

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5872288号
(P5872288)

(45) 発行日 平成28年3月1日 (2016.3.1)

(24) 登録日 平成28年1月22日 (2016.1.22)

(51) Int. Cl.	F I
HO 4 J 11/00 (2006.01)	HO 4 J 11/00 Z
HO 4 B 7/06 (2006.01)	HO 4 B 7/06
HO 4 J 1/00 (2006.01)	HO 4 J 1/00
HO 4 L 27/01 (2006.01)	HO 4 L 27/00 K

請求項の数 16 (全 29 頁)

(21) 出願番号	特願2011-529194 (P2011-529194)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成21年9月23日 (2009.9.23)		クゥアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2012-503948 (P2012-503948A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成24年2月9日 (2012.2.9)		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(86) 国際出願番号	PCT/US2009/058106		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開番号	W02010/039559		ハウス・ドライブ 5775
(87) 国際公開日	平成22年4月8日 (2010.4.8)	(74) 代理人	100108855
審査請求日	平成23年5月23日 (2011.5.23)		弁理士 蔵田 昌俊
審査番号	不服2014-5656 (P2014-5656/J1)	(74) 代理人	100109830
審査請求日	平成26年3月26日 (2014.3.26)		弁理士 福原 淑弘
(31) 優先権主張番号	61/099,375	(74) 代理人	100103034
(32) 優先日	平成20年9月23日 (2008.9.23)		弁理士 野河 信久
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100075672
(31) 優先権主張番号	12/564,670		弁理士 峰 隆司
(32) 優先日	平成21年9月22日 (2009.9.22)		
(33) 優先権主張国	米国 (US)		最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 SC-FDMA用送信ダイバーシティ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線通信方法であって、

第1変調シンボルシーケンス及び前記第1変調シンボルシーケンスに後続する第2変調シンボルシーケンスを含む第1シンボルベクトルを形成すること、

第3変調シンボルシーケンス及び前記第3変調シンボルシーケンスに後続する第4変調シンボルシーケンスを含む第2シンボルベクトルを形成すること、ここで前記第3変調シンボルシーケンスは前記第2変調シンボルシーケンスに基づいて生成され、及び前記第4変調シンボルシーケンスは前記第1変調シンボルシーケンスに基づいて生成されるものであり、

第1送信アンテナに対して、前記第1シンボルベクトルを備える第1単一キャリア周波数分割多重アクセス (SC-FDMA) シンボルを生成すること、

第2送信アンテナに対して、前記第2シンボルベクトルを備える第2SC-FDMAシンボルを生成すること、および

送信ダイバーシティを達成するために、単一のSC-FDMAシンボル期間中に、前記第1送信アンテナから前記第1SC-FDMAシンボルを、前記第2送信アンテナから前記第2SC-FDMAシンボルを送信することを含む、無線通信方法。

【請求項 2】

前記第2変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて、前記第3変調シンボルシーケンスを生成すること、および

10

20

前記第 1 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて、前記第 4 変調シンボルシーケンスを生成することを更に含む請求項 1 の方法。

【請求項 3】

第 1 変調シンボルシーケンス及び前記第 1 変調シンボルシーケンスに後続する第 2 変調シンボルシーケンスを含む第 1 シンボルベクトルを形成する手段と、

第 3 変調シンボルシーケンス及び前記第 3 変調シンボルシーケンスに後続する第 4 変調シンボルシーケンスを含む第 2 シンボルベクトルを形成する手段と、ここで前記第 3 変調シンボルシーケンスは前記第 2 変調シンボルシーケンスに基づいて生成され、及び前記第 4 変調シンボルシーケンスは、前記第 1 変調シンボルシーケンスに基づいて生成されるものであり、

10

前記第 1 シンボルベクトルを備える第 1 単一キャリア周波数分割多重アクセス (SC-FDMA) シンボルを、第 1 送信アンテナに対して生成する手段と、

前記第 2 シンボルベクトルを備える第 2 SC-FDMA シンボルを第 2 送信アンテナに対して生成する手段と、および

送信ダイバーシティを達成するために、単一の SC-FDMA シンボル期間中に、前記第 1 送信アンテナから前記第 1 SC-FDMA シンボルを、前記第 2 送信アンテナから前記第 2 SC-FDMA シンボルを送信する手段とを具備する、無線通信用の装置。

【請求項 4】

前記第 2 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて、前記第 3 変調シンボルシーケンスを生成する手段と、

20

前記第 1 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて前記第 4 変調シンボルