

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4676444号
(P4676444)

(45) 発行日 平成23年4月27日 (2011. 4. 27)

(24) 登録日 平成23年2月4日 (2011. 2. 4)

(51) Int. Cl.	F I				
HO4W 16/28 (2009.01)	HO4B 7/26				D
HO4B 7/04 (2006.01)	HO4B 7/04				
HO4B 7/08 (2006.01)	HO4B 7/08				D
HO4B 7/06 (2006.01)	HO4B 7/06				
HO4W 28/00 (2009.01)	HO4B 7/26	109M			
請求項の数 51 (全 22 頁) 最終頁に続く					

(21) 出願番号	特願2006-553187 (P2006-553187)	(73) 特許権者	598036300
(86) (22) 出願日	平成17年1月28日 (2005. 1. 28)		テレフオンアクチーボラゲット エル エム エリクソン (パブル)
(65) 公表番号	特表2007-522768 (P2007-522768A)		スウェーデン国 ストックホルム エスー
(43) 公表日	平成19年8月9日 (2007. 8. 9)		164 83
(86) 国際出願番号	PCT/US2005/003944	(74) 代理人	100076428
(87) 国際公開番号	W02005/081444		弁理士 大塚 康徳
(87) 国際公開日	平成17年9月1日 (2005. 9. 1)	(74) 代理人	100112508
審査請求日	平成19年12月25日 (2007. 12. 25)		弁理士 高柳 司郎
(31) 優先権主張番号	0400370-3	(74) 代理人	100115071
(32) 優先日	平成16年2月13日 (2004. 2. 13)		弁理士 大塚 康弘
(33) 優先権主張国	スウェーデン (SE)	(74) 代理人	100116894
			弁理士 木村 秀二
		(74) 代理人	100130409
			弁理士 下山 治
最終頁に続く			

(54) 【発明の名称】 MIMO通信システムのための適応フィードバック

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

無線通信網における基地局と移動局との間で信号を送信する方法であって、
移動局の所望の性能に基づいて、複数のデータ送信速度と複数のアンテナとの組み合わせのうち部分集合となる組み合わせについてのチャンネル品質情報を含む閉ループフィードバックモードであるリッチフィードバックモードと、複数のデータ送信速度と複数のアンテナとの組み合わせのうち選択された組み合わせについてのチャンネル品質情報を含む開ループフィードバックモードであるリミテッドフィードバックモードとのうちいずれか一つを所望のフィードバックモードとして選択する選択ステップと、

前記所望のフィードバックモードを示す、前記移動局から前記基地局へ送信されたフィードバックに基づいて基地局の送信機を設定する設定ステップと
 を含み、

前記設定ステップは、前記チャンネル品質情報に基づいて各データストリームをプリフィルタリングして、1つ以上の送信アンテナからの伝播チャンネルを、前記移動局が備える受信アンテナのうち選択された受信アンテナに整合させるステップを含むことを特徴とする方法。

【請求項2】

前記所望のフィードバックモードの選択は、前記移動局の性能に少なくとも部分的に基づくことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】

10

20

前記所望のフィードバックモードの選択は、前記移動局のスピードまたは速度に少なくとも部分的に基づくことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記所望のフィードバックモードの選択は、前記移動局と前記基地局との間での利用可能な帯域幅に少なくとも部分的に基づくことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

前記所望のフィードバックモードの選択は、前記基地局と前記移動局との間の通信チャネルの特性に少なくとも部分的に基づくことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 6】

前記所望のフィードバックモードに基づいて基地局の送信機を設定するステップは、前記リミテッドフィードバックモードが選択された場合に、アンテナごとに送信速度制御を用いるよう、前記基地局の送信機を設定するステップを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

10

【請求項 7】

ダイバーシチモードを選択するステップと、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 6 に記載の方法。

【請求項 8】

前記ダイバーシチモードを選択するステップは、前記移動局への送信のために用いる複数の送信アンテナを選択するステップを含むことを特徴とする請求項 7 に記載の方法。

20

【請求項 9】

前記ダイバーシチモードを選択するステップは、前記移動局への送信のために用いる送信アンテナセットの部分集合を選択するステップをさらに含み、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップは、前記選択されたアンテナを用いる前記基地局の送信機を設定するステップを含むことを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

【請求項 10】

前記移動局への送信のために用いられるアンテナの部分集合を示すアンテナ選択情報を前記移動局から受信するステップをさらに含み、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップは、前記選択されたアンテナを用いる前記基地局の送信機を設定するステップを含むことを特徴とする請求項 8 に記載の方法。

30

【請求項 11】

前記選択されたダイバーシチモードを示すダイバーシチモード信号を前記移動局から受信するステップと、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 6 に記載の方法。

【請求項 12】

前記移動局への送信のために用いられる選択されたアンテナの部分集合を示すアンテナ選択情報を前記移動局から受信するステップをさらに含み、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップは、前記選択されたアンテナを用いる前記基地局の送信機を設定するステップを含むことを特徴とする請求項 11 に記載の方法。

40

【請求項 13】

前記所望のフィードバックモードに基づいて基地局の送信機を設定するステップは、前記リミテッドフィードバックモードが選択された場合に、空間多重符号化を用いるように前記基地局の送信機を設定するステップを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 14】

ダイバーシチモードを選択するステップと、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップを

50

さらに含むことを特徴とする請求項 1 3 に記載の方法。

【請求項 1 5】

前記ダイバーシチモードを選択するステップは、前記移動局への送信のために用いられる複数の送信アンテナを選択するステップを含むことを特徴とする請求項 1 4 に記載の方法。

【請求項 1 6】

前記ダイバーシチモードを選択するステップは、前記移動局への送信のために用いられる送信アンテナセットの部分集合を選択するステップをさらに含み、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップは、前記選択されたアンテナを用いる前記基地局の送信機を設定するステップを含むことを特徴とする請求項 1 5 に記載の方法。

10

【請求項 1 7】

前記移動局への送信のために用いられるアンテナの部分集合を示すアンテナ選択情報を前記移動局から受信するステップをさらに含み、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップは、前記選択されたアンテナを用いる前記基地局の送信機を設定するステップを含むことを特徴とする請求項 1 5 に記載の方法。

【請求項 1 8】

前記選択されたダイバーシチモードを示すダイバーシチモード信号を前記移動局から受信するステップと、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 1 3 に記載の方法。

20

【請求項 1 9】

前記移動局への送信のために用いる選択されたアンテナの部分集合を示すアンテナ選択情報を前記移動局から受信するステップをさらに含み、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップは、前記選択されたアンテナを用いる前記基地局の送信機を設定するステップを含むことを特徴とする請求項 1 8 に記載の方法。

【請求項 2 0】

前記所望のフィードバックモードに基づいて前記基地局の送信機を設定するステップは、前記リッチフィードバックモードが選択された場合に、送信ダイバーシチを処理する整合フィルタを使用するように前記基地局の送信機を設定するステップを含むことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

30

【請求項 2 1】

前記移動局からのチャンネル情報フィードバックに基づいてダイバーシチモードを選択するステップと、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 2 0 に記載の方法。

【請求項 2 2】

前記ダイバーシチモードを選択するステップは、前記チャンネル情報フィードバックに基づいて前記移動局に送信するための複数のデータストリームを選択するステップを含むことを特徴とする請求項 2 1 に記載の方法。

40

【請求項 2 3】

前記チャンネル情報フィードバックは、前記基地局の送信機から前記移動局への一つまたはそれ以上の伝播チャンネルに対するチャンネル品質情報を含むことを特徴とする請求項 2 2 に記載の方法。

【請求項 2 4】

選択されたダイバーシチモードを示すダイバーシチモード選択情報を前記移動局から受信するステップと、

前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定するステップを

50

さらに含むことを特徴とする請求項 20 に記載の方法。

【請求項 25】

前記ダイバーシチモード選択情報は、前記移動局に送信するためのデータストリームの数を示し、

前記基地局の送信機を設定するステップは、各データストリームに対するプリフィルタを構成するステップを含むことを特徴とする請求項 24 に記載の方法。

【請求項 26】

各プリフィルタは、一つまたはそれ以上の選択された送信アンテナからの伝播チャネルを前記移動局の選択された受信アンテナに整合するように構成されることを特徴とする請求項 25 に記載の方法。

