$$D_F = L \left| \begin{array}{c} | \\ | \end{array} \right|$$

式中、 $\left| \begin{array}{c} | \\ | \end{array} \right| = \{ \cos \theta \}$; $\left| \begin{array}{c} | \\ | \end{array} \right|$ }である。横形アレイは $\left| \begin{array}{c} | \\ | \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} | \\ | \end{array} \right|$ であり、一方、エンドファイアは $\left| \begin{array}{c} | \\ | \end{array} \right| = \left| \begin{array}{c} | \\ | \end{array} \right|^2 / 2$ であることを認める。

【 0 3 1 2 】

非偏波球形アレイ

(波長で正規化された)半径Rの球形アレイの積分核は、[2 9]によって示される。

【 0 3 1 3 】

【数 8 6】

$$a(\hat{n}, \mathbf{p}) = \exp\{-j2\pi R [\sin \theta \sin \theta' \cos(\phi - \phi') + \cos \theta \cos \theta']\}$$

上記の関数を第1種の球ベッセル関数の合計で分解し、球形アレイの分解能は1 / (R²)であり、自由度は以下によって示されることを得た。

$$D_F = A \left| \begin{array}{c} | \\ | \end{array} \right| = R^2 \left| \begin{array}{c} | \\ | \end{array} \right|$$

【 0 3 1 4 】

式中、Aは球形アレイのエリアであり、

【 0 3 1 5 】

【数 8 7】

$$|\Omega| \subset [0, \pi) \times [0, 2\pi)$$

である。

【 0 3 1 6 】

無線チャンネルにおける可干渉エリア

球形アレイの分解能とそれらのエリアAとの関係を図43に示す。中央の球は、エリアAの球形アレイである。単位球面へのチャンネルクラスターの投射は、クラスターの角度広がり按比例するサイズの異なる散乱領域を定義する。各クラスター内のサイズ1 / Aのエリア(「可干渉エリア」と呼ぶ)は、アレイの放射界の基底関数の投射を示し、波数ベクトル領域内のアレイの分解能を定義する。

【 0 3 1 7 】

図43を図44と比較すると、可干渉エリアのサイズがアレイのサイズに反比例して減少することが認められる。実際、より大きいアレイは、より小さいエリアにエネルギーを集中させることができ、より大きい数の自由度D_Fが得られる。自由度の総数は、上記の定義に示すように、クラスターの角度広がりにも依存することに留意されたい。

【 0 3 1 8 】

図45は、アレイサイズが図44よりも更に大きいエリアを占め、更なる自由度が得られる別の例を示す。DIDOシステムでは、アレイ開口は、(アンテナがわずかな波長で隔てられると仮定して)全てのDIDO送信機によって占められる総面積で近似できる。その結果、図45は、DIDOシステムが、空間にアンテナを分散させることにより自由度を増加させることができ、したがって、可干渉エリアのサイズを低減させることを示す。これらの図は、理想的な球形アレイを仮定して生成されることに留意されたい。実際のシナリオでは、DIDOアンテナは広域にわたってランダムに分散し、得られる可干渉

10

20

30

40

50

エリアの形状は、これらの図に示すように規則的ではないことがある。

【0319】

図46は、アレイサイズが増加するにつれて、DIDO送信機間の物体数が増加することにより無線波が散乱するため、無線チャンネル内により多くのクラスターが含まれることを示す。したがって、(放射界にわたる)基底関数の数を増加させて、上記の定義に従って、更なる自由度を得られることが可能である。

【0320】

本特許出願に記載のマルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)は、無線チャンネルの可干渉エリアを利用して、異なるユーザに対して複数の独立した同時非干渉データストリームを作成する。所定のチャンネル状態及びユーザ分布に対して、放射界の基底関数が選択されて、あらゆるユーザが干渉のないリンクを経験するような方法で、異なるユーザに対して独立した同時無線リンクを作成する。MU-MASはあらゆる送信機とあらゆるユーザとの間のチャンネルを認識するため、事前符号化送信はこの情報に基づいて調整されて、異なるユーザに対して別々の可干渉エリアを作成する。

【0321】

本発明の一実施形態において、MU-MASは、ダーティーペーパー符号化(DPC)[30~31]又はTomlinson-Harashima(TH)[32~33]事前符号化など非線形事前符号化を利用する。本発明の別の実施形態において、MU-MASは、本発明者らの以前の特許出願でのようなブロック対角化(BD)[0003~0009]又はゼロフォーシングビームフォーミング(ZF-BF)[34]など非線形事前符号化を利用する。

【0322】

事前符号化を可能にするために、MU-MASはチャンネル状態情報(CSI)を把握する必要がある。CSIは、フィードバックチャンネルを介してMU-MASで利用可能になるか、時分割複信(TDD)システムでアップリンク/ダウンリンクチャンネル相互関係が可能であると仮定してアップリンクチャンネル上で推定される。CSIに必要なフィードバック量を低減する1つの方法は、限定フィードバック法[35~37]を使用することである。一実施形態において、MU-MASは限定フィードバック法を使用して制御チャンネルのCSIオーバーヘッドを低減する。限定フィードバック法においては、コードブック設計が重要である。一実施形態は、送信アレイの放射界にわたる基底関数からコードブックを定義する。

【0323】

ユーザが空間を移動するか、移動体(人又は車など)によって伝播環境が時間と共に変化するにつれて、可干渉エリアはそのロケーション及び形状を変化させる。これは、公知の無線通信におけるドップラー効果によるものである。本特許出願に記載のMU-MASは、ドップラー効果によって環境が変化するにつれて、事前符号化を調整してあらゆるユーザに対して可干渉エリアを絶えず適合させる。この可干渉エリアのアダプテーションは、異なるユーザに同時非干渉チャンネルを作成するためのものである。

【0324】

本発明の別の実施形態は、MU-MASシステムのアンテナの部分集合を適応的に選択して異なるサイズの可干渉エリアを作成する。例えば、ユーザが空間にまばらに分散する場合(すなわち、農村地帯又は無線リソースの使用率が低い時刻)、小さい部分集合のアンテナが選択され、可干渉エリアのサイズは、図43のアレイサイズに対して大きい。あるいは、密度の高いエリア(すなわち、都市部又は無線サービスの使用率がピークの時刻)では、より多くのアンテナが選択されて、互いに直近に存在するユーザに対して可干渉の小さいエリアを作成する。

【0325】

本発明の一実施形態において、MU-MASは、以前の特許出願[0003~0009]で説明したようにDIDOシステムである。DIDOシステムは、線形若しくは非線形事前符号化及び/又は限定フィードバック法を使用して、異なるユーザに対して可干渉エ

10

20

30

40

50

リアを作製する。

【0326】

数値結果

アレイサイズの間数として従来の多重入力多重出力(MIMO)システムにおける自由度を計算することによって開始する。非偏波線形アレイ及び2種類のチャンネルモデル(WiFiシステム向けのIEEE 802.11n規格のように屋内及びセラーシステム向けの3GPP-LTE規格のように屋外)を考える。[3]の屋内チャンネルモードは、範囲内のクラスターの数[2, 6]及び範囲内の角度広がり[15°, 40°]を定義する。都市マイクロ用屋外チャンネルモデルは、約6個のクラスター及び約20°の基地局における角度広がりを定義する。

10

【0327】

図47は、実際の室内及び屋外伝播シナリオにおけるMIMOシステムの自由度を示す。例えば、1波長を隔てた10個のアンテナを備える線形アレイを考えると、無線リンク全体で利用可能な最大自由度(又は空間チャンネルの数)は、屋外シナリオの場合に約3、屋内の場合は7に限定される。当然のことながら、室内チャンネルは、角度広がりが大きいため、より多くの自由度を提供する。

【0328】

次に、DIDOシステムにおける自由度を計算する。DIDOアクセスポイントが隣接する建物の異なる階に分布し得るダウンタウン都市シナリオなど、3D空間にわたってアンテナが分布している場合を考える。したがって、DIDO送信アンテナ(ファイバ又はDSLバックボーンを介して全て互いに接続されている)を球形アレイとしてモデル化する。また、クラスターは立体角にわたって均一に分布していると仮定する。

20

【0329】

図48は、アレイ直径の間数としてのDIDOシステムにおける自由度を示す。10波長に等しい直径については、約1000自由度がDIDOシステムで利用可能である。理論上、ユーザに対して最大1000個の非干渉チャンネルを作成することが可能である。空間に分布するアンテナによって増加した空間ダイバーシティは、従来のMIMOシステムにわたってDIDOによって提供される多重化利得にとって重要である。

【0330】

比較として、郊外環境においてDIDOシステムで達成可能な自由度を示す。クラスターは仰角(θ , ϕ)内に分布していると仮定し、クラスターの立体角を $\Omega = 4\pi \sin^2(\theta/2)$ と定義する。例えば、2階建ての建物を含む郊外シナリオにおいて、散乱の仰角は $\theta = 60^\circ$ であり得る。この場合、波長の間数としての自由度の数を図48に示す。

30

【0331】

参考文献

[1] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation", IEEE Jour. Select. Areas in Comm., vol. 195 SAC-5, no. 2, pp. 128~137, Feb. 1987。

40

【0332】

[2] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Statistical characteristics of measured MIMO wireless channel data and comparison to conventional models", Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 2, no. 7~11, pp. 1078~1082, Oct. 2001。

【0333】

[3] V. Erceg et al., "TGN channel models", IEEE 802.11-03/940r4, May 2004。

50

【0334】

[4] 3GPP Technical Specification Group, 'Spatial channel model, SCM-134 text V6.0', Spatial Channel Model AHG(Combined ad-hoc from 3GPP and 3GPP2), Apr. 2003.

【0335】

[5] 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.

10

【0336】

[6] V. Pohl, V. Jungnickel, T. Haustein, and C. von Helmolt, 'Antenna spacing in MIMO indoor channels', Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 2, pp. 749~753, May 2002.

【0337】

[7] M. Stoytchev, H. Safar, A.L. Moustakas, and S. Simon, 'Compact antenna arrays for MIMO applications', Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 3, pp. 708~711, July 2001.

20

【0338】

[8] K. Sulonen, P. Suvikunnas, L. Vuokko, J. Kivinen, and P. Vainikainen, 'Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments', IEEE Jour. Select. Areas in Comm., vol. 21, pp. 703~712, June 2003.

【0339】

[9] Shuangqing Wei, D.L. Goeckel, and R. Janaswamy, 'On the asymptotic capacity of MIMO systems with fixed length linear antenna arrays', Proc. IEEE Int. Conf. on Comm., vol. 4, pp. 2633~2637, 2003.

30

【0340】

[10] T.S. Pollock, T.D. Abhayapala, and R.A. Kennedy, 'Antenna saturation effects on MIMO capacity', Proc. IEEE Int. Conf. on Comm., 192 vol. 4, pp. 2301~2305, May 2003.

【0341】

[11] M.L. Morris and M.A. Jensen, 'The impact of array configuration on MIMO wireless channel capacity', Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 3, pp. 214~217, June 2002.

40

【0342】

[12] Liang Xiao, Lin Dal, Hairuo Zhuang, Shidong Zhou, and Yan Yao, 'A comparative study of MIMO capacity with different antenna topologies', IEEE ICCS'02, vol. 1, pp. 43

50

1 ~ 435, Nov. 2002.

【0343】

[13] A. Forenza and R. W. Heath Jr., 'Impact of antenna geometry on MIMO communication in indoor clustered channels', Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 2, pp. 1700 ~ 1703, June 2004.

【0344】

[14] M. R. Andrews, P. P. Mitra, and R. deCarvalho, 'Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization', Nature, vol. 409, pp. 316 ~ 318, Jan. 2001.

10

【0345】

[15] D. D. Stancil, A. Berson, J. P. Van't Hof, R. Negi, S. Sheth, and P. Patel, 'Doubling wireless channel capacity using co-polarized, co-located electric and magnetic dipoles', Electronics Letters, vol. 38, pp. 746 ~ 747, July 2002.

20

【0346】

[16] T. Svantesson, 'On capacity and correlation of multi-antenna systems employing multiple polarizations', Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 3, pp. 202 ~ 205, June 2002.

【0347】

[17] C. Degen and W. Keusgen, 'Performance evaluation of MIMO systems using dual-polarized antennas', Proc. IEEE Int. Conf. on Telecommun., vol. 2, pp. 1520 ~ 1525, Feb. 2003.

30

【0348】

[18] R. Vaughan, 'Switched parasitic elements for antenna diversity', IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 47, pp. 399 ~ 405, Feb. 1999.

【0349】

[19] P. Mattheijssen, M. H. A. J. Herben, G. Dolmans, and L. Leyten, 'Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds', IEEE Trans. on Veh. Technol., vol. 53, pp. 1035 ~ 1042, July 2004.

40

【0350】

[20] L. Dong, H. Ling, and R. W. Heath Jr., 'Multiple-input multiple-output wireless communication systems using antenna pattern diversity', Proc. IEEE Glob. Telecom. Conf., vol. 1, pp. 997 ~ 1001, Nov. 2002.

【0351】

[21] J. B. Andersen and B. N. Getu, 'The MIMO

50

cube - a compact MIMO antenna」, IEEE Proc. of Wireless Personal Multimedia Communications Int. Symp., vol. 1, pp. 112~114, Oct. 2002.