【請求項 27】

複数の送信アンテナを有する送信機と、

複数のデータ送信速度と複数のアンテナとの組み合わせのうち部分集合となる組み合わせについてのチャンネル品質情報を含む閉ループフィードバックモードであるリッチフィードバックモードと、複数のデータ送信速度と複数のアンテナとの組み合わせのうち選択された組み合わせについてのチャンネル品質情報を含む開ループフィードバックモードであるリミテッドフィードバックモードとのうちでいずれか一つを所望のフィードバックモードとして選択し、前記所望のフィードバックモードを示す、前記移動局から前記基地局へ送信されたフィードバックに基づいて前記送信機を設定するため、前記送信機に動作的に結合される送信制御回路と
を含み、

前記送信制御回路は、前記送信機を設定する際に、記チャンネル品質情報に基づいて各データストリームをプリフィルタリングして、1つ以上の送信アンテナからの伝播チャネルを、前記移動局が備える受信アンテナのうち選択された受信アンテナに整合させることを特徴とする基地局。

【請求項 28】

前記送信制御回路は、移動局の性能に少なくとも部分的に基づいて前記所望のフィードバックモードを選択することを特徴とする請求項 27 に記載の基地局。

【請求項 29】

前記送信制御回路は、前記移動局のスピードまたは速度に少なくとも部分的に基づいて前記所望のフィードバックモードを選択することを特徴とする請求項 27 に記載の基地局。

【請求項 30】

前記送信制御回路は、前記基地局と前記移動局との間の通信チャネルの特性に少なくとも部分的に基づいて、前記所望のフィードバックモードを選択することを特徴とする請求項 27 に記載の基地局。

【請求項 31】

前記送信制御回路は、前記リミテッドフィードバックモードが選択された場合に、アンテナごとに送信速度制御を用いるように前記送信機を設定することを特徴とする請求項 27 に記載の基地局。

【請求項 32】

前記送信制御回路は、ダイバーシチモードをさらに選択し、前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機をさらに設定することを特徴とする請求項 31 に記載の基地局。

【請求項 33】

前記送信制御回路は、前記移動局への送信のために用いる多数の送信アンテナを選択することで、前記ダイバーシチモードを選択することを特徴とする請求項 32 に記載の基地局。

【請求項 34】

前記送信制御回路は、前記移動局への送信のために用いる送信アンテナセットの部分集

10

20

30

40

50

合を選択することで、前記ダイバーシチモードを選択し、

前記送信制御回路は、前記選択されたアンテナを用いる前記送信機を設定することを特徴とする請求項 3 3 に記載の基地局。

【請求項 3 5】

前記移動局への送信のために用いられる選択されたアンテナの部分集合を示すアンテナ選択情報を前記移動局から受信する受信機をさらに含み、

前記送信制御回路は、前記選択されたアンテナを用いる前記送信機を設定することを特徴とする請求項 3 2 に記載の基地局。

【請求項 3 6】

選択されたダイバーシチモードを示すダイバーシチモード選択情報を前記移動局から受信する受信機をさらに含み、

前記送信制御回路は、前記移動局から前記ダイバーシチモード選択情報の受信に応じて、前記選択されたダイバーシチモードのための前記送信機を設定することを特徴とする請求項 3 1 に記載の基地局。

【請求項 3 7】

前記受信機は、前記移動局への送信のために用いられる選択されたアンテナの部分集合を示すアンテナ選択情報を受信し、

前記送信制御回路は、前記移動局からアンテナ選択情報の受信に応じて、前記選択されたアンテナを用いる前記送信機を設定することを特徴とする請求項 3 6 に記載の基地局。

【請求項 3 8】

前記送信制御回路は、前記リミテッドフィードバックモードが選択された場合に、空間多重符号化を用いるように前記送信機を設定することを特徴とする請求項 2 7 に記載の基地局。

【請求項 3 9】

前記送信制御回路は、ダイバーシチモードをさらに選択し、前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機をさらに設定することを特徴とする請求項 3 8 に記載の基地局。

【請求項 4 0】

前記送信制御回路は、前記移動局への送信のために用いられる複数の送信アンテナを選択することで、ダイバーシチモードを選択することを特徴とする請求項 3 9 に記載の基地局。

【請求項 4 1】

前記送信制御回路は、前記移動局への送信のために用いられる送信アンテナセットの部分集合を選択することで、ダイバーシチモードを選択し、

前記送信制御回路は、前記選択されたアンテナを用いる前記送信機を設定することを特徴とする請求項 4 0 に記載の基地局。

【請求項 4 2】

前記移動局への送信のために用いられる選択されたアンテナの部分集合を示すアンテナ選択情報を前記移動局から受信する受信機をさらに含み、

前記送信制御回路は、前記選択されたアンテナを用いる前記送信機を設定することを特徴とする請求項 3 9 に記載の基地局。

【請求項 4 3】

選択されたダイバーシチモードを示すダイバーシチモード選択情報を前記移動局から受信する受信機をさらに含み、

前記送信制御回路は、前記移動局から前記ダイバーシチモード選択情報の受信に応じて、前記選択されたダイバーシチモードのための前記送信機を設定することを特徴とする請求項 3 8 に記載の基地局。

【請求項 4 4】

前記受信機は、前記移動局への送信のために用いられる選択されたアンテナの部分集合を示すアンテナ選択情報を受信して、

10

20

30

40

50

前記送信制御回路は、前記移動局からの前記アンテナ選択の受信に応じて、前記選択されたアンテナを用いる前記送信機を設定することを特徴とする請求項 4 3 に記載の基地局。

【請求項 4 5】

前記送信制御回路は、リッチフィードバックモードが選択された場合に、送信ダイバーシチを処理する整合フィルタを用いる前記送信機を設定することを特徴とする請求項 2 7 に記載の基地局。

【請求項 4 6】

前記送信制御回路は、前記移動局からチャンネル情報フィードバックに基づいてダイバーシチモードを選択し、前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定することを特徴とする請求項 4 5 に記載の基地局。

10

【請求項 4 7】

前記送信制御回路は、前記チャンネル情報フィードバックに基づいて前記移動局に送信するための複数のデータストリームを選択することで、前記ダイバーシチモードを選択することを特徴とする請求項 4 6 に記載の基地局。

【請求項 4 8】

前記チャンネル情報フィードバックは、前記送信機から前記移動局への一つまたはそれ以上の伝播チャンネルに対するチャンネル品質情報を含むことを特徴とする請求項 4 7 に記載の基地局。

【請求項 4 9】

選択されたダイバーシチモードを示すダイバーシチモード選択情報を前記移動局から受信する受信機をさらに含み、

20

前記送信制御回路は、前記移動局からのダイバーシチモード選択情報の受信に応じて、前記選択されたダイバーシチモードのために前記基地局の送信機を設定することを特徴とする請求項 4 5 に記載の基地局。

【請求項 5 0】

前記ダイバーシチモード選択は、前記移動局に送信するためのデータストリームの数を示し、前記基地局の送信機を設定することは、各データストリームに対するプリフィルタを構成することを含むことを特徴とする請求項 4 9 に記載の基地局。

【請求項 5 1】

各プリフィルタは、前記移動局の選択された受信アンテナに伝播チャンネルを整合させるように構成されることを特徴とする請求項 5 0 に記載の基地局。

30

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信網のためのマルチアンテナ送信方式に関し、より詳細には、チャンネル条件及び他の要因に応じて、送信機と受信機との間の構成を適応させるための装置及び方法に関する。

【背景技術】

【0002】

従来、多くの第 2 世代 (2 G) 及び第 3 世代 (3 G) 無線通信システムにおいて、送信機と受信機は全て単一 (シングル) アンテナを有する。このようなシステムなどは S I S O (シングル入力、シングル出力) として知られている。近年、通信システムの性能を向上させるため、研究員たちが送信機や受信機に多重 (マルチ) アンテナを用いることを提案している。送信ダイバーシチは、受信機での S I N R (信号対干渉比) を向上させる方式として提案された多重アンテナ送信方式の一例である。ここに使われているように、S I N R はノイズ干渉を有する。また、送信ダイバーシチシステムは M I S O (マルチ入力、シングル出力) として知られている。送信ダイバーシチまたは M I S O システムは、受信機に信号を送信する送信機に多重アンテナを適用する。各送信アンテナからの信号は、他の伝播チャンネルを介して受信機に到達する。受信機は、「最良」の信号 (一般的に一番高い S

40

50

I N Rを有する信号)を選択することができるか、または利得を合成することを通じて一層高いS I N Rを得るために多重信号を合成することができる。空間時間符号を用いる送信ダイバーシチは、送信に先立って、送信信号を符号化することにより、S I N Rを一層向上させる。送信ダイバーシチ方式によってS I N Rの向上が実現されるが、ピーク送信速度の向上は単一アンテナ変調及び符号化オプションに制限される。

【 0 0 0 3 】

M I M Oシステムは、送信機だけでなく、受信機にも多重アンテナを適用する。M I M Oシステムは、帯域幅を増加させることなしに一層高いスペクトラム効率と一層高いデータ送信速度を達成するために受信機の信号の空間的な次元を利用する。トレードオフは送信機と受信機をもっと複雑にする結果をもたらす。M I M Oシステムは、リミテッドフィードバック(また、開ループとして知られている)システムとリッチフィードバック(また、閉ループとして知られている)システムとして大まかに分類される。リミテッドフィードバックM I M Oシステムにおいて、通信チャネルに関連する限定された情報だけが受信機から送信機にフィードバックされる。リミテッドフィードバックシステムは、獲得可能なピーク送信速度を向上させることができるが、高いS I N R環境ではさらなる利点を有する。リッチフィードバックシステムにおいて、受信機は、チャネル係数、またはチャネル係数を推定可能な他の情報を送信機に送信する。送信機は、送信に先立って、送信信号をフィルタリングするためにチャネルに対する情報を用いることができる。リッチフィードバックシステムは、多重送信アンテナからのアレイ利得に起因する追加的な利点をもたらす。これは、あるアレイ構成について実質的な利点となりうるかもしれない。

【 発明の開示 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 0 4 】

しかしながら、予想される設置に基づく動作条件の範囲にわたって、他のシステム構成よりも一貫して性能の良いシステム構成は1つとして存在しない。性能に悪影響を与えるいくつかの動作条件としては、受信機での所望の動作S I N R、受信機で観測される伝播チャネル及び干渉環境、許容されるチャネルフィードバックの量、仮定されたユーザーデータトラフィック、及び所定の許容可能な送信及び受信アンテナの数などがある。よって、幅広い動作条件下で異なるアンテナ構成に対して上手く動作するロバストな方式を提供することが求められている。

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 0 5 】

本発明は少なくとも2つのレベルの適応を有する適応送信方式に関する。第1レベルでは、受信機性能を示すいくつかの品質尺度に基づいてフィードバックモードが選択される。例えば、尺度は、端末の受信機における出力での一つまたはそれ以上のS I N Rや、受信機によってサポート可能なデータ送信速度であってもよい。この品質尺度は、受信アンテナの数、チャネル品質、移動速度、伝播チャネルの条件、及び移動局と基地局との間の利用可能な帯域幅の少なくとも1つを含む多数の測定可能な量に依存することができる。端末は、閉ループモードと開ループモードに対するこの品質尺度を計算して、切り換え基準を満たすモードへ切り換えることができる。一つの例示的な実施例において、フィードバックモードは、リミテッドフィードバックモードまたは開ループモードと、リッチフィードバックモードまたは閉ループモードを含む。リミテッドフィードバックモードのための送信機の構成は、P A R C (per antenna rate control、アンテナごとのレート制御)と、コードの再使用と組み合わせられてS M (spatial multiplexing、空間多重化)を含む。このような方式により、データストリームは複数のサブストリームに分割され、各サブストリームは異なるアンテナから送信される。閉ループモードのための送信機の構成では、データストリームが一つまたはそれ以上のサブストリームに分割され、各サブストリームは選択された受信アンテナにチャネルを整合させるためにプリフィルタリングされるM F T D (matched filter transmit diversity、整合フィルタ送信ダイバーシチ)を有する。

【 0 0 0 6 】

第2レベルで、ダイバーシチモードが選択される。開ループモードが選択されるとき、ダイバーシチモードの選択は多数のアンテナの選択に該当する。送信アンテナの全部よりも少ない数の送信アンテナが使われるとき、選択されるアンテナには、「最良」となるアンテナからなる部分集合が含まれてもよい。閉ループモードが選択されるとき、ダイバーシチモードの選択は、データストリームの数の選択に該当する。データストリームの数が受信アンテナの数よりも少ないとき、選択されるアンテナには、プリフィルタが整合されることになる受信アンテナの部分集合が含まれてもよい。また、選択レベルの数は、二つよりさらに多くてもよい。例えば、開ループMIMO方式が一度選択された後で、この方式から多重の開ループMIMO方式が選択されてもよい。

【発明を実施するための最良の形態】

【0007】

図1は、第1局20と第2局30を有するMIMO無線通信システム10を示す。第1局20は第2局30に信号を送信する送信機22を有するが、第2局30は第1局20によって送信された信号を受信する受信機32を有する。当業者なら第1局20と第2局30がそれぞれ双方向通信のために図1に示されている送信機22と受信機32を全て有することができるということを理解できよう。一つの例示的な実施例において、第1局20は無線通信網の基地局であり、第2局30は移動局である。

【0008】

2進データストリーム形態の情報信号が第1局20の送信機22に入力される。送信機22は、コントローラ24、送信信号処理回路26、及び複数の送信アンテナ28を有する。コントローラ24は送信機22の動作を制御する。送信信号処理回路26は入力ビットのエラー符号化(誤り訂正符号化)と入力ビットの複素変調シンボルへのマッピングを行う。送信信号処理回路26は独立的であるとか、部分的に冗長であるとか、または全体的に冗長であることができる多重送信信号を生成する。周波数のアップコンバート、フィルタリング及び増幅の後、送信信号はそれぞれの送信アンテナ28から通信チャネル12を介して第2局30へ送信される。

【0009】

第2局30の受信機32は、コントローラ34、受信信号処理回路36及び複数のアンテナ38を有する。コントローラ34は受信機32の動作を制御する。受信信号処理回路36はそれぞれのアンテナ38により受信された信号を復調及び復号する。ビットエラーがないとき、受信機32からの出力信号は送信機22に入力された原情報信号と同一である。多重データストリームが互いに異なるアンテナ28から並列に送信されるため、必要とされる帯域幅を増加することなく、システムに追加された全てのアンテナ対28、38で、スループットが線形的に増加する。

【0010】

高いスペクトラム効率を達成し、その結果、高いデータ送信速度を達成できるといった潜在能力があるため、MIMOシステムは、無線通信網に用いるために世界的に幅広い研究活動の目的となっている。一般的に閉ループまたは開ループとして分類可能な多くの種類のMIMOシステムが提案されている。閉ループMIMOシステムにおいて、送信機は、受信機からのチャネル係数のフィードバックを受信する。これを、リッチフィードバックと称す。開ループMIMOシステムにおいて、送信機はチャネル状態情報のリミテッドフィードバックを受信する。このリミテッドフィードバックは一般的にチャネル係数を有さないが、通信チャネルのSINRのようなチャネル状態情報を有することができる。

【0011】

一般的に閉ループシステムが通信チャネルに対してより多くの情報を有するので、閉ループシステムが開ループシステムよりも向上した性能を提供するが、そのためにはチャネル係数のフィードバックが必要となる。フィードバックの量は、送信アンテナの数、受信アンテナの数及びチャネルの遅延幅に比例する。図2~図4は多様なアンテナ構成のための閉ループ及び開ループ多重アンテナシステムの性能を比較するための図である。図2は4x1MIMOシステムにおいて開ループと閉ループの性能を比較するための図である。

10

20

30

40

50

図3は4×2 MIMOシステムにおいて開ループと閉ループの性能を比較するための図である。図4は4×4 MIMOシステムにおいて開ループと閉ループの性能を比較するための図である。

【0012】

セルラー環境において、チャンネルはランダムな変数である。従って、それぞれの送信方式に対応する相互情報は、あるCDF(cumulative distribution function、累積分布関数)に従うランダムな変数である。図2～図4は、多様なシステム構成に対する相互情報のCDFの1%ポイント対SINRを示すグラフである。CDFのこのポイントは、しばしば、1%の減量確率をもたらす相互情報と称される。即ち、それぞれの方式の相互情報が0.99の確率で該当する1百分率の値を超過する。これら図面で実線の曲線は閉ループの性能に該当し、「○」のマークを有する点線曲線は、開ループの性能に該当し、「×」のマークを有する点線曲線は、一つの送信アンテナと一つの受信アンテナを有するSISOシステムに該当する。

10

【0013】

4×1 MISOシステム(図2)において、閉ループの性能は、ダイバーシチとアンテナアレイの利得のため、開ループのより6 dB以上の利得を有する。更に、開ループの性能は、広い範囲の動作SINRにわたって、SISOチャンネルの性能よりそれほど大きくない。これは、速度を増加するためのいくつか形態の送信ダイバーシチが利点を有するというを示している。4×2 MIMOシステム(図3)に対して、閉ループと開ループの性能の間に約4.5 dBの大きなギャップが相変らず存在する。これは4×1システムに対してはある程度小さいが、開ループMIMOシステムと比較すると、相変らず閉ループMIMOシステムの性能が良く、利点があることを示している。4×4 MIMOシステム(図4)に対して、ギャップは、約3 dBに縮まり、主に低いSINRが発生している。