【0352】

[22] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, S. Schulteis, and W. Wiesbeck, 「Compact MIMO-arrays based on polarisation-diversity」, Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 2, pp. 499~502, June 2003.

10

【0353】

[23] C. B. Dietrich Jr, K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, 「Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals」, Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 49, pp. 1271~1281, Sep. 2001.

【0354】

[24] S. Visuri and D. T. Slock, 「Collocated antenna arrays: design desiderata for wireless communications」, Proc. of Sensor Array and Multichannel Sign. Proc. Workshop, pp. 580~584, Aug. 2002.

20

【0355】

[25] A. Forenza and R. W. Heath Jr., 「Benefit of pattern diversity via 2-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels」, IEEE Trans. on Communications, vol. 54, no. 5, pp. 943~954, May 2006.

【0356】

[26] A. Forenza and R. W. Heath, Jr., 「Optimization Methodology for Designing 2-CPAs Exploiting Pattern Diversity in Clustered MIMO Channels」, IEEE Trans. on Communications, Vol. 56, no. 10, pp. 1748~1759, Oct. 2008.

30

【0357】

[27] D. Piazza, N. J. Kirsch, A. Forenza, R. W. Heath, Jr., and K. R. Dandekar, 「Design and Evaluation of a Reconfigurable Antenna Array for MIMO Systems」, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 3, pp. 869~881, March 2008.

40

【0358】

[28] R. Bhagavatula, R. W. Heath, Jr., A. Forenza, and S. Vishwanath, 「Sizing up MIMO Arrays」, IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 3, no. 4, pp. 31~38, Dec. 2008.

【0359】

[29] Ada Poon, R. Brodersen and D. Tse, 「Deg

50

rees of Freedom in Multiple Antenna Channels: A Signal Space Approach», IEEE Transactions on Information Theory, vol. 51(2), Feb. 2005, pp. 523~536。

【0360】

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

【0361】

[31] 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。

10

【0362】

[32] M. Tomlinson, 「New automatic equalizer employing modulo arithmetic», Electronics Letters, Page(s): 138~139, March 1971。

【0363】

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

20

【0364】

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

【0365】

[35] T. Yoo, N. Jindal, and A. Goldsmith, 「Multi-antenna broadcast channels with limited feedback and user selection», IEEE Journal on Sel. Areas in Communications, vol. 25, pp. 1478~91, July 2007。

30

【0366】

[36] P. Ding, D. J. Love, and M. D. Zoltowski, 「On the sum rate of channel subspace feedback for multi-antenna broadcast channels», in Proc., IEEE Globecom, vol. 5, pp. 2699~2703, November 2005。

40

【0367】

[37] N. Jindal, 「MIMO broadcast channels with finite-rate feedback», IEEE Trans. on Info. Theory, vol. 52, pp. 5045~60, November 2006。

【0368】

IV. マルチユーザスペクトルの計画的進化及び廃用化のためのシステム及び方法
高速無線サービスに対する高まる需要及び携帯電話加入者数の増加は、初期のアナログ音声サービス (AMPS [1~2]) からデジタル音声 (GSM [3~4]、IS-95 CDMA [5])、データトラフィック (EDGE [6]、EV-DO [7])、及び

50

インターネットブラウジング (Wi-Fi [8 ~ 9]、WiMAX [10 ~ 11]、3G [12 ~ 13]、4G [14 ~ 15]) をサポートする規格まで、過去 30 年間にわたり無線産業において抜本的な技術革新をもたらしている。この 30 年間にわたる無線技術の成長は、以下の 2 つの主要な取り組みによって可能になっている。

i) Federal Communications Commission (FCC) [16] は、新たに現れた規格をサポートするために新しいスペクトルを割り当てている。例えば、AMPS システムの第 1 世代において、FCC によって割り当てられたチャンネルの数は 1983 年の当初 333 から 1980 年代後半の 416 へと増加して、セルラークライアント数の増加を支えた。より最近では、Wi-Fi、Bluetooth、及び ZigBee など技術の製品化は、かつて 1985 年に FCC によって割り当てられた未認可 ISM バンドの使用により可能になっている [17]。

10

ii) 無線産業は、限られた利用可能なスペクトルをより効率的に利用して、より高いデータ速度リンク及び加入者数の増加を支える、新たな技術を生み出してきた。無線の世界における 1 つの大きな革新は、1990 年代におけるアナログ AMPS システムからデジタル D-AMPS 及び GSM への移行であった。これにより、スペクトル効率が向上したために所定の周波数帯域に対してはるかに高い通話ボリュームが可能になった。別の根本的な変化は、以前の無線ネットワークのデータ速度を 4 倍向上させ、異なる規格で導入された (すなわち、Wi-Fi で IEEE 802.11n、WiMAX では IEEE 802.16、4G-LTE では 3GPP)、多重入力多重出力 (MIMO) など空間処理技術によって 2000 年代前半にもたらされた。

20

【 0369 】

高速無線接続の解決法を提供しようとする取り組みにも関わらず、無線産業は、高解像度 (HD) ビデオストリーミングを提供して、ゲームなどのサービスに対して高まる需要を満たし、あらゆる場所 (無線バックボーンの構築に費用がかかり、非現実的である農村地帯を含む) で無線カバレッジを提供するという新たな課題に直面している。現在、最先端の無線規格システム (すなわち、4G-LTE) は、HD ストリーミングサービスをサポートするデータ速度要件及び待ち時間制約を提供することができない。これは、特にネットワークが大量の同時リンクで過負荷の場合に該当する。ここにおいても、主な欠点は、限定的なスペクトル可用性であり、データ速度を真に向上し、完全なカバレッジを提供できる、スペクトル的に効率の良い技術の欠如であった。

30

【 0370 】

近年、分散入力分散出力 (DIDO) [18 ~ 21] と呼ばれ、発明者らの以前の特許出願 [0002 ~ 0009] に記載されている新技術が出現した。DIDO 技術では、スペクトル効率の数桁の増加が約束され、過負荷ネットワークにおける HD 無線ストリーミングサービスを可能にする。

【 0371 】

同時に、米国政府は今後 10 年間にわたって 500 MHz のスペクトルを開放する計画を進めることによりスペクトルの問題に対処している。この計画は、2010 年 6 月 28 日に発表され、新たな無線技術が新周波数帯域で作動し、都市部及び農村地帯で高速無線カバレッジを提供できるようにすることを目標とする [22]。この計画の一環として、FCC は、2010 年 9 月 23 日に「ホワイトスペース」と呼ばれる約 200 MHz の VHF 及び UHF スペクトルを未認可使用向けに開放した [23]。これらの周波数帯域で作動するための 1 つの制約は、同じ帯域で作動している既存のワイヤレスマイクデバイスとの有害な干渉を生じさせてはいけないことである。したがって、2011 年 7 月 22 日に、IEEE 802.22 ワーキンググループは、スペクトルを動的にモニタし、使用可能な帯域で作動することにより共存する無線デバイスとの有害な干渉を回避することを主な特徴とする、コグニティブ無線技術 (又はスペクトル検知) を使用する新たな無線システムの規格をまとめた [24]。ごく最近になって、ホワイトスペースの一部を認可使用に割り当て、周波数オークションに従ってこのホワイトスペースを開放するという議論がなされている [25]。

40

50

【 0 3 7 2 】

同一周波数帯域内での未認可デバイスの共存及び未認可使用対認可使用のスペクトル競合は、F C C スペクトル割り当て計画にとって何年間にもわたる2つの重要課題であった。例えば、ホワイトスペースでは、ワイヤレスマイクと無線通信デバイスとの共存は、コグニティブ無線技術を通じて可能となっている。しかし、コグニティブ無線は、D I D O など空間処理を使用する他の技術のスペクトル効率のごく一部しか提供しない。同様に、W i - F i システムの性能は、アクセスポイント数及び同一未認可 I S M バンドで作動し、未制御干渉をもたらす B l u e t o o t h / Z i g B e e デバイスの使用の増加により、過去10年にわたって著しく劣化している。未認可スペクトルの欠点の1つは、今後数年間にわたって汚染し続けるであろう、R F デバイスの無秩序な使用である。R F 汚染は、未認可スペクトルが将来の認可作動に使用されることも阻止する。したがって、無線広帯域商用サービス及びスペクトルオークションの重要な市場機会を制限する。

10

【 0 3 7 3 】

本発明者らは、無線スペクトルを動的に割り当てて、異なるサービス及び規格の共存及び進化を可能にする新しいシステム及び方法を提案する。この方法の一実施形態は、スペクトルの特定部分で作動する資格を R F 送受信機に動的に割り当て、同一 R F デバイスを廃用化させて以下のことを実現できる。

i) 新しいタイプの無線操作(即ち、認可対未認可)を可能にする、及び/又は新たな R F 電力放出制限を満たすためのスペクトルの再構成可能性。この特徴により、認可スペクトル対未認可スペクトルの使用を事前に計画する必要なく、必要に応じてスペクトルオークションを開催できる。また、送信電力レベルを調整して、F C C から課せられる新電力放出レベルを満たすことができる。

20

i i) 既存技術との干渉を回避しつつ、新技術の登場時に帯域を動的に再割り当てできるように、同一帯域内で作動する異なる技術(すなわち、ホワイトスペースと、ワイヤレスマイク、W i F i、及び B l u e t o o t h / Z i g B e e と)の共存。

i i i) より高いスペクトル効率、より良好なカバレッジ、及び向上した性能を提供して、より高い Q o S を要求する新しいタイプのサービス(すなわち、H D ビデオストリーミング)をサポートするより高度な技術へのシステムの移行時の無線インフラストラクチャのシームレスな進化。

【 0 3 7 4 】

30

これ以降、マルチユーザスペクトルの計画的進化及び廃用化のためのシステム及び方法を説明する。システムの一実施形態は、図49に示すように、1つ又は複数の集中型プロセッサ(C P) 4 9 0 1 ~ 4 9 0 4 と、有線又は無線接続を介して通信する1つ又は複数の分散ノード(D N) 4 9 1 1 ~ 4 9 1 3 と、からなる。例えば、4 G - L T E ネットワーク[2 6]の関連では、集中型プロセッサはいくつかの N o d e B 送受信機に接続されたアクセスコアゲートウェイ(A C G W)である。W i - F i の関連では、集中型プロセッサはインターネットサービスプロバイダ(I S P)であり、分散ノードは、モデム又はケーブル若しくは D S L への直接接続を通じて I S P に接続された W i - F i アクセスポイントである。本発明の別の実施形態において、システムは、分散入力分散出力(D I D O)システム[0 0 0 2 ~ 0 0 0 9]であり、1つの集中型プロセッサ(又は B T S)と、D I D O アクセスポイント(又は B S N を通じて B T S に接続された D I D O 分散型アンテナ)である分散ノードと、を備える。

40

【 0 3 7 5 】

D N 4 9 1 1 ~ 4 9 1 3 は、C P 4 9 0 1 ~ 4 9 0 4 と通信する。D N から C P へと交換された情報を使用して、ネットワークアーキテクチャの発展的設計に合わせてノードの構成を動的に調整する。一実施形態では、D N 4 9 1 1 ~ 4 9 1 3 は C P と識別番号を共有する。C P は、ネットワークを介して接続されている全ての D N の識別番号をルックアップテーブル又は共有テーブルに格納する。これらのルックアップテーブル又はデータベースは、他の C P と共有することができ、この情報は、全ての C P がネットワーク上の全ての D N に関する最新情報に常にアクセスできるように同期化される。

50

【 0 3 7 6 】

例えば、FCCは特定部分のスペクトルを未認可使用に割り当てることを決定することがあるが、提案されるシステムはそのスペクトル内で作動されるように設計できる。スペクトルが不足しているため、今後、FCCが、これらのスペクトルの一部を商業キャリア（すなわち、AT&T、Verizon、又はSprint）、防衛、又は公衆安全用途の認可使用に割り当てる必要があり得る。従来の無線システムでは、未認可帯域で作動する無線デバイスは、認可を受けたRF送受信機に対して有害な干渉を生じさせるため、この共存は不可能である。本発明者らの提案するシステムでは、分散ノードがCP 4901 ~ 4903と制御情報を交換して、RF送信を発展的帯域計画に適合させる。一実施形態において、DN 4911 ~ 4913は、本来、利用可能スペクトル内の異なる周波数帯域にわたって作動するように設計された。FCCがこのスペクトルの一部又は複数部分を認可操作に割り当てると、CPは未認可DNと制御情報を交換し、未認可DNが認可DNと干渉しないように、これらを再構成して認可使用向け周波数帯域を停止させる。このシナリオは図50に示されており、未認可ノード（例えば、5002）は黒丸で示され、認可ノード（例えば、5001）は白丸で示される。別の実施形態において、スペクトル全体が新しい認可サービスに割り当てられることができ、制御情報は、CPが全ての未認可DNを停止させ、認可DNとの干渉を回避するために使用される。このシナリオは図51に示されており、廃用化された未認可ノードは十字記号で覆われる。

10

【 0 3 7 7 】

別の例として、FCC露出制限[27]を満たすために所定の周波数で作動する特定デバイスに関して電源放出を制限することが必要であり得る。例えば、無線システムは、本来、屋外屋上送受信機アンテナに接続されたDN 4911 ~ 4913との固定無線リンク用に設計され得る。後に、同一のシステムが、屋内ポータブルアンテナを含むDNをサポートしてより良好な屋内カバレッジを提供するように更新されてよい。携帯デバイスのFCC露出制限は、人体により近接する可能性があるため、屋上送信機よりも厳しい。この場合、屋外用途に設計された旧式のDNは、送信電力設定が調整される限り、屋内用途に再利用できる。本発明の一実施形態において、DNは所定の複数組の送信電力レベルで設計され、CP 4901 ~ 4903はDN 4911 ~ 4913に制御情報を送信して、システムのアップグレード時に新しい電力レベルを選択し、これにより、FCC露出制限を満たす。別の実施形態において、DNは1つの電力放出設定のみで製造され、新しい電力放出レベルを超えるこれらのDNはCPによってリモートで停止される。

20

30

【 0 3 7 8 】

一実施形態において、CP 4901 ~ 4903はネットワーク内の全てのDN 4911 ~ 4913を定期的にモニタして、特定の規格に従ってRF送受信機として作動する資格を定義する。最新ではないこれらのDNは、廃止と表示され、ネットワークから除去され得る。例えば、現在の電力制限及び周波数帯域内で作動するDNはネットワーク内でアクティブのままであり、他の全ては停止される。CPによって制御されるDNパラメータは電力放出及び周波数帯域に限定されるものではなく、DNとクライアントデバイスとの間の無線リンクを定義する任意のパラメータであり得ることに留意されたい。

【 0 3 7 9 】

本発明の別の実施形態において、DN 4911 ~ 4913は再構成されて、同一スペクトル内での異なる規格のシステムを共存を可能にすることができる。例えば、WLANの関連で作動する特定のDNの電力放出、周波数帯域、又は他の構成パラメータは、有害な干渉を回避しつつ、WPAN用途に設計された新たなDNの導入に適合するように調整されることができる。

40

【 0 3 8 0 】

無線ネットワーク内でのデータ速度及びカバレッジを向上させるために新しい無線規格が定められると、DN 4911 ~ 4913はこれらの規格をサポートするように更新され得る。一実施形態において、DNは、ベースバンド信号処理用アルゴリズムを実行するFPGA、DSP、CPU、GPU及び/又はGPGPUなどプログラム可能な計算機能

50

を備えるソフトウェア無線（SDR）である。規格がアップグレードされた場合、新しいベースバンドアルゴリズムがCPからDNにリモートでアップロードされて新しい規格を反映する。例えば、一実施形態において、最初の規格がCDMAベースであり、続いて、その代わりにOFDM技術が使用されるようになり、異なるタイプのシステムをサポートする。同様に、サンプルレート、電力、及び他のパラメータがDNにリモートで更新され得る。このDNのSDR機能により、新技術の開発時にネットワークを継続的にアップグレードして、システム性能全体を向上できる。

【0381】

別の実施形態において、本明細書に記載のシステムは、複数のCPと、分散ノードと、CPをDNに相互接続するネットワークと、からなるクラウド無線システムである。図52は、クラウド無線システムの一例を示しており、黒丸で識別されるノード（例えば、5203）がCP 5206と通信し、白丸で識別されるノードがCP 5205と通信し、CP 5205～5206は、ネットワーク5201を通してずっと互いに通信する。本発明の一実施形態において、クラウド無線システムはDIDOシステムであり、DNはCPに接続されており、情報を交換してシステムパラメータを定期的に、又は直ちにシステムパラメータを再構成し、動的に調整して無線アーキテクチャの変化する状態に合わせる。DIDOシステムにおいて、CPはDIDO BTSであり、分散ノードはDIDO分散型アンテナであり、ネットワークはBSNであり、複数のBTSは本発明者らの以前の特許出願[0002～0009]で説明したようにDIDO集中型プロセッサを介して互いに相互接続されている。

【0382】

クラウド無線システム内の全てのDN 5202～5203は異なる組にグループ分けできる。これらの組のDNは、各組が異なる多重アクセス技術（例えば、TDMA、FDMA、CDMA、OFDMA、及び/又はSDMA）、異なる変調（例えば、QAM、OFDM）、及び/又は符号化方式（例えば、畳み込み符号化、LDPC、ターボ符号）をサポートしつつ、多数のクライアントデバイスに対して非干渉無線リンクを同時に作成できる。同様に、あらゆるクライアントは、異なる多重アクセス技術及び/又は異なる変調/符号化方式でサービスを供給されてよい。CP 5205～5206は、システム内のアクティブクライアント及びこれらが無線リンクに導入する規格に基づいて、これらの規格をサポートでき、クライアントデバイスの範囲内であるDNの部分集合を動的に選択する。

【0383】

参考文献

[1] Wikipedia, 「Advanced Mobile Phone System」

http://en.wikipedia.org/wiki/Advanced__Mobile__Phone__System

【0384】

[2] AT&T, 「1946: First Mobile Telephone Call」

<http://www.corp.att.com/attlabs/reputation/timeline/46mobile.html>

【0385】

[3] GSMA, 「GSM technology」

<http://www.gsmworld.com/technology/index.htm>

【0386】

[4] ETSI, 「Mobile technologies GSM」

<http://www.etsi.org/WebSite/Technologies/gsm.aspx>

【0387】

[5] Wikipedia, 「IS - 95」

<http://en.wikipedia.org/wiki/IS-95>

【0388】

[6] Ericsson, 「The evolution of EDGE」

http://www.ericsson.com/res/docs/whitepapers/evolution_to_edge.pdf

【0389】

[7] Q. Bi (2004-03). 「A Forward Link Performance Study of the 1xEV-DO Rel. 0 System Using Field Measurements and Simulations」 (PDF). Lucent Technologies.

10

<http://www.cdg.org/resources/whitepapers/files/Lucent%201xEV-DO%20Rev%200%20Mar%2004.pdf>

【0390】

[8] Wi-Fi alliance, <http://www.wi-fi.org/>

【0391】

[9] Wi-Fi alliance, 「Wi-Fi certified make sit Wi-Fi」

20

http://www.wi-fi.org/files/WFA_Certification_Overview_WP_en.pdf

【0392】

[10] WiMAX forum, <http://www.wimaxforum.org/>

【0393】

[11] C. Eklund, R. B. Marks, K. L. Stanwood and S. Wang, 「IEEE Standard 802.16: A Technical Overview of the WirelessMAN (商標) Air Interface for Broadband Wireless Access」

30

http://ieee802.org/16/docs/02/C80216-02_05.pdf

【0394】

[12] 3GPP, 「UMTS」, <http://www.3gpp.org/article/umts>

【0395】

[13] H. Ekstrom, A. Furuskar, J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner, and M. Wahlgqvist 「Technical Solutions for the 3G Long-Term Evolution」, IEEE Communications Magazine, pp. 38~45, Mar. 2006

40

【0396】

[14] 3GPP, 「LTE」, <http://www.3gpp.org/LTE>

【0397】

[15] Motorola, 「Long Term Evolution (LTE): A Technical Overview」, <http://business.motorola.com/experienceLTE/pdf/LTETechnicalOverview.pdf>

【0398】

[16] Federal Communications Commission, 「

50

Authorization of Spread Spectrum Systems Under Parts 15 and 90 of the FCC Rules and Regulations», June 1985

【0399】

[17] ITU, 「ISM band」 <http://www.itu.int/ITU-R/terrestrial/faq/index.html#g013>

【0400】

[18] S. Perlman and A. Forenza 「Distributed-input distributed-output (DIDO) wireless technology: a new approach to multiuser wireless», Aug. 2011

10

http://www.rearden.com/DIDO/DIDO_White_Paper_110727.pdf

【0401】

[19] Bloomberg Businessweek, 「Steve Perlman's Wireless Fix», July 27, 2011

<http://www.businessweek.com/magazine/the-edison-of-silicon-valley-07272011.html>

【0402】

[20] Wired, 「Has OnLive's Steve Perlman Discovered Holy Grail of Wireless?», June 30, 2011

20

<http://www.wired.com/epicenter/2011/06/perlman-holy-grail-wireless/>

【0403】

[21] The Wall Street Journal 「Silicon Valley Inventor's Radical Rewrite of Wireless», July 28, 2011

<http://blogs.wsj.com/digits/2011/07/28/silicon-valley-inventors-radical-rewrite-of-wireless/>

30

【0404】

[22] The White House, 「Presidential Memorandum: Unleashing the Wireless Broadband Revolution», June 28, 2010

<http://www.whitehouse.gov/the-press-office/presidential-memorandum-unleashing-wireless-broadband-revolution>

【0405】

[23] FCC, 「Open commission meeting», Sept. 23rd, 2010

40

<http://reboot.fcc.gov/open-meetings/2010/september>

【0406】

[24] IEEE 802.22, 「IEEE 802.22 Working Group on Wireless Regional Area Networks», <http://www.ieee802.org/22/>

【0407】

[25] 「A bill», 112th congress, 1st session, July 12, 2011

50

<http://republicans.energycommerce.house.gov/Media/file/Hearings/Telecom/071511/DiscussionDraft.pdf>

【0408】

[26] H. Ekstrom, A. Furuskar, J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner, and M. Wahlgqvist 「Technical Solutions for the 3G Long-Term Evolution」, IEEE Communications Magazine, pp. 38~45, Mar. 2006

【0409】

[27] FCC, 「Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radio frequency electromagnetic fields」, OET Bulletin 65, Edition 97-01, Aug. 1997

【0410】

V. 分散入力分散出力無線システムにおけるドップラー効果を補正するためのシステム及び方法

この部分の発明を実施するための最良の形態においては、適応的にそのパラメータを再構成して、ユーザ移動性又は伝播環境の変化によるドップラー効果を補正するマルチユーザ無線送信のためのマルチユーザ(MU)多重アンテナシステム(MAS)を説明する。一実施形態において、MASは、同時係属の特許出願[0002~0016]で説明し、図53に示すように、分散入力分散出力(DIDO)システムである。一実施形態のDIDOシステムは、以下の構成要素を含む。

- ・ユーザ機器(UE)：一実施形態のUE 5301は、ダウンリンク(DL)チャンネル上でDIDOバックホールからデータストリームを受信し、アップリンク(UL)チャンネルを介してDIDOバックホールにデータを送信する、固定又はモバイルクライアント用RF送受信機を含む。

- ・基地送受信機局(BTS)：一実施形態のBTS 5310~5314は、DIDOバックホール及び無線チャンネルのインタフェースとなる。BTS 5310~5314は、ベースバンド信号をRFに変換する、DAC/ADC及び高周波(RF)チェーンからなるアクセスポイントである。場合によっては、BTSは、電力増幅器/アンテナを備える単純なRF送受信機であり、RF信号は、本発明者らの特許出願で説明するようにRF-over-fiber技術を通じてBTSに伝送される。

- ・コントローラ(CTR)：一実施形態におけるCTR 5320は、BTS及び/又はUEの時間/周波数同期用トレーニング信号の送信、UEに対する制御信号の送受信、UEからのチャンネル状態情報(CSI)又はチャンネル品質情報の受信など特定の専用機能向けに設計された、ある特定タイプのBTSである。

- ・集中型プロセッサ(CP)：一実施形態のCP 5340は、インターネット又は他のタイプの外部ネットワーク5350及びDIDOバックホールのインタフェースとなる、DIDOサーバである。CPは、DIDOベースバンド処理を計算し、DL送信のために分散型BTSに波形を送信する。

- ・基地局ネットワーク(BSN)：一実施形態のBSN 5330は、DLチャンネル又はULチャンネルのいずれかのために情報を伝送する分散型BTSにCPを接続するネットワークである。BSNは、有線ネットワーク、無線ネットワーク、又はこれら2つの組合せである。例えば、BSNは、DSL、ケーブル、光ファイバネットワーク、又はline-of-sight若しくはnon-line-of-sight無線リンクである。更に、BSNは固有ネットワーク、又はローカルエリアネットワーク、又はインターネットである。

【0411】

同時係属出願に記載するように、DIDOシステムは、各ユーザが干渉のないチャネル

10

20

30

40

50

ルを受信できるように複数のユーザに対して独立したチャンネルを作成する。D I D Oシステムでは、分散型アンテナ又はB T Sを使用して空間ダイバーシティを利用することにより達成される。一実施形態において、D I D Oシステムは、空間ダイバーシティ、偏波ダイバーシティ、及び／又はパターンダイバーシティを使用して各チャンネル内の自由度を増加させる。無線リンクの増加した自由度は、増加した数のU E（すなわち、多重化利得）への独立したデータストリームの送信及び／又はカバレッジ（すなわち、ダイバーシティ利得）の向上に使用される。

【0412】

B T S 5310～5314は、インターネット又はB S Nへのアクセスが存在する便利な任意の場所に配置される。本発明の一実施形態において、U E 5301～5305は、図54に示すように、B T S又は分散型アンテナの間、これらの周囲、及び／又はこれらに囲まれるようにランダムに配置される。