20

【0014】

例示的な開ループMIMOシステムは、PARC技術またはコード再使用と合成されたSM技術を用いる。開ループ構成において、単一入力データストリームは、多重データストリームに分割され、互いに異なる送信アンテナにマッピングされる。下記でより詳しく説明するPARC方式で、それぞれのサブストリームは独立的に符号化されて変調される。SM方式で、入力データストリームは分割される前に符号化され、そして、個々のサブストリームは独立的に変調されて送信される。例示的な閉ループシステムは、TDRF(transmit diversity with rich feedback、リッチフィードバックを伴う送信ダイバーシチ)としても知られているMFTDを用いる。このMFTDについては下記でさらに詳細に説明する。MFTDを用いる閉ループMIMOシステムにおいて、入力データストリームは多重送信アンテナ28から一つまたはそれ以上の受信アンテナ38を有する受信機32へ送信される。入力ストリームは送信アンテナ28と受信アンテナ38との間のチャンネルを整合させるためにプリフィルタリングされる。

30

【0015】

図5はPARC方式を適用する開ループモードに対する例示的な送信機100の構成を示す。当業者なら理解できるように、PARCはシステム性能を向上させるために無線通信システムで使用される多重ストリーム送信技術である。例示的な実施例において送信機100は、W-CDMAのHSDPA(High Speed Downlink Packet Access)モードのために構成される。

40

【0016】

図5の送信機100は、原情報ビットストリームIをMビットのストリーム $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ に分割するデマルチプレクサー102、各ビットストリームに対する符号化及び変調回路104及び複数のアンテナ120を備える。各ビットストリーム $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ に対する符号化及び変調回路104は、各ビットストリーム $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ を符号化するエンコーダー106、各ビットストリーム $\{b_1(t), b_2(t), \dots$

50

、 $b_M(t)$ }をサブストリームにさらに分割する複数のデマルチプレクサー108、各サブストリームを信号配置のいずれか一点にマッピングする複数のシンボルマッパー110、選択された拡散コードを各サブストリームに適用する複数の信号拡散器112、及び送信のための送信信号 $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$ を発生するためにサブストリームを再合成する合成器114を備える。送信信号 $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$ は、共通パイロットチャネルだけではなく、多数の専用チャネル及び制御チャネルを有する一つまたはそれ以上の同時に送信される信号 $d_m(t)$ とともに、合成器116によってさらに合成されてもよい。各ビットストリーム $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ に対するエンコーダ106は、異なる速度で原情報ビットを符号化する。速度は、受信機32からのCQI(channel quality indicator、チャネル品質表示)のフィードバックに依存する。各エンコーダ106によって出力される符号化された信号は、デマルチプレクサー108によってK個のサブストリームに分割される。各サブストリームは、K個のシンボルマッパー110の一つによって、シンボルにマッピングされ、信号拡散器112によって、K個ある拡散コードの一つを用いて拡散される。K個の拡散コードは、他のアンテナ120によって再使用されてもよい。合成器114は、各信号拡散器112からのK個の拡散信号を再合成する。図5において符号化された信号の数と送信アンテナ120の数は同一である。しかしながら、他の実施例において、符号化された信号の数は、送信アンテナ120の数と同一とかまたはさらに少なくなることができる。

【0017】

図6はコード再使用を有するSMを用いる開ループモードに対する例示的な送信機の構成150を示す。図6に示されている送信機の構成150は符号化されたビットストリームを発生するために原情報ストリームIを符号化するエンコーダ152、符号化されたビットストリームをN個のビットストリーム $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ に分割するデマルチプレクサー154、各ビットストリームに対する変調回路156、及び複数のアンテナ168を備える。各ビットストリームに対する変調回路156は、各サブストリームをより大きい数のサブストリームにさらに分割するデマルチプレクサー158、各サブストリームを信号配置のいずれか一点にマッピングする複数のシンボルマッパー160、選択された拡散コードを各サブストリームに適用する複数の信号拡散器162、及び第2局30へと送信するための送信信号 $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$ を発生するためにサブストリームを再合成する合成器164を備える。送信信号 $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$ は、合成器166によって共通パイロットチャネルだけではなく、多数の専用チャネル、制御チャネルを有する一つまたはそれ以上の同時に送信された信号 $d_m(t)$ とさらに合成されてもよい。

【0018】

図7は閉ループモードシステムに対する例示的な送信機の構成200を示す。図7の送信機200はMFTDを用いる。図7に示されている送信機の構成200は、情報ビットストリームを複数のビットストリームに分割するデマルチプレクサー202、各ビットストリームに対する符号化及び変調回路204、送信機と受信機との間の通信チャネルに整合されたプリフィルタ212、及び複数の送信アンテナ214を備える。各符号化及び変調回路204は該当のビットストリームを符号化するエンコーダ206、符号化されたビットを変調シンボルにマッピングするシンボルマッパー208、及び選択された拡散コードを各サブストリームに適用する信号拡散器210を備える。変調及び符号化回路204から出力された信号は、第2局30に送信される送信信号 $s_1(t), \dots, s_N(t)$ である。ここで、Nは受信機32のアンテナ数より少ないかまたは同一である。送信信号 $s_1(t), \dots, s_N(t)$ はプリフィルタ212に入力される。プリフィルタ212は送信機22と受信機32との間の通信チャネルに対する情報に基づいて送信信号をフィルタリングする。プリフィルタ212はフィルタリングされた信号 $x_1(t), \dots, x_M(t)$ を第2局30へと送信するためにアンテナ214へ出力する。ここで、Mは送信アンテナ214の数である。

【 0 0 1 9 】

次に、プリフィルタ 2 1 2 のためのフィルタがどのように計算されるかを説明する。プリフィルタ 2 1 2 に入力される信号 $s_1(t), \dots, s_N(t)$ は互いに独立であり、それぞれはチャンネル帯域幅の中でパワースペクトラム (f) を有すると仮定する。送信信号ベクター $s(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)]$ のパワースペクトラムは $P_{ss}(f)$ で表示される。フィルタリングされた信号ベクター $x(t)$ のパワースペクトラムは、数式 (1) による $P_{xx}(f)$ 項により表現できる。

【 0 0 2 0 】

【 数 1 】

$$P_{xx}(f; m, p) = \Lambda(f) \sum_{n=1}^N G(f; n, m) G^*(f; n, p) \quad \text{式 1}$$

10

【 0 0 2 1 】

ここで、 $\Lambda(f)$ は、送信機から放出されるパワーの合計が固定となることを保障するための実数値の関数である。 $G(f; m, n)$ は、第 m 番目の送信アンテナから第 n 番目の受信アンテナへのダウンリンクチャンネルの周波数応答と示している。

【 0 0 2 2 】

図 7 に示されているように、MFTD 送信機 2 0 0 は、 N 個の並列データストリームまたはサブチャンネルと、 M 個のアンテナ 2 1 4 から構成される。 N 個の並列データストリームのそれぞれは、二つの部分：1) 情報ビットをスカラー値の波形にマッピングする変調及び符号化回路 2 0 4 と、2) プリフィルタ 2 1 2 の一部を形成する整合フィルタの SIMO (single input, multiple output) バンクを有する。これら整合フィルタを $H(f; n, m)$ で表示すれば、フィルタは、数式 2 により表現されることができる。

20

【 0 0 2 3 】

【 数 2 】

$$H(f; n, m) = \frac{G^*(f; n, m)}{\sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |G(f; n, m)|^2}} \quad \text{式 2}$$

【 0 0 2 4 】

数式 2 によるフィルタは、いくつかの興味ある特性を有する。第 1 に、フィルタの周波数応答は二つの項の積となる。分子である一番目の項 $G^*(f; n, m)$ は、第 m 番目の送信アンテナと第 n 番目の受信アンテナとの間のダウンリンクチャンネルに整合されたフィルタである。分母である二番目の項

30

【 0 0 2 5 】

【 数 3 】

$$\sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |G(f; n, m)|^2}$$

【 0 0 2 6 】

は、情報信号に対するホワイトニングフィルタとして見られることができる。第 2 に、数式 2 は次の観点で注水 (water pouring) の緩和形態となる。特定の周波数でのダウンリンクチャンネルのうちのひとつがひどく減衰すれば、対応する送信アンテナ 2 1 4 の出力パワーもこの周波数において、比例して減衰する。アンテナ 2 1 4 のパワー出力の全体が一定であっても、送信機 2 0 0 はダウンリンクチャンネルが減衰しない周波数に一層大きいパワーを注入するはずである。