10

【0413】

一実施形態において、B T S 5310～5314は、図55に示すように、D Lチャンネル上でトレーニング信号及び／又は独立したデータストリームをU E 5301に送信する。トレーニング信号は、U Eが、時間／周波数同期、チャンネル推定、及び／又はチャンネル状態情報（C S I）の推定など異なる目的で使用する。本発明の一実施形態において、M U - M A S D Lは、ダーティーペーパー符号化（D P C）[1～2]又はT o m l i n s o n - H a r a s h i m a（T H）[3～4]事前符号化など非線形事前符号化を利用する。本発明の別の実施形態において、M U - M A S D Lは、本発明者の同時係属特許出願に記載するようなブロック対角化（B D）[0003～0009]又はゼロフォーシングビームフォーミング（Z F - B F）[5]など非線形事前符号化を利用する。B T Sの数がU Eよりも大きい場合、追加のB T Sが使用されて、[0002～0016]に記載のアンテナ選択又は固有モード選択などダイバーシティ方式を通じてあらゆるU Eに対するリンク品質を増加する。B T Sの数がU Eよりも小さい場合、追加のU Eが、従来の多重化技術（例えば、T D M A、F D M A、C D M A、O F D M A）を通じて他のU Eと無線リンクを共有する。

20

【0414】

U Lチャンネルは、U E 5301からC P 5340へのデータ送信、及び／又はD I D O事前符号化器によって使用されるC S I（又はチャンネル品質情報）の送信に使用される。一実施形態において、U EからのU Lチャンネルは、従来の多重化技術（例えば、T D M A、F D M A、C D M A、O F D M A）を通じて、図56に示すようにC T Rに、又は最も近いB T Sに多重化される。本発明の別の実施形態において、図57に示すように、空間処理技術が使用されて、U E 5301からのU Lチャンネルを分散型B T S 5310～5314に分離させる。例えば、U Lストリームは、多重入力多重出力（M I M O）多重化方式を通じてD I D Oアンテナにクライアントから送信される。M I M O多重化方式は、クライアントからの独立したデータストリームの送信と、D I D Oアンテナにおける線形又は非線形受信機の使用による同一チャンネル干渉の排除と、を含む。別の実施形態において、U L／D Lチャンネル相互関係が持続され、チャンネルは、ドップラー効果によりD L送信とU L送信との間であまり大幅に変化しないと仮定して、ダウンリンク重みをアップリンクにわたって使用して、アップリンクストリームを復調させる。別の実施形態において、U Lチャンネル上で最大比合成（M R C）受信機が使用されて、D I D Oアンテナにおいてあらゆるクライアントからの信号品質を増加させる。

30

40

【0415】

D L／U Lチャンネル上で送信されるデータ、制御情報、及びC S Iは、B S N 5330を介してC P 5340とB T S 5310～5314との間で共有される。D Lチャンネルの既知のトレーニング信号はB T S 5310～5314においてメモリに保存されて、B S N 5330上のオーバーヘッドを低減することができる。ネットワークのタイプに応じて（すなわち、無線対有線、D S L対ケーブル又は光ファイバ）、C P 5340とB T S 5310～5314との間で情報を交換するために利用可能なデータ速度

50

がBSN 5330上で十分ではないことがあり得る（特に、ベースバンド信号がBTSに送達される場合）。例えば、BTSが、5MHz帯域幅上であらゆるUEに10Mbpsの独立したデータストリームを送信する（無線リンク上で使用されるデジタル変調及びFEC符号化方式に応じて）と仮定する。実数部に16ビットの量子化が使用され、虚数部に16が使用される場合、ベースバンド信号には、BSN上でCPからBTSまで160Mbpsのデータ収量が必要である。一実施形態において、CP及びBTSには、BSN上で送信された情報を圧縮するための符号化器及びこれらの情報を解凍するための復号化器が装備されている。送信リンクでは、CPからBTSに送信された事前符号化ベースバンドデータが圧縮されて、BSN上で送信されるビット量及びオーバーヘッドを低減する。同様に、逆方向リンクでは、BTSからCPへとBSN上で送信される前に、CSI並びにデータ（UEからBTSへとアップリンクチャンネル上で送信される）が圧縮される。BSN上で送信されるビット量及びオーバーヘッドを低減するために、無損失技術及び/又は損失技術[6]が含まれるが、これらに限定されない異なる圧縮アルゴリズムが使用される。

【0416】

一実施形態において使用されるDIDOシステムの1つの特徴は、CP 5340に全てのBTS 53105314とUE 5301との間のCSI又はチャンネル品質情報を認識させて事前符号化を可能にすることである。説明したように、DIDOの性能は、無線リンクの変化率に対してCSIがCPに送達される速度に依存する。チャンネル複素利得の変動は、UE移動度及び/又はドップラー効果を引き起こす伝播環境の変化によるものであることが公知である。チャンネルの変化率は、最大ドップラーシフトに反比例するチャンネル可干渉時間(T_c)の観点から測定される。DIDO送信を確実に実行するためには、CSIフィードバックによる待ち時間がチャンネル可干渉時間に対してわずか（例えば、1/10以下）である必要がある。一実施形態において、CSIフィードバックループでの待ち時間は、図58に示すように、CSIトレーニングの送信時間と、事前符号化データのUE側での復調時間との差の時間として測定される。

【0417】

周波数分割複信(FDD)DIDOシステムにおいては、BTS 5310~5314はCSIトレーニングをUE 5301に送信し、UE 5301はCSIを推定し、BTSにフィードバックする。次に、BTSはBSNを介してCSIをCP 5340に送信し、CP 5340は、DIDO事前符号化データストリームを計算し、BSN 5330を介してこれらをBTSに戻す。最後に、BTSは、データを復調するUEに事前符号化ストリームを送信する。図58を参照すると、DIDOフィードバックの総待ち時間は以下によって示される。

$$2 * T_{DL} + T_{UL} + T_{BSN} + T_{CP}$$

式中、 T_{DL} は、ダウンリンクフレームの構築、送信、及び処理を行う時間を含み、 T_{UL} は、アップリンクフレームの構築、送信、及び処理を行う時間を含み、 T_{BSN} は、BSN上での往復待ち時間であり、 T_{CP} は、CPがCSIを処理し、UEのために事前符号化データストリームを生成し、現在の送信に関して異なるUEの予定を決定するためにかかる時間である。この場合、 T_{DL} は、トレーニング信号時間（BTSからUEへ）及びフィードバック信号時間（UEからBTSへ）に相当させるために2を乗じる。時分割複信(TDD)では、チャンネル相互関係が利用可能な場合、UEは、CSIを計算し、それをCPに送信するBTSにCSIトレーニングを送信するため、最初の段階が省略される（すなわち、BTSからUEにCSIトレーニング信号を送信する）。したがって、この実施形態において、DIDOフィードバックループの総待ち時間は、以下の通りである。

$$T_{DL} + T_{UL} + T_{BSN} + T_{CP}$$

【0418】

待ち時間 T_{BSN} は、BSNのタイプ（専用ケーブル、DSL、光ファイバ接続、又は一般インターネットかどうか）に依存する。典型的な値は、1msecの何分のいくつか

と50 msecとの間で変化し得る。CPでの計算時間は、DIDO処理がCPにおいてASIC、FPGA、DSP、CPU、GPU及び/又はGPGPUなど専用プロセッサで実行される場合、短縮できる。更に、BTS 5310~5314の数がUE 5301の数を超える場合、全てのUEは、マルチユーザ予定決定により同一時間にサービスが提供され、それにより待ち時間を除去することができる。したがって、待ち時間 T_{CP} は T_{BSN} と比較して取るに足りないものである。最終的に、DL及びULの送信処理及び受信処理は、典型的には、取るに足らない計算時間でASIC、FPGA、又はDSPで実行され、信号帯域幅が比較的大きい(例えば、1MHz超)場合には、フレーム時間を非常に小さく(すなわち、1msec未満)にすることができる。したがって、 T_{DL} 及び T_{UL} もまた、 T_{BSN} と比較して取るに足りないものである。

10

【0419】

本発明の一実施形態において、CP 5340は全てのUE 5301のドップラー速度を追跡し、BTS 5310~5314を最低の T_{BSN} でより高いドップラーのUEに動的に割り当てる。このアダプテーションは、以下の異なる基準に基づいている。

- ・BSNのタイプ：例えば、専用光ファイバリンクは、典型的には、ケーブルモデム又はDSLよりも低い待ち時間を経験する。その結果、より低い待ち時間のBSNは高移動度UE(例えば、高速道路上の自動車、電車)に使用されるが、より高い待ち時間のBSNは、固定無線又は低移動度UE(例えば、宅内機器、歩行者、住宅地域の自動車)に使用される。

- ・QoSのタイプ：例えば、BSNは異なるタイプのDIDOトラフィック又は非DIDOトラフィックをサポートできる。異なるタイプのトラフィックに対して異なる優先度でサービス品質(QoS)を定義することが可能である。例えば、BSNは、DIDOトラフィックに高優先度を割り当て、非DIDOトラフィックには低優先度を割り当てる。あるいは、高優先度のQoSは高移動度UEのトラフィックに割り当てられ、低優先度のQoSは低移動度のUEに割り当てられる。

20

- ・長期統計：例えば、BSN上のトラフィックは、時刻に応じて著しく変化することがある(例えば、家庭の夜間使用及び事務所の日中使用)。より高いトラフィック負荷は、より高い待ち時間をもたらす得る。その結果、異なる時刻において、高トラフィックのBSNは、より高い待ち時間をもたらす場合、低移動度UEに使用されるが、低トラフィックのBSNは、より低い待ち時間をもたらす場合、高移動度UEに使用される。

30

- ・短期統計：例えば、いずれのBSNもより高い待ち時間をもたらす得る一時的なネットワークの輻輳の影響を受けることがある。その結果、輻輳がより高い待ち時間をもたらす場合は低移動度UE及び残りのBSNのために、これらがより低い待ち時間の場合には高移動度UEのために、CPは、輻輳が発生したBSNから適応的にBTSを選択することができる。

【0420】

本発明の別の実施形態において、BTS 5310~5314は、個々のBTS-UEリンクで経験されたドップラーに基づいて選択される。例えば、図59のline-of-sight(LOS)リンクBでは、最大ドップラーシフトは、以下の公知の方程式に従って、BTS-UEリンクと車速(v)との角度(ϕ)の関数である。

40

【0421】

【数88】

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \phi$$

式中、 λ は搬送周波数に対応する波長である。したがって、LOSチャンネルにおいて、ドップラーシフトは、図59のリンクAについて最大であり、リンクCについてはほぼゼロである。非LOS(NLOS)では、最大ドップラーシフトはUEの周囲の多経路の方向に基づくが、一般に、DIDOシステムにおけるBTSは分散型であるという性質のため、一部のBTSは、所定のUE(例えば、BTS 5312)についてより高いドッ

50

プラーを経験するが、他のBTSは所定のUE（例えば、BTS 5314）についてより低いドップラーを経験するであろう。

【0422】

一実施形態において、CPは、あらゆるBTS-UEリンク上でドップラー速度を追跡し、あらゆるUEに関して最低のドップラー効果を有するリンクのみを選択する。本明細書に記載の技術と同様に、CP 5340は、あらゆるUE 5301に対して「ユーザクラスター」を定義する。ユーザクラスターは、図60に示すように、UEに対して良好なリンク品質（特定の信号対雑音比、SNR、閾値に基づいて定義される）及び低ドップラー（例えば、所定のドップラー閾値に基づいて定義される）を有するBTSの組である。図60では、BTS 5~10の全てがUE 1に対して良好なSNRを有するが、BTS 6~9のみが低ドップラー効果（例えば、指定閾値未満）を経験する。

10

【0423】

この実施形態のCPは、あらゆるBTS-UEリンクのSNR及びドップラーの値の全てを行列に記録し、SNR閾値及びドップラー閾値を満たす部分行列を選択する。図61に示す例において、部分行列は、 $C_{2,6}$ 、 $C_{2,7}$ 、 $C_{3,9}$ 、 $C_{4,7}$ 、 $C_{4,8}$ 、 $C_{4,9}$ 、及び $C_{5,6}$ を囲む緑色の点線で識別される。DIDO事前符号化重みは、該当する部分行列に基づいて該当するUEに対して計算される。BTS 5及び10は、図61に示すようにUE 2、3、4、5、及び7によって到達可能であることに留意されたい。その結果、これらの他のUEへの送信時にUE 1への干渉を回避するために、BTS 5及び10のいずれかは、切り替えられるか、TDMA、FDMA、CDMA、又はOFDMAなど従来の多重化技術に基づいて異なる直交チャンネルに割り当てられる必要がある。

20

【0424】

別の実施形態において、DIDO事前符号化システムの性能に対するドップラー効果の悪影響は、過去のチャンネル推定に基づいて将来の複素チャンネル係数を予想する1つの技術である線形予想によって低減される。制約を意図するのではなく、例として、単入力単出力(SISO)及びOFDM無線システムの異なる予想アルゴリズムが[7~11]で提案された。将来のチャンネル複素係数を把握していれば、古いCSIによる誤差を低減することが可能である。例えば、図62は、異なる時間、すなわち、 $i)t_{CTR}$ は、図58のCTRがFDDシステムにおいてUEからCSIを受信する（又は、同時に、BTSがTDDシステムにおいてDL/UL相互関係を使用するULチャンネルからCSIを推定する）時間であり、 $i i)t_{CP}$ は、CSIがBSNを介してCPに送達される時間であり、 $i i i)t_{BTS}$ は、CSIが無線リンク上で事前符号化に使用される時間である、におけるチャンネル利得（又はCSI）を示す。図62では、待ち時間 T_{BSN} （図58にも示す）のために、時間 t_{CTR} で推定されたCSIは、時間 t_{BTS} においてDLチャンネル上での無線送信に使用する時点までには、古くなるであろう（すなわち、複素チャンネル利得が変化した）ことが認められる。ドップラーによるこの効果を回避する1つの方法は、CPにおいて予想方法を実行することである。 t_{CTR} において使用可能なCSI推定は、CTRからCPへの遅延によって $T_{BSN}/2$ 遅れ、図62の時間 t_0 におけるチャンネル利得に対応する。その結果、CPは、時間 t_0 以前に予想されたCSIの全て又は一部を使用し、メモリに格納して、時間 $t_0 + T_{BSN} = t_{CP}$ において将来のチャンネル係数を予想する。予想アルゴリズムが最小の誤り伝播を有する場合、時間 t_{CP} において予想されたCSIは、将来のチャンネル利得を確実に再現する。予想されたCSIと現在のCSIとの時間差は予想範囲と呼ばれ、SISOシステムにおいて、典型的には、チャンネル可干渉時間に対応する。

30

40

【0425】

DIDOシステムにおいては、予想アルゴリズムが時間領域及び空間領域の両方で将来のチャンネル係数を推定するため、より複雑である。MIMO無線チャンネルの時間空間的(spatio-temporal)特性を利用する線形予想アルゴリズムが[12~13]に記載された。[13]では、MIMOシステムにおける予想アルゴリズムの性能（平均2乗誤差

50

(MSE)で測定)が、より高いチャンネル可干渉時間(すなわち、ドップラー効果の低減)及び(より低い空間相関による)より低いチャンネル可干渉距離へと改善することが示された。したがって、時間空間的方法の予想範囲(秒で示す)は、チャンネル可干渉時間に正比例し、チャンネル可干渉距離に反比例する。DIDOシステムでは、分散型アンテナによってもたらされる高空間選択性により、可干渉距離は低い。

【0426】

本明細書では、DIDOシステムの時間空間的ダイバーシティを利用して将来のベクトルチャンネル(すなわち、BTSからUEへのCSI)を予想する予想技術が説明される。これらの実施形態は、無線チャンネルで使用可能な空間ダイバーシティを利用して、取るに足りないCSI予想誤差及び任意の既存のSISO及びMIMO予想アルゴリズムよりも拡大された予想範囲を得る。これらの技術の1つの重要な特徴は、分散型UEから無相関の複素チャンネル係数を受信することを考慮して、分散型アンテナを利用することである。

10

【0427】

本発明の一実施形態において、空間時間的予想因子が周波数領域の推定量と組み合わされて、OFDMシステムなどシステム内の使用可能な副搬送波の全てにわたるCSI予想を可能にする。本発明の別の実施形態において、(CSIではなく)DIDO事前符号化重みが、DIDO重みの以前の推定値に基づいて予想される。

【0428】

参考文献

20

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

【0429】

[2] 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.

【0430】

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

30

【0431】

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

【0432】

40

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

【0433】

[6] Guy E. Blelloch, "Introduction to Data Compression", Carnegie Mellon University Tech. Report Sept. 2010.

【0434】

[7] A. Duel-Hallen, S. Hu, and H. Hallen, "Long-Range Prediction of Fading Signals", IE

50

EE Signal Processing Mag., vol. 17, no. 3, pp. 62~75, May 2000.

【0435】

[8] A. Forenza and R.W. Heath, Jr., 'Link Adaptation and Channel Prediction in Wireless OFDM Systems', in Proc. IEEE Midwest Symp. on Circuits and Sys., Aug 2002, pp. 211~214.

【0436】

[9] M. Sternad and D. Aronsson, 'Channel estimation and prediction for adaptive OFDM downlinks [vehicular applications]', in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 2, Oct 2003, pp. 1283~1287.

【0437】

[10] D. Schafhuber and G. Matz, 'MMSE and Adaptive Prediction of Time-Varying Channels for OFDM Systems', IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 4, no. 2, pp. 593~602, Mar 2005.

【0438】

[11] I. C. Wong and B. L. Evans, 'Joint Channel Estimation and Prediction for OFDM Systems', in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference, St. Louis, MO, Dec 2005.

【0439】

[12] M. Guillaud and D. Slock, 'A specular approach to MIMO frequency selective channel tracking and prediction', in Proc. IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications, July 2004, pp. 59~63.

【0440】

[13] Wong, I. C. Evans, B. L., 'Exploiting Spatio-Temporal Correlations in MIMO Wireless Channel Prediction', IEEE Globecom Conf., pp. 1~5, Dec. 2006.

【0441】

本発明の実施形態は、上記のような様々な段階を含むことができる。これらの段階は、汎用プロセッサ又は専用プロセッサにある一定の段階を行わせる機械実行可能命令で実施することができる。例えば、基地局/AP内の様々な構成要素及び上記のクライアントデバイスは、汎用プロセッサ又は専用プロセッサ上で実行されるソフトウェアとして実行することができる。本発明の関連する面を不明瞭にすることを回避するために、コンピュータメモリ、ハードドライブ、入力デバイスなど様々な公知のパーソナルコンピュータ構成要素は図から割愛した。

【0442】

代わりに、一実施形態において、本明細書に示す様々な機能モジュール及び関連の段階は、特定用途向け集積回路(「ASIC」)など段階を実行するハードワイヤード論理回路を含む所定のハードウェア構成要素により、又はプログラムされたコンピュータ構成要素及びカスタムハードウェア構成要素のあらゆる組合せによって実行することができる。

【0443】

一実施形態において、上記の符号化、変調、及び信号処理回路 903 など所定のモジュールは、Texas Instruments の TMS320x アーキテクチャ（例えば、TMS320C6000、TMS320C5000 . . . など）を使用してデジタル信号プロセッサ（「DSP」）などプログラム可能な DSP（又は DSP の群）上で実行することができる。この実施形態における DSP は、例えば、PCI カードなどパーソナルコンピュータへのアドオンカード内に埋め込むことができる。当然ながら、依然として本発明の根本的な原理を遵守しつつ、様々な異なる DSP アーキテクチャを使用することができる。

【0444】

本発明の様々な実施形態は、機械実行可能命令を格納する機械可読媒体として提供することができる。機械可読媒体は、フラッシュメモリ、光ディスク、CD-ROM、DVD-ROM、RAM、EPROM、EEPROM、磁気カード、光学カード、又は電子命令の格納に好適なあらゆる他のタイプの機械可読媒体を含むことができるがこれらに限定されない。例えば、本発明は、通信リンク（例えば、モデム又はネットワーク接続）を通じて搬送波又は他の伝播媒体内で実施されるデータ信号として、リモートコンピュータ（例えば、サーバ）から要求側コンピュータ（例えば、クライアント）に転送することができるコンピュータプログラムとしてダウンロードすることができる。

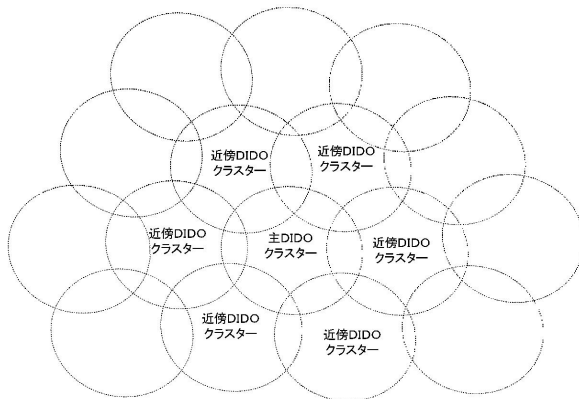
【0445】

以上の説明を通じて、解説を目的として本システム及び方法を完全に理解することができるように多くの詳細を示した。しかし、これらの特定の詳細の一部がなくてもシステム及び方法を実施することができることは当業者には明らかであろう。したがって、本発明の範囲及び精神は、以下の特許請求の範囲に関連して判断すべきである。

【0446】

更に、以上の説明を通じて、本発明をより完全に理解することができるように多くの文献を引用した。これらの引用文献の全ては、その引用により本出願に組み込まれている。

【図 1】



【図 2】

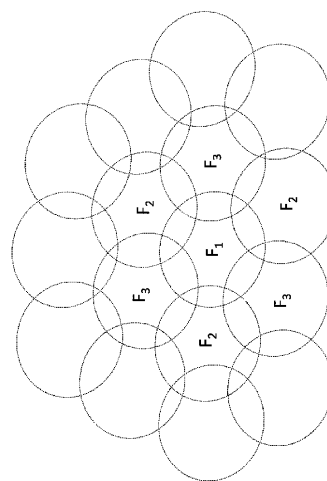


Fig. 2

10

20

【図 3】

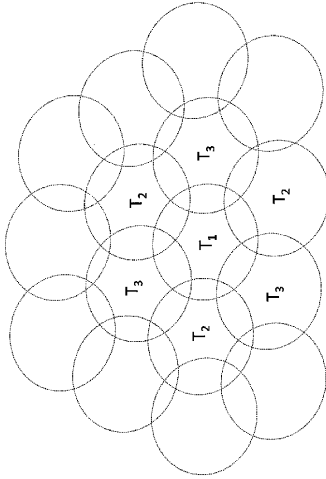
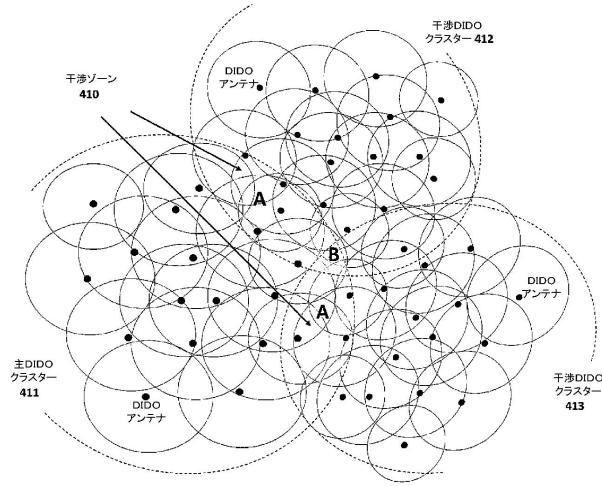
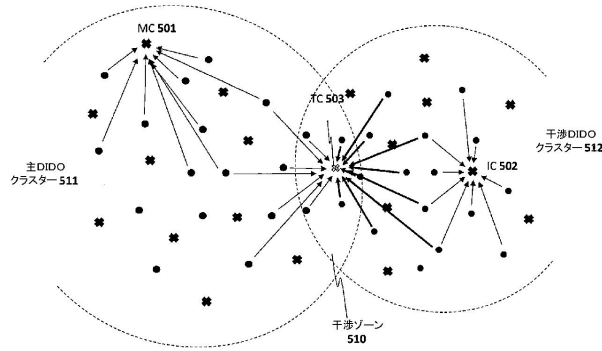