40

【 0 0 2 7 】

分母である周波数依存の項

【 0 0 2 8 】

【数 4】

$$\sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |G(f; n, m)|^2}$$

【0029】

を無視することにより、数式 2 は簡素化される。この近似値は数式 3 のような次の形態のプリフィルタ 212 を導出する。

【0030】

【数 5】

$$H(f; n, m) = \lambda G^*(f; n, m) \quad \text{式 3}$$

10

【0031】

ここで、 λ は送信パワーの全体が σ_x^2 であること、即ち、数式 4 であることを保障するために選択されたスケールファクタである。

【0032】

【数 6】

$$\lambda = \frac{\sigma_x^2}{\sqrt{\sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M \int |G(f; n, m)|^2 df}} \quad \text{式 4}$$

20

【0033】

数式 3 によって与えられるフィルタを実装するには、 $G^*(f; n, m)$ のインパルス応答を、単純に $g^*(-t; n, m)$ とすることである。これはフィルタが本来のダウンリンクチャンネルに整合された簡単な FIR フィルタとして送信機 200 に実装できることを意味する。この観察に基づいて、第 m 番目の送信アンテナ 214 から第 n 番目の受信アンテナ 38 へのダウンリンクチャンネルは、数式 5 のようにモデリングできる。

【0034】

【数 7】

$$g(t; n, m) = \sum_{k=1}^K \alpha_k(n, m) \delta(t - \tau_k) \quad \text{式 5}$$

30

【0035】

そして、第 n 番目のサブチャンネルに係る第 m 番目のフィルタのインパルス応答は、数式 6 の形態を有する。

【0036】

【数 8】

$$h(t; n, m) = \lambda \sum_{k=1}^K \alpha_k^*(n, m) \delta(t + \tau_k) \quad \text{式 6}$$

40

【0037】

図 7 の送信機構造を有する基地局は、基地局で有用なダウンリンクチャンネルに関する情報に基づいて、これらの整合フィルタを形成するだけでよい。

【0038】

MFTD 方式に対するフィードバックオーバーヘッドを減少させるため、部分的なチャンネル状態情報のみに基づいて、整合されたフィルタ $h(t; n, m)$ を用いることができる。MFTD 方式の概念は、限定された数のタップを有する準最適の FIR プリフィルタを用いるに基づく。これらプリフィルタに対する係数 $\hat{\alpha}_k^*(n, m)$ は、L 個のもっと強いチャンネル係数と同一となるように選択されるか、または固定グリッド方式に基づい

50

て選択される。ここで均一に間隔を置いた L 個のフィンガーのグリッドは、電力/遅延プロファイルによって示された信号エネルギーの「領域」へ配置される。ここで、 L は、チャネル係数の数より少ないかまたは同一である。この単純化された方式により、第 n 番目のサブチャネルにおいて、第 m 番目のフィルタのインパルス応答は、数式 7 の形態を有する。

【 0 0 3 9 】

【 数 9 】

$$\hat{h}(t; n, m) = \bar{\lambda} \sum_{k=1}^L \hat{\alpha}_k(n, m) \delta(t + \tau_k) \quad \text{式 7}$$

10

【 0 0 4 0 】

この M F T D 方式は、フィードバック量の減少を許容し、同時に分散性チャネルにおける閉ループの大部分の性能を達成する。また、提案された M F T D 送信機の構成は、各送信アンテナで再使用される N_c マルチコードを用いて動作できる。多重アンテナを用いて送信するとき、コード資源の過度な使用を避けるために、マルチコードが再使用される。

【 0 0 4 1 】

本発明によれば、各フィードバックモードで受信機の所望の性能に基づいて、互いに異なる時間に、閉ループまたはリッチフィードバックモードと、リミテッドフィードバックまたは開ループモードとを動作させために、送信機 2 0 を設定できる。所望の性能を決定することに係わる因数は、チャネルパラメータ、コード及びパワーの利用可能度、受信機アンテナ構成、及び動作条件を含む。一般的に、閉ループモードを超える閉ループモードの所望の性能増加が、フィードバックチャネル係数に必要とされる追加のオーバーヘッドを満たすとき、閉ループモードが選択される。開ループモードのため、図 5 や図 6 に示されている送信機の構成を使用できる。閉ループモードのため、図 7 に示されている送信機の構成を使用できる。

20

【 0 0 4 2 】

フィードバックモードは、受信機における所望の性能を示す一つまたはそれ以上の品質尺度に基づいて条件が変更される従って、送信中に変更可能である。例えば、一つの品質尺度は、受信機 3 2 の出力の S I N R または受信機 3 2 のサポート可能なデータ送信速度であってもよい。品質尺度は、受信アンテナ 3 8 の数、移動局のスピード若しくは速度、及びチャネル条件を含む多数の要因に依存することができる。従って、本発明においてフィードバックモードは、性能を最大化するために動作条件が変更されるときに、適応される。

30

【 0 0 4 3 】

フィードバックモードの適応に加えて、適応に関する追加のレベルが採用されてもよい。例えば、図 5 及び図 6 に示されている二つの異なる開ループモード間で選択がなされてもよい。また、フィードバックモードが選択された後、ダイバーシチモードが選択されてもよい。ダイバーシチモードの選択は、例えば、チャネルパラメータ、コードの利用可能度、及びパワーの利用可能度に依存することができる。

【 0 0 4 4 】

開ループモードが選択されるときは、多様なダイバーシチモードが、送信機 2 2 における互いに異なるアンテナ構成に対応する。従って、ダイバーシチモードの選択は、アンテナ 2 8 の数の選択と、選択的な P A R C (S - P A R C) 方式 (図 5) または選択的な S - S M (selective spatial multiplexing coding、選択的空間多重符号化) 方式 (図 6) を実現するために、移動局 3 0 へ送信するために使用されるアンテナ 2 8 の選択とを意味する。閉ループモードが選択されるとき、多様なダイバーシチモードは互いに異なるプリフィルタ構成に対応する。従って、ダイバーシチモードの選択は、プリフィルタ 2 1 2 の数または送信機 2 2 におけるデータストリームの数の選択と、選択的な M F T D (S - M F T D) 方式を実現するために、プリフィルタ 2 1 2 が整合された受信機 3 2 における受信アンテナ 3 8 の数の選択とを意味する。

40

50

【 0 0 4 5 】

下記で説明される一つの例示的な実施例において、開ループフィードバックモードのためのダイバーシチモードは、所望の S I N R または受信機 3 2 のサポート可能なデータ送信速度に基づいて選択される。例として、W - C D M A (Wideband Code Division Multiple Access、広帯域符号分割多元接続)標準における H S D P A (High Speed Downlink Packet Access、高速ダウンリンクパケットアクセス)規格を用いる S - P A R C と S - S M の全てについて、下記でさらに詳細に説明する。下記の説明は、送信アンテナ 2 8 が 2 つあるケースを考慮している。可能なアンテナ構成は { A }、{ B }、または { A、B } である。また、S - P A R C のための追加のケース { B、A } を追加する。ここで、順序は、S - P A R C の受信機動作の復号順序を示す。S - P A R C において、復号順序が分散チャネルのサポート可能なデータ送信速度に少し悪い影響を与える可能性がある。従って、達成できるデータ送信速度を最大化することに関する限り、所与のアンテナの組み合わせについて順序を付ける異なる復号器を考慮することで、利点がもたらされる。しかしながら、多くのチャネル条件では、{ A、B } と { B、A } の達成可能なデータ送信速度の差が非常に小さい。よって、複雑性を最小化するためには、所与のアンテナの組み合わせについて順番を付ける一つの復号器のみを考慮することで、利点がもたらされうる。

10

【 0 0 4 6 】

S - P A R C において、アクティブアンテナ 2 8 は、一つの自己復号可能なデータストリームを送信する。データストリームの送信速度は受信機の性能を示す S I N R により決定される。下記の説明で、一例として S I C - G R A K E の出力 S I N R を用いる。S I C - G R A K E は、2 0 0 4 年 3 月 5 日に出願された審査中のアメリカ (U S) 特許出願番号 0 0 / 7 9 5、1 0 1 において説明されており、ここに参照として取り入れる。