Fig. 3

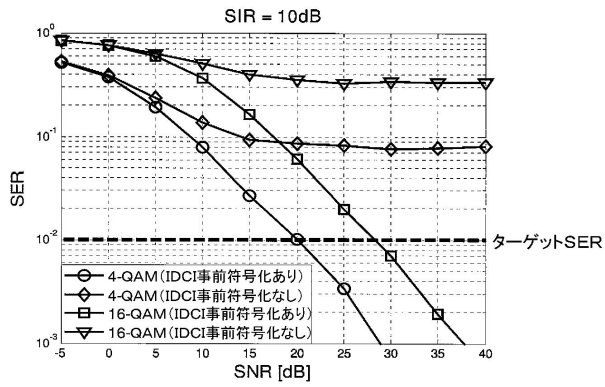
【図 4】



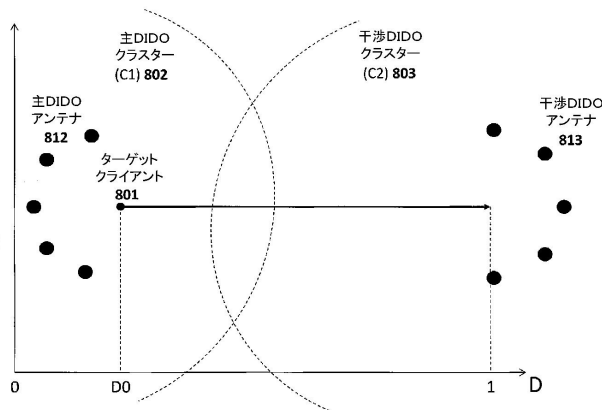
【図 5】



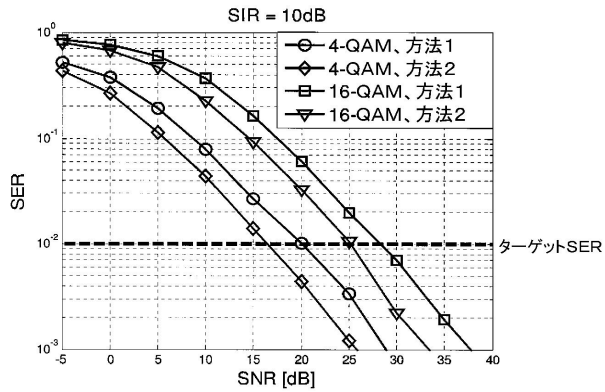
【図 6】



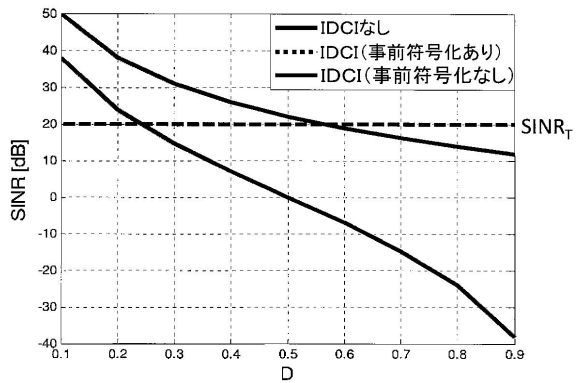
【図 8】



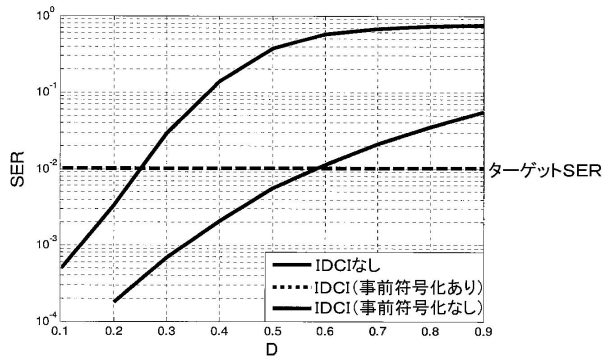
【図 7】



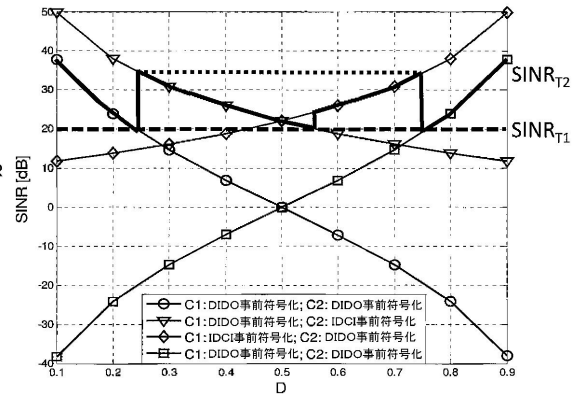
【図 9】



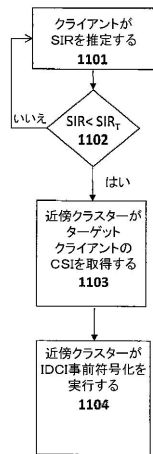
【図 10】



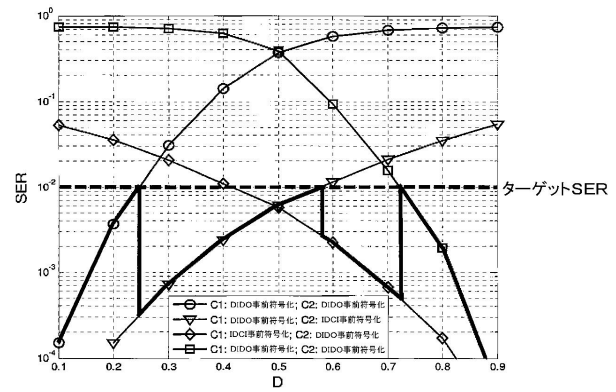
【図 12】



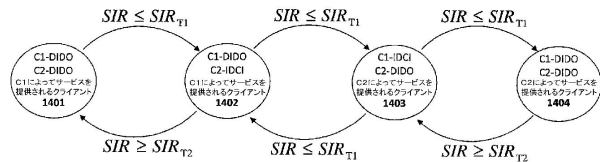
【図 11】



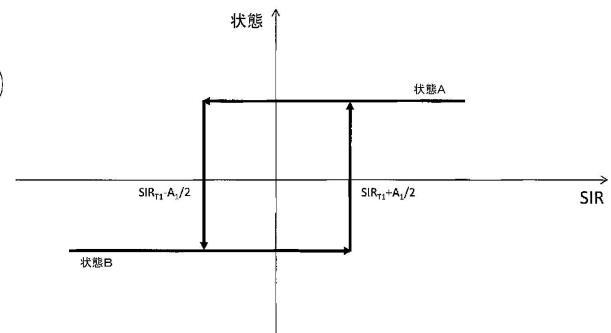
【図 13】



【図 14】



【図 16】



【図 15】

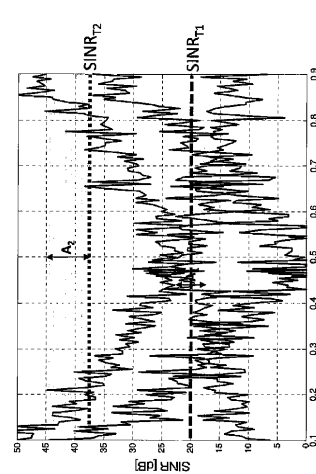
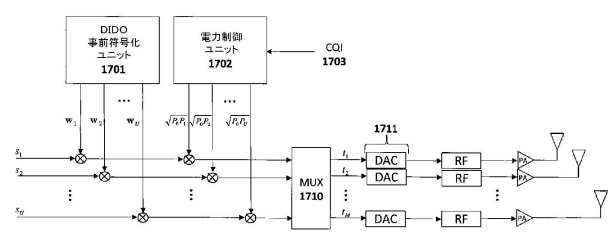
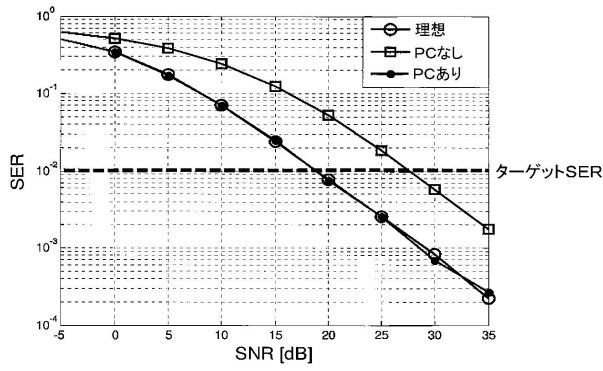


Fig. 15

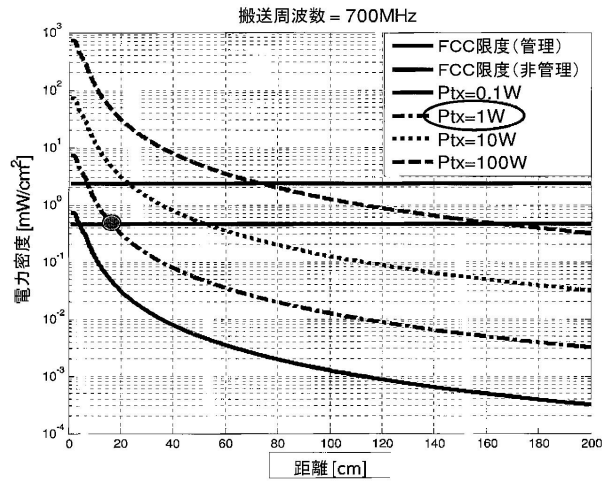
【図 17】



【図 18】



【図 19】



【図 21 a】

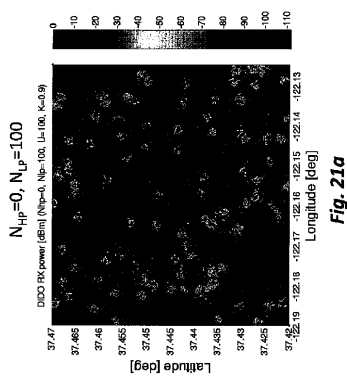


Fig. 21a

【図 21 b】

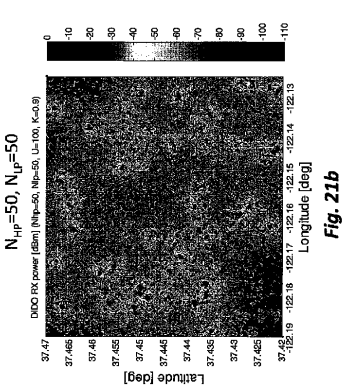


Fig. 21b

【図 20 a】

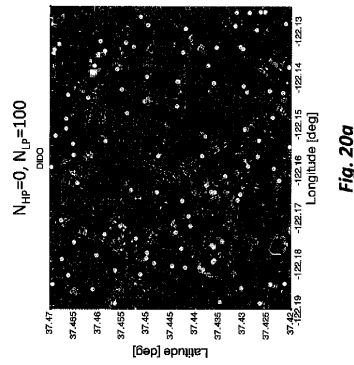


Fig. 20a

【図 20 b】

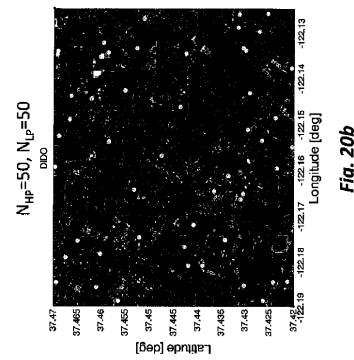


Fig. 20b

【図 22 a】

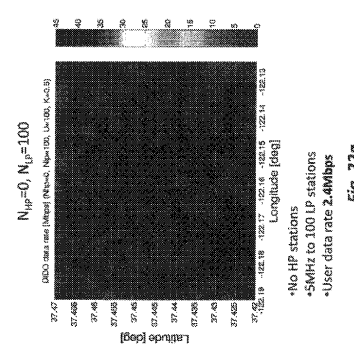


Fig. 22a

【図 22 b】

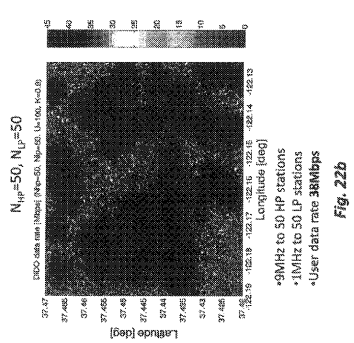
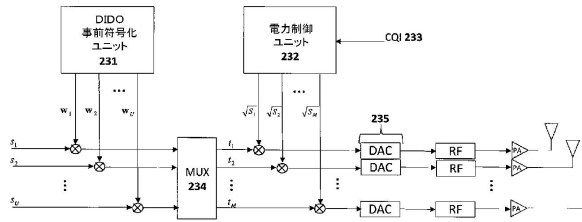
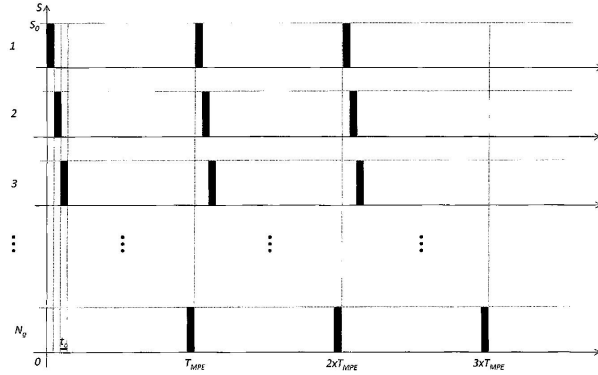


Fig. 22b

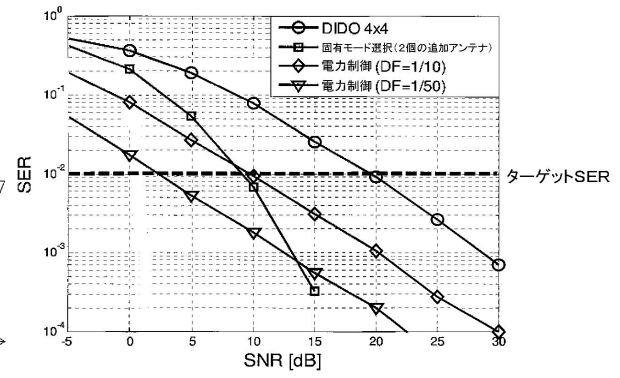
【図 23】



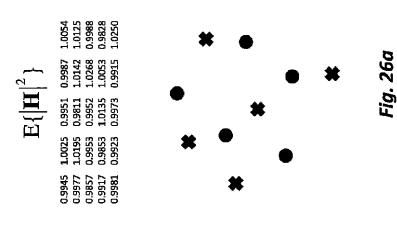
【図 24】



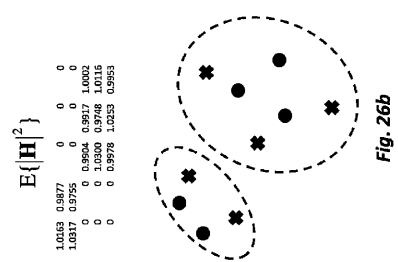
【図 25】



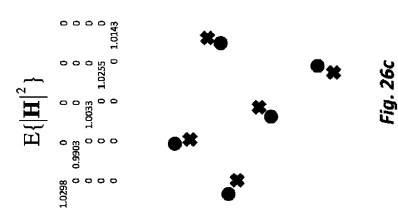
【図 26 a】



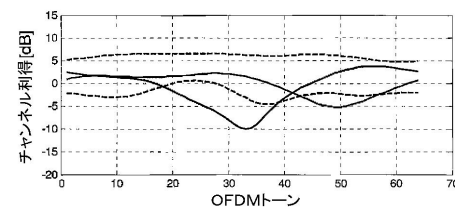
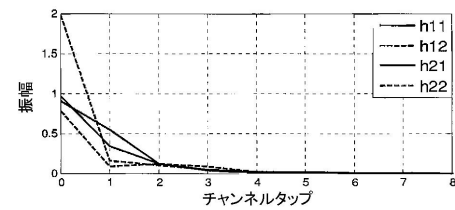
【図 26 b】



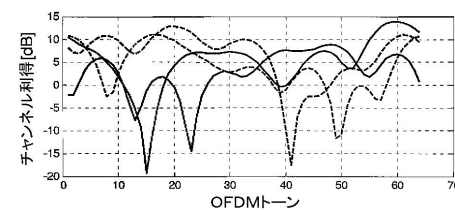
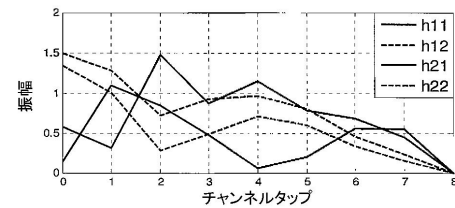
【図 26 c】



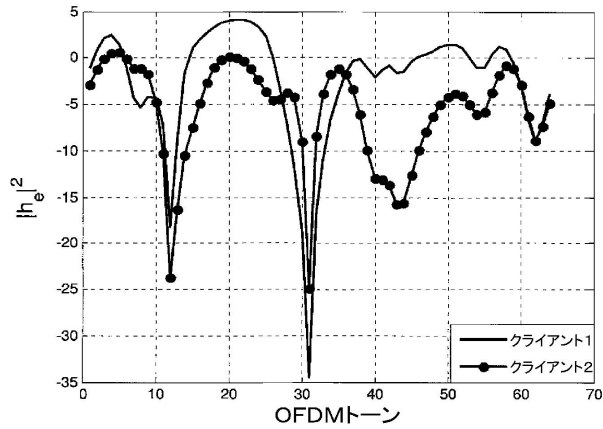
【図 27】



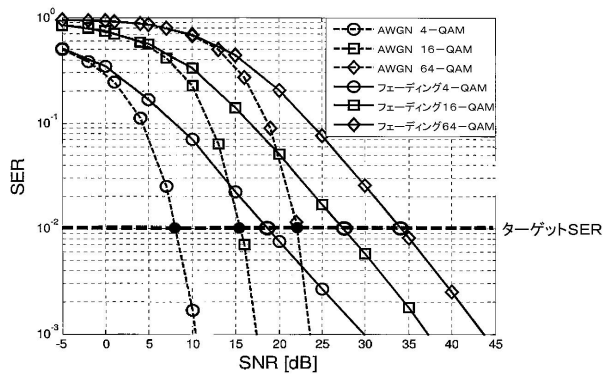
【図 28】



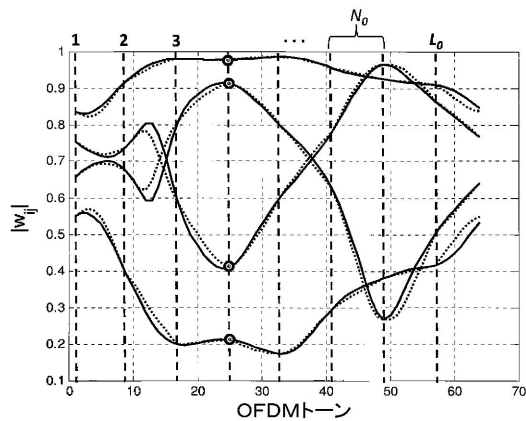
【図 29】



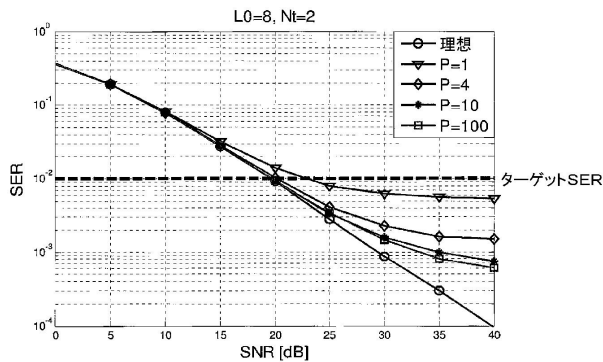
【図 30】



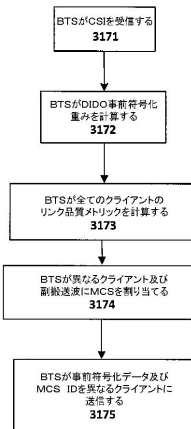
【図 33】



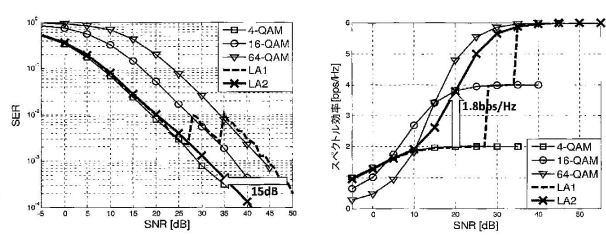
【図 34】



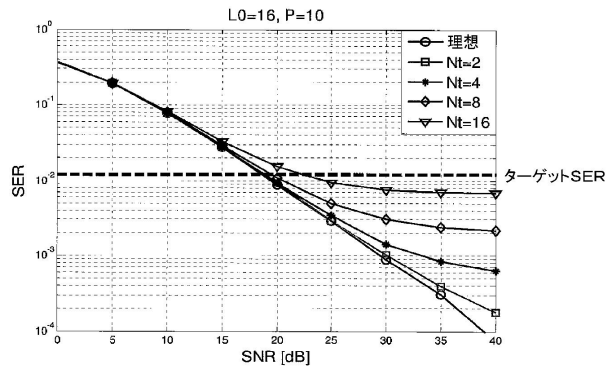
【図 31】



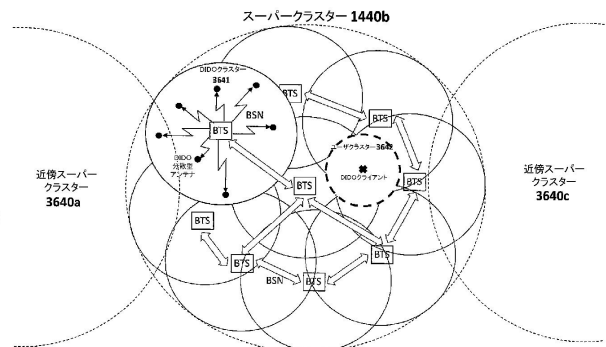
【図 32】



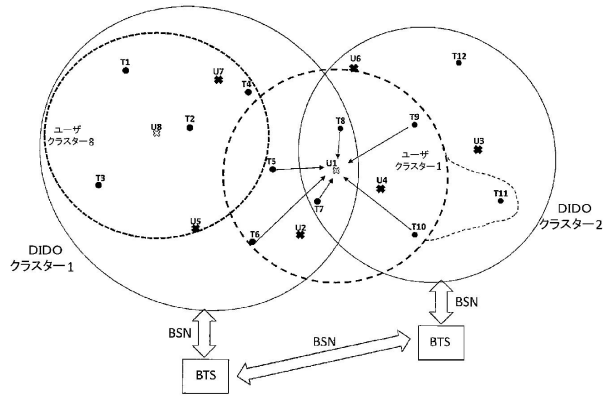
【図 35】



【図 36】



【図 37】



【図 38 a】

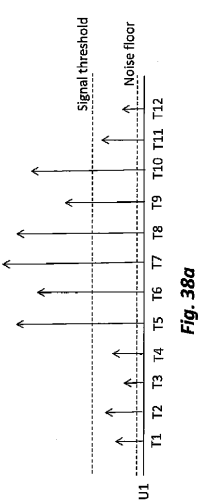


Fig. 38a

【図 38 b】

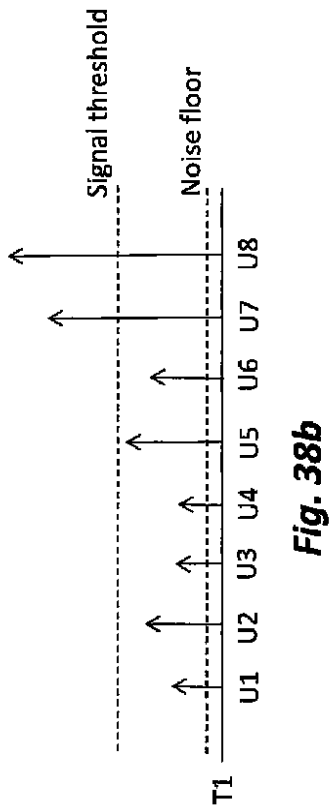


Fig. 38b

【図 39】

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
U1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
U8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Fig. 39

【図 40】

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
U1	0	0	0	0	0	C_{11}	C_{12}	C_{13}	C_{14}	C_{15}	0	0
U2	0	0	0	0	C_{21}	C_{22}	0	0	0	0	0	0
U3	0	0	0	0	0	0	0	0	C_{31}	C_{32}	C_{33}	C_{34}
U4	0	0	0	0	0	0	C_{41}	C_{42}	C_{43}	0	0	0
U5	0	0	C_{51}	0	C_{52}	C_{53}	0	0	0	0	0	0
U6	0	0	0	C_{61}	0	0	0	C_{62}	C_{63}	0	0	C_{64}
U7	C_{71}	C_{72}	0	C_{73}	C_{74}	0	0	0	0	0	0	0
U8	C_{81}	C_{82}	C_{83}	C_{84}	0	0	0	0	0	0	0	0

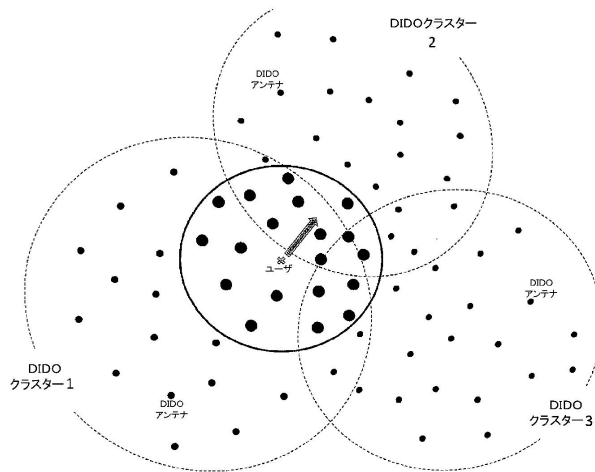
Fig. 40

【図 41】

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
U1	0	0	0	0	C_{11}	C_{12}	C_{13}	C_{14}	C_{15}	C_{16}	0	0
U2	0	0	0	0	C_{21}	C_{22}	C_{23}	0	0	0	0	0
U3	0	0	0	0	0	0	0	C_{31}	C_{32}	C_{33}	C_{34}	C_{35}
U4	0	0	0	0	0	0	C_{41}	C_{42}	C_{43}	0	0	0
U5	0	C_{51}	C_{52}	0	C_{53}	C_{54}	0	0	0	0	0	0
U6	0	0	0	C_{61}	0	0	0	C_{62}	C_{63}	0	0	C_{64}
U7	C_{71}	C_{72}	0	C_{73}	C_{74}	0	0	0	0	0	0	0
U8	C_{81}	C_{82}	C_{83}	C_{84}	0	0	0	0	0	0	0	0