20

【 0 0 4 7 】

利用することができるパワーの全体が、アクティブ送信アンテナ 2 8 の全体に均等に割り当てられると仮定する。アンテナ構成 { A } のため、利用可能なパワーの全体 P が、送信アンテナ A に割り当てられる。その結果、チャネルコード当りのパワーは P / K となる。ここで、K はチャネルコード (チャネル符号) の数である。一つのアクティブアンテナ 2 8 のみが存在するので、G - R A K E の後、S I C (successive interference cancellation、連続干渉除去)を行う必要がない。このケースにおいて、G - R A K E の出力 S I N R は、数式 8 のように示すことができる。

30

【 0 0 4 8 】

【数 1 0】

$$SINR_{i,A_i}(A) = \frac{P}{K} h(A)^H R_{i,A_i}^{-1}(A) h(A), \quad \text{式 8}$$

【 0 0 4 9 】

ここで h (A) は、アンテナ A に割り当てられたチャネルに対応する正味の応答で、R_{ A } (A) はノイズの共分散である。ノイズ共分散の添字はノイズ共分散がアンテナ構成に依存することを示す。実際に、このケースにおいて、正味の応答とノイズ共分散は、共通パイロットチャネルについての測定値から決定可能である。R_{ A } (A) = R_{C P I C H} (A) という関係は、ノイズ共分散が共通パイロットチャネルから測定できることを示している。その他に、サポート可能なデータ送信速度は、ルックアップテーブルを通じたり、数式 9 の S I N R 対データ送信速度のマッピング関数を通じたりして、G - R A K E の出力 S I N R によって決定できる。

40

【 0 0 5 0 】

【数 1 1】

$$Rate(\{A\}) = f(SINR_{i,A_i}(A)) \quad \text{式 9}$$

【 0 0 5 1 】

同様に、アンテナ構成 { B } において、G - R A K E の出力 S I N R は、数式 1 0 で

50

示すことができる。

【 0 0 5 2 】

【 数 1 2 】

$$SINR_{i(B)}(B) = \frac{P}{K} h(B)^H R_{i(B)}^{-1}(B) h(B), \quad \text{式 10}$$

【 0 0 5 3 】

ここで、 $h(B)$ は、アンテナ B に割り当てられたチャネルに対応する正味の応答で、 $R_{\{B\}}(B)$ はノイズ共分散である。また、このケースにおいて、正味の応答とノイズ共分散は、共通パイロットチャネルから測定される。 $R_{\{B\}}(B) = R_{CPICH}(B)$ という関係は、ノイズ共分散が共通パイロットチャネルから測定できるということを示している。 $R_{CPICH}(A) = R_{CPICH}(B)$ となるケース等が存在する。このケースに対するサポート可能なデータ送信速度は数式 (11) になる。

10

【 0 0 5 4 】

【 数 1 3 】

$$Rate(\{B\}) = f(SINR_{i(B)}(B)). \quad \text{式 11}$$

【 0 0 5 5 】

アンテナ構成 { A、B } において、各アンテナにはパワー $P/2$ が割り当てられる。アンテナ A の信号は一番目に復号され、アンテナ B の信号は最後に復号される。このケースにおいて、アンテナ A の信号に対する G - RAKE の出力 SINR は数式 12 になる。

20

【 0 0 5 6 】

【 数 1 4 】

$$SINR_{i(A,B)}(A) = \frac{P}{2K} h(A)^H R_{i(A,B)}^{-1}(A) h(A), \quad \text{式 12}$$

【 0 0 5 7 】

ここで、ノイズ共分散は、

【 0 0 5 8 】

30

【 数 1 5 】

$$R_{i(A,B)}(A) = R_{CPICH}(A) + \frac{P}{2K} h(B) h^H(B).$$

【 0 0 5 9 】

になる。数式 12 の右辺において追加の項は、アンテナ B の信号を送信するために使用される同一のチャネルコードによるコード再使用干渉を示している。

【 0 0 6 0 】

アンテナ B の信号において、SIC が用いられる。SIC を反映する G - RAKE の出力 SINR として、数式 13 が示すようになる。

40

【 0 0 6 1 】

【 数 1 6 】

$$SINR_{i(A,B)}(B) = \frac{P}{2K} h(B)^H R_{i(A,B)}^{-1}(B) h(B), \quad \text{式 13}$$

【 0 0 6 2 】

ここで、ノイズ共分散は

【 0 0 6 3 】

【数 1 7】

$$R_{\{A,B\}}(B) = R_{CPICH}(B) - \frac{P}{2} R_{SIC}(A).$$

【0064】

である。数式 1 3 の右辺における二番目の項は SIC 処理によって除去されたアンテナ A の信号からの干渉を示している。このアンテナ構成のためのサポート可能なデータ送信速度は数式 1 4 のように示せる。

【0065】

【数 1 8】

$$Rate(\{A, B\}) = f(SINR_{\{A,B\}}(A)) + f(SINR_{\{A,B\}}(B)) \quad \text{式 14}$$

10

【0066】

同様に、アンテナ構成 { B、A } において、アンテナ B 信号に対する G - R A K E の出力 SINR は

【0067】

【数 1 9】

$$SINR_{\{B,A\}}(B) = \frac{P}{2K} h(B)^H R_{\{B,A\}}^{-1}(B) h(B)$$

20

【0068】

である。ここで、ノイズ共分散は数式 1 5 になる。

【0069】

【数 2 0】

$$R_{\{B,A\}}(B) = R_{CPICH}(B) + \frac{P}{2K} h(A) h^H(A). \quad \text{式 15}$$

【0070】

アンテナ A 信号において、SIC を反映する G - R A K E の出力 SINR は

【0071】

【数 2 1】

$$SINR_{\{B,A\}}(A) = \frac{P}{2K} h(A)^H R_{\{B,A\}}^{-1}(A) h(A)$$

30

【0072】

であり、ここでノイズ共分散は

【0073】

【数 2 2】

$$R_{\{B,A\}}(A) = R_{CPICH}(A) - \frac{P}{2} R_{SIC}(B).$$

40

【0074】

である。このアンテナ構成のためのサポート可能なデータ送信速度は、数式 1 6 によって決定できる。

【0075】

【数 2 3】

$$Rate(\{B, A\}) = f(SINR_{\{B,A\}}(B)) + f(SINR_{\{B,A\}}(A)). \quad \text{式 16}$$

【0076】

50

アンテナ構成のそれぞれに対するサポート可能なデータ送信速度を用いることで、基地局コントローラ 2 4 または移動局コントローラ 3 4 が、一番高い達成可能なデータ送信速度を一つ選択することができる。上記の例において、サポート可能なデータ送信速度の計算がパワー割り当て (P)、コード割り当て (K) 及びチャネルパラメータ

【 0 0 7 7 】

【 数 2 4 】

$(h(A), h(B), R_{\{A\}}(A), R_{\{B\}}(B), R_{\{A,B\}}(A), R_{\{A,B\}}(B), R_{\{B,A\}}(A), R_{\{B,A\}}(B))$.

【 0 0 7 8 】

に依存することがわかる。当業者なら、これが 3 つ以上の送信アンテナ 2 8 を有するケースについても容易に一般化できることを理解できよう。

10

【 0 0 7 9 】

S - S M 符号について、S - P A R C に対して既に説明されたことと同一の処理が適用される。違いは、S I N R の数式とアンテナ構成 { A、B } のための S I N R 対データ送信速度のマッピング関数である。S - S M のアンテナ構成 { A } と { B } に対する達成可能なデータ送信速度は、S - P A R C に対する達成可能なデータ送信速度と正確に一致する。従って、{ A、B } のケースのみを説明する。

【 0 0 8 0 】

このケースにおいて、G - R A K E 出力の S I N R は、数式 1 7 及び 1 8 のように示される。

20

【 0 0 8 1 】

【 数 2 5 】

$$SINR_{\{A,B\}}(A) = \frac{P}{2K} h(A)^H R_{\{A,B\}}^{-1}(A) h(A), \quad \text{式 17}$$

【 0 0 8 2 】

【 数 2 6 】

$$SINR_{\{A,B\}}(B) = \frac{P}{2K} h(B)^H R_{\{A,B\}}^{-1}(B) h(B), \quad \text{式 18}$$