Fig. 41

【図 42】



【図 43】

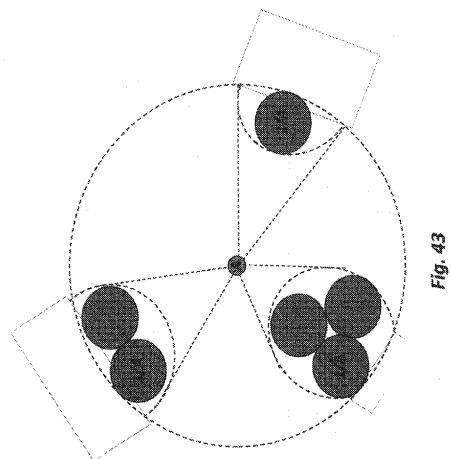


Fig. 43

【図 44】

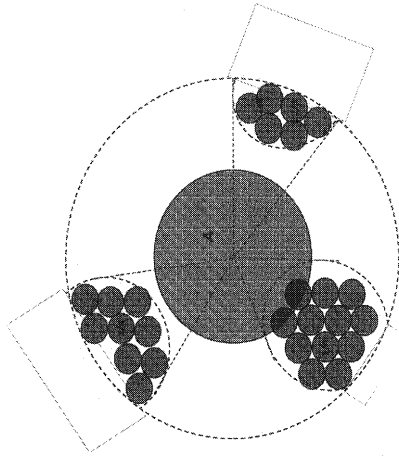


Fig. 44

【図 45】

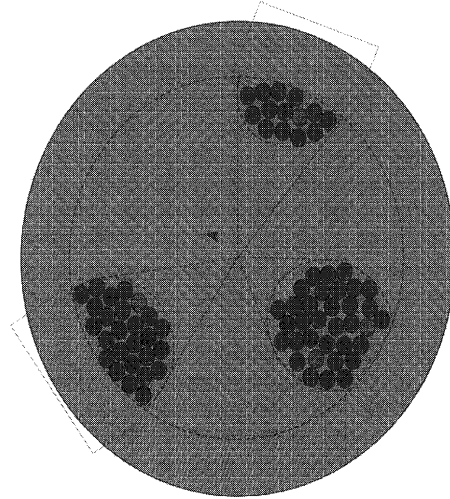


Fig. 45

【図 46】

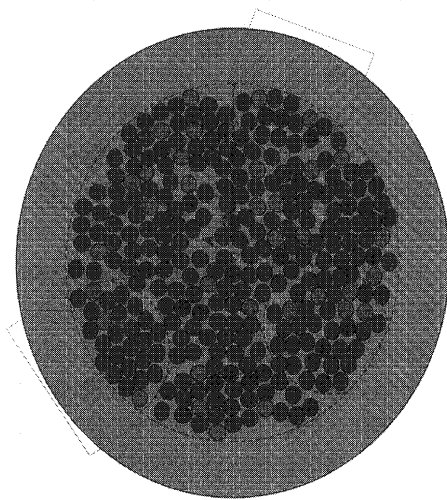
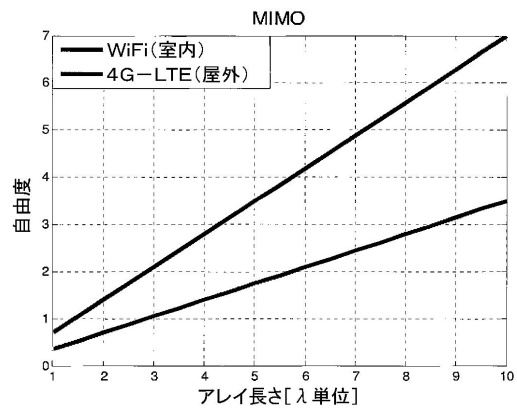
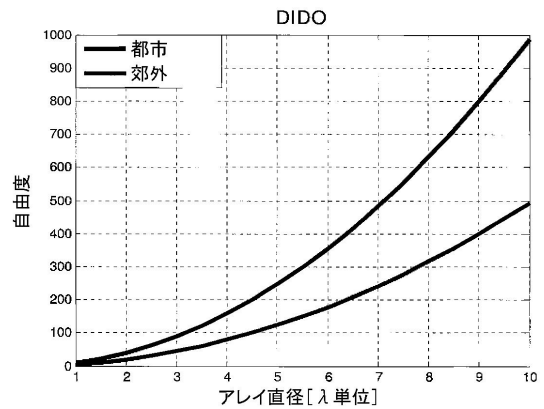


Fig. 46

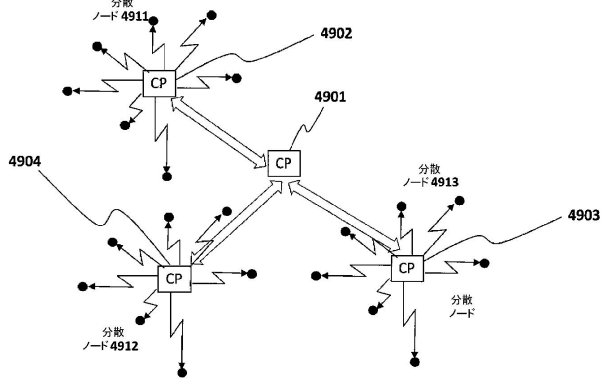
【図 47】



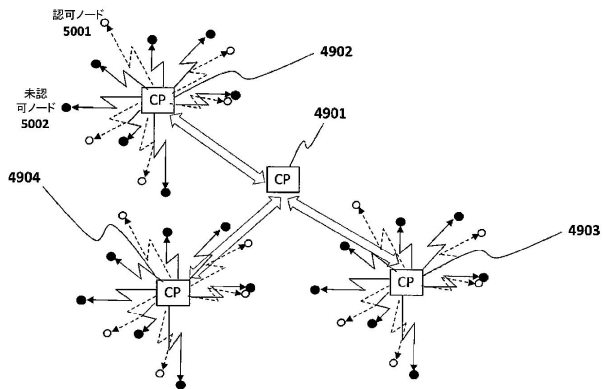
【図 48】



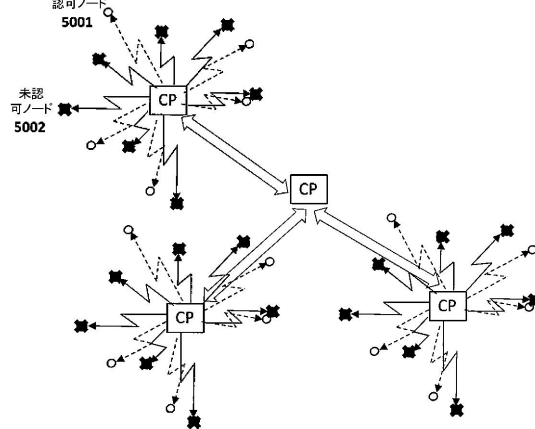
【図 49】



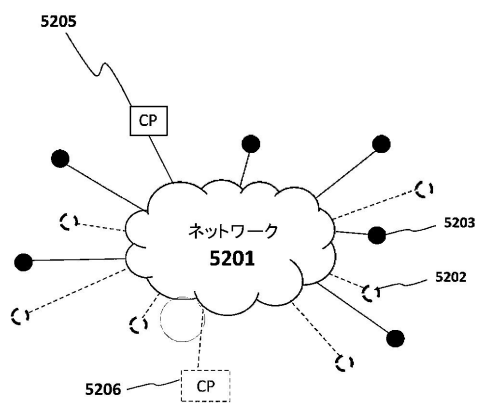
【図 50】



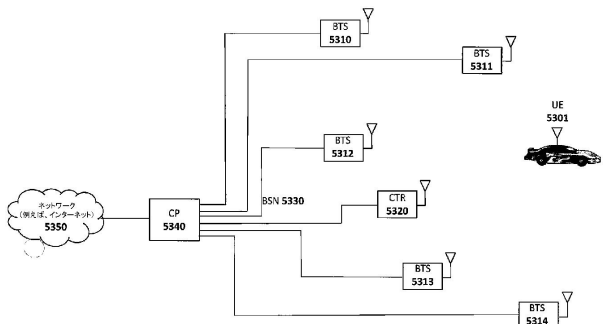
【図 51】



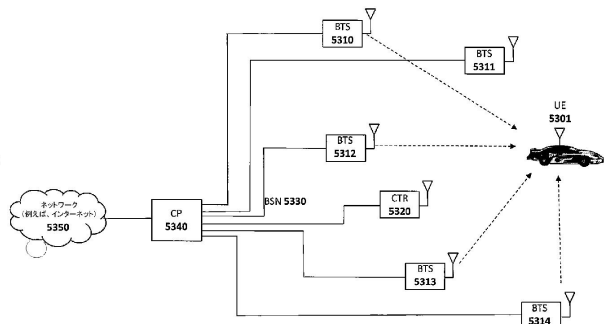
【図 52】



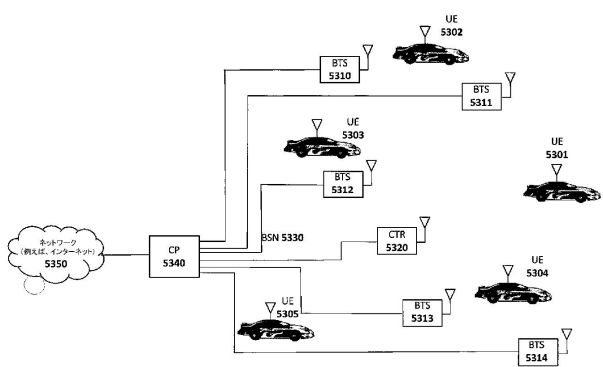
【図 53】



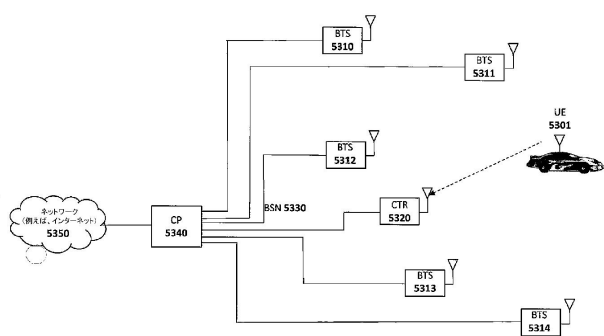
【図 55】



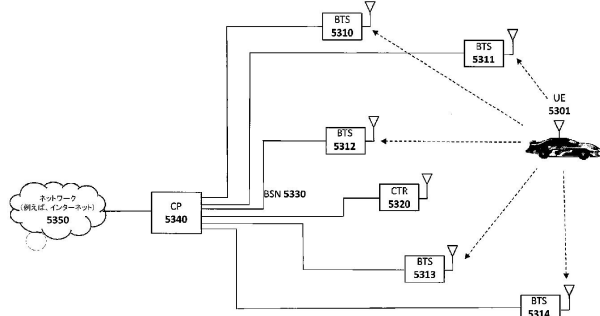
【図 54】



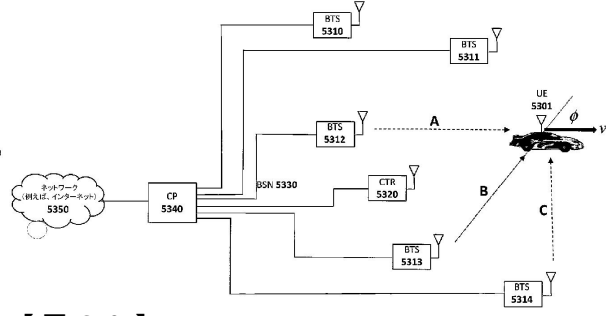
【図 56】



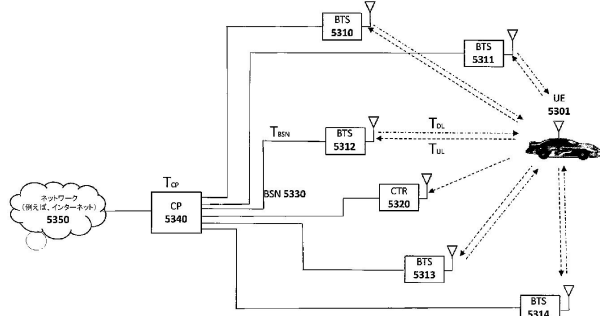
【図 57】



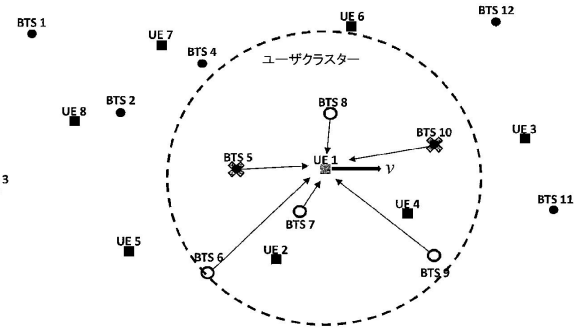
【図 59】



【図 58】



【図 60】

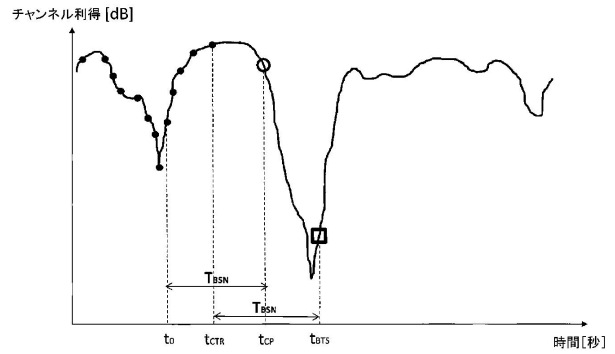


【図 61】

	BTS1	BTS2	BTS3	BTS4	BTS5	BTS6	BTS7	BTS8	BTS9	BTS10	BTS11	BTS12
UE1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
UE2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
UE3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
UE4	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
UE5	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
UE6	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
UE7	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
UE8	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Fig. 61

【図 62】



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

(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 9 4 1 0 7 サンフランシスコ ブライアント ストリート
3 5 5 スイート 1 1 0

(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 9 4 1 0 7 サンフランシスコ ブライアント ストリート
3 5 5 スイート 1 1 0

審査官 吉江 一明

(56)参考文献 米国特許出願公開第2012/0093078(US, A1)

特開2009-213052(JP, A)

特開2010-021999(JP, A)

米国特許出願公開第2009/0195355(US, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/0452