30

【 0 0 8 3 】

ここで、ノイズ共分散は

【 0 0 8 4 】

【 数 2 7 】

$$R_{\{A,B\}}(A) = R_{CPICH}(A) + \frac{P}{2K} h(B) h^H(B)$$

【 0 0 8 5 】

と

【 0 0 8 6 】

【 数 2 8 】

$$R_{\{A,B\}}(B) = R_{CPICH}(B) + \frac{P}{2K} h(A) h^H(A)$$

40

【 0 0 8 7 】

である。達成可能なデータ送信速度を決定するための一つの方法は、個別的な S I N R 値の合計に基づいて、数式 1 9 のように算出することである。

【 0 0 8 8 】

【 数 2 9 】

$$Rate(\{A, B\}) = f(SINR_{\{A,B\}}(A)) + f(SINR_{\{A,B\}}(B)). \quad \text{式 19}$$

50

【 0 0 8 9 】

また、算術ではなく、幾何学的な手段に基づくような他の方法も考えられる。アンテナ構成のそれぞれに対するサポート可能なデータ送信速度において、基地局コントローラ 2 4 または移動局コントローラ 3 4 が、達成可能な最も高いデータ送信速度を一つ選択してもよい。上記の例において、サポート可能なデータ送信速度の計算が、パワー割り当て (P)、コード割り当て (K)、及びチャネルパラメータ

【 0 0 9 0 】

【 数 3 0 】

$$(h(A), h(B), R_{\{A\}}(A), R_{\{B\}}(B), R_{\{A,B\}}(A), R_{\{A,B\}}(B)).$$

10

【 0 0 9 1 】

に依存することがわかる。

【 0 0 9 2 】

開ループ送信機の構成において、ダイバーシチモードの決定のためになされる判定は、移動局 3 0 で実行されてもよいし、基地局 2 0 で実行されてもよいし、または基地局 2 0 と移動局 3 0 との間で分散して実行されてもよい。一番目の方式(全ての決定が移動局 3 0 で実行される方式)で、移動局 3 0 は、可能なアンテナの組み合わせの全てについての S I N R を推定し、サブストリームにわたるデータ送信速度の合計が最大となるような特定の組み合わせを選択する。その他、移動局 3 0 は、速度表示または C Q I をストリームごとにフィードバックする。すなわち、モード N (ここで、N は選択されたアンテナの数 20 である。)が選択された場合に、N 個(ここで、N = M である。)の C Q I が戻される。一般的に、C Q I は、S I N R からデータ送信速度へのマッピングである。また、移動局 3 0 は、 $2^M - 1$ の選択肢からのアンテナ選択を信号で通知する必要がある。これには、M ビットを要する。

【 0 0 9 3 】

二番目の方式(全ての決定が基地局 2 0 で実行される方式)で、移動局 3 0 は、可能なモードと、アンテナ選択の組み合わせとの全てについて、S I N R を推定する。しかしながら、何が最良であるかについて、移動局 3 0 は何の決定も実行しないから、移動局 3 0 は、可能な組み合わせに対する C Q I 値をフィードバックしなければならない。これは、非常に大きいフィードバック負荷をもたらす。例えば、4 個の送信アンテナ 2 8 を有する S - P A R C において、移動局 3 0 は、4 つのモード 1 のアンテナ選択について 1 つの C Q I をフィードバックし、6 つのモード 2 のアンテナ選択について 2 つの C Q I をフィードバックし、4 つのモード 3 のアンテナ選択について 3 つの C Q I をフィードバックし、1 つのモード 4 のアンテナ選択について 4 つの C Q I をフィードバックする必要があるため、全部で 3 2 個の C Q I 値が送信されることになる。これは、第 1 の方式と比較されるべきである。すなわち、第 1 の方式は、4 またはそれより少ない C Q I と一つのアンテナ選択表示がフィードバック負荷となる。このように、基地局 2 0 が両方のモードで動作するのに十分な自由度を有するようにすれば、アンテナ選択は多くのフィードバックを必要とする。

30

【 0 0 9 4 】

三番目の方式(移動局 3 0 と基地局 2 0 の間で決定を分散する方式)で、移動局 3 0 は、各可能なモードについてアンテナを選択し、基地局 2 0 がモードを選択する。この方式で、フィードバックは、二番目の方式に比べてかなり削減される。事実、アンテナ選択が、一定な特性(部分集合特性と呼ばれる。)を維持するように制限されれば、フィードバックは、一番目の方式よりも少しだけ大きいレベルまで削減可能である。この方式は、準最適な方式であるが、性能における損失は小さい。部分集合の特性を用いることなく、M = 4 となる送信アンテナの例についてのフィードバック負荷は、全部で 1 0 個の C Q I をもたらす。すなわち、モード 1 のための 1 個の C Q I、モード 2 のための 2 個の C Q I、モード 3 のための 3 個の C Q I 及びモード 4 のための 4 個の C Q I になる。また、各モードに対するアンテナ表示が必要となる。要求されたフィードバック負荷は、3 2 個の C Q I を

40

50

必要とする二番目の方式よりも、確かに小さな負荷となる。

【0095】

ここでその全てが引用により取り入れられる、2003年4月2日に発行されたイギリス(UK)特許番号2358071で説明されているように、部分集合特性を呼び出す場合、フィードバック負荷は、 $M = 4CQI$ と一つの復号順序だけに削減できる。ただ、これは、 $M = 4CQI$ (モード4が選択される時)と一つのアンテナ選択表示を必要とする一番目の方式における最大フィードバック負荷より、少しだけ大きな負荷となる。復号順序は、整数Mの順列であり、各可能なモードについてそれぞれストリームが復号されるべき順序を示す。M!の潜在的な復号順序が存在するため、復号順序のフィードバックは単純にアンテナ選択表示より少し多いビットを必要とする。例えば、 $M = 4$ において、復号順序は、 $\text{ceil}(\log_2(M!)) = 4$ ビットのみを要するアンテナ選択表示と対比されるように、 $\text{ceil}(\log_2(M!)) = 5$ を要する。SINR推定とフィードバックは、一つのCQIが推定され、各アンテナの組み合わせについてフィードバックされるという違いだけがある、SMと類似の手法を用いて、実行可能である。

10

【0096】

また、ダイバーシチモード選択の概念は、図7に示されている閉ループ送信機の構成に適用可能である。本発明によれば、データストリームの数は、条件が変更されるときに、適応的に変更される。各データストリームは、数式7により与えられる準最適のフィルタのセットを用いる。さらに、チャンネル条件に依存して、送信されるストリームセットの「最良」の部分集合が選択される。「最良」の部分集合の選択は、チャンネル選択の一種である。「最良」についての解釈の一例は、最大の送信速度をサポートする送信ストリームの部分集合である。

20

【0097】

ダイバーシチモードの選択は、移動局コントローラ34または基地局コントローラ24によって実行可能である。一番目の例として、移動局コントローラは、送信されたデータストリームの可能な組み合わせの全てについてSINRを推定し、データ送信速度の合計が最大となるような特定の組み合わせを選択することである。その後、移動局コントローラは、各ストリームについてのCQIと、チャンネル係数のセットをフィードバックする。例えば、モードNが選択された場合に、N個のCQIと、 $(M \times L \times N)$ 個のチャンネル係数が送信されて戻される。ここでMは送信アンテナ28の数で、Lは送信機プリフィルタ212のタップの数である。なお、 $N \times N_RX$ である。ここで、 N_RX は、受信アンテナ38の個数である。二番目の例で、移動局コントローラは、 $(M \times L \times N_RX)$ 個のチャンネル係数をフィードバックする。いくつか状況で、他のセル干渉電力が、基地局にフィードバックするために要求される。

30

【0098】

本発明は、もちろん本発明の範囲及び根本的な特徴を逸脱することなく、他の特定の手法を用いても実行可能である。従って、本実施例は、全ての点で単なる例示として解釈されなければならない。また、限定的なものとして解釈されてはならない。添付された請求項及びその均等の範囲に含まれる全ての変更が、本発明の範囲に含まれることが意図されている。

40

【産業上の利用可能性】

【0099】

本発明は、チャンネル条件及び他の要因に応じて、送信機と受信機との間の構成を適応させるための装置及び方法を実現する。

【図面の簡単な説明】

【0100】

【図1】MIMO通信システムを示す。

【図2】異なるアンテナ構成を有するSISOシステムの性能を示す。

【図3】異なるアンテナ構成を有するMISOシステムの性能を示す。

【図4】異なるアンテナ構成を有するMIMOシステムの性能を示す。

50

【図5】アンテナ毎に送信速度制御を用いる例示的な開ループ送信機の構成を示す。

【図6】コード再利用を有するSMを用いる例示的な開ループ送信機の構成を示す。

【図7】整合フィルタ送信ダイバーシチを用いる例示的な閉ループ送信機の構成を示す。

【図1】

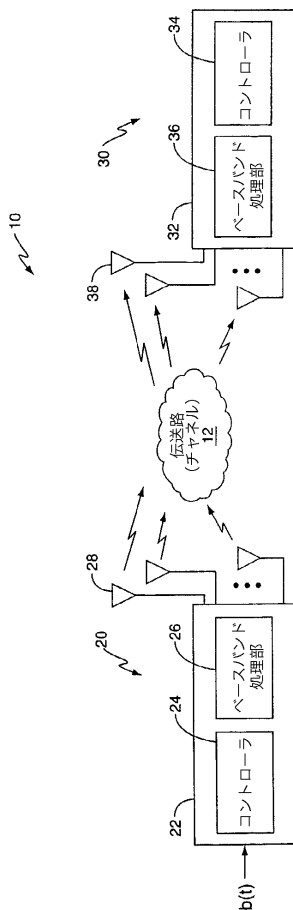


FIG. 1

【図2】

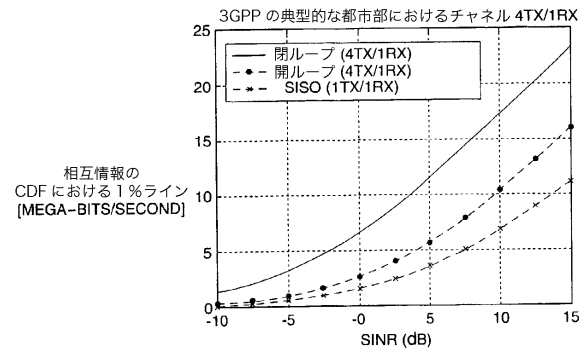


FIG. 2

【図3】

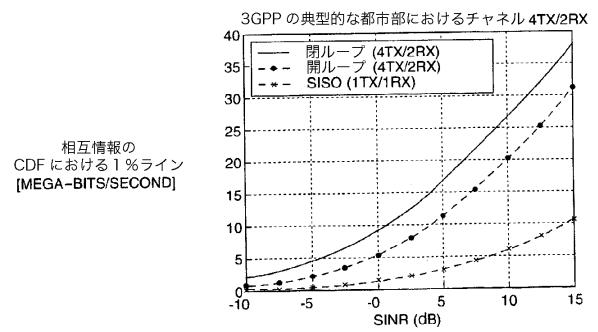


FIG. 3

【図4】

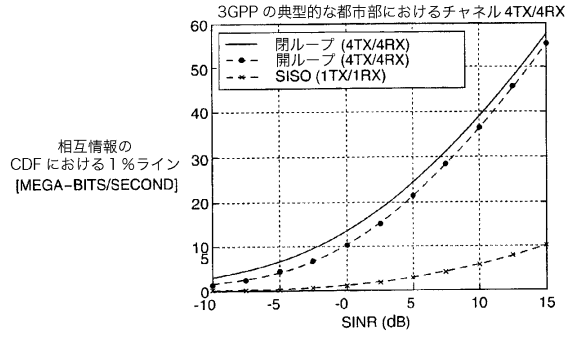


FIG. 4

【図5】

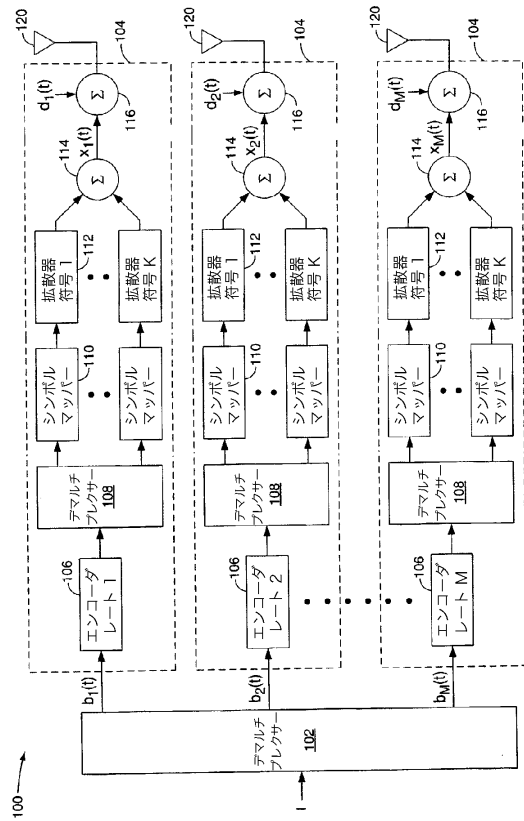


FIG. 5

【図6】

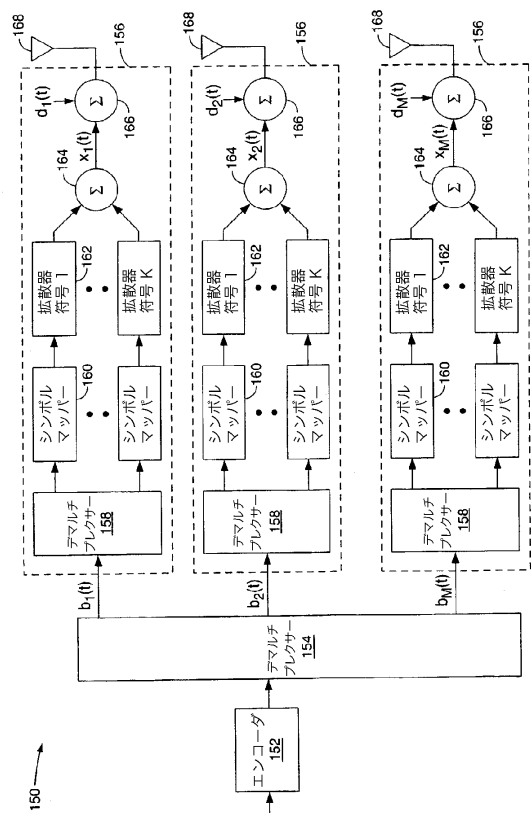


FIG. 6

【図7】

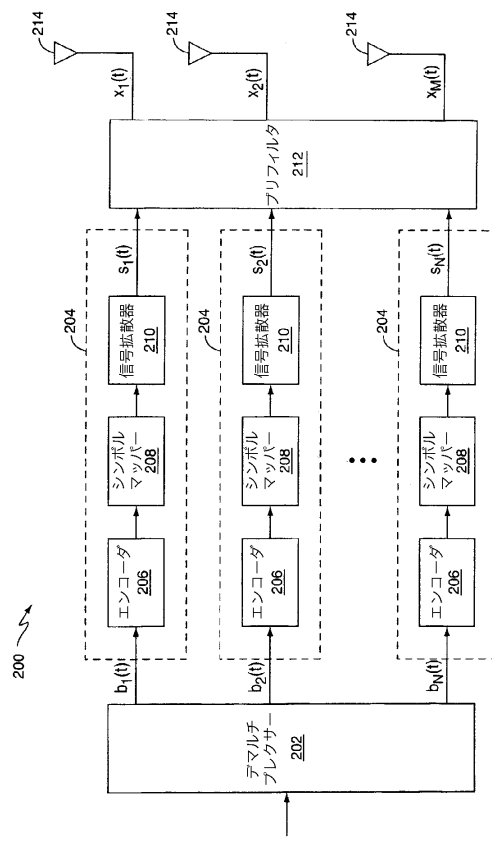


FIG. 7

フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I
 H 0 4 J 99/00 (2009.01) H 0 4 J 15/00
 H 0 4 B 1/707 (2011.01) H 0 4 J 13/00 D

(72)発明者 クラスニー, レオニド
 アメリカ合衆国 ノースカロライナ州 2 7 5 1 1, カリー, グレイ メアーズ レーン 1
 1 1

(72)発明者 モルナー, カール ジェームス
 アメリカ合衆国 ノースカロライナ州 2 7 5 1 3, カリー, フライニング リーフ コート
 1 1 1

(72)発明者 チェン, ジュング-フー
 アメリカ合衆国 ノースカロライナ州 2 7 5 1 3, カリー, ブラッドウィック ドライブ
 1 0 9

(72)発明者 グラント, ステファン ジェームス
 アメリカ合衆国 ノースカロライナ州 2 7 5 1 3, カリー, アーリントン リッジ ロード
 3 1 3

(72)発明者 ワン, イー-ピン
 アメリカ合衆国 ノースカロライナ州 2 7 5 1 3, カリー, チェダーポスト ドライブ 2
 1 5

審査官 仲間 晃

(56)参考文献 特開2000-069570(JP,A)
 特開2003-204298(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/04
 H04B 7/06
 H04B 7/08
 H04J 99/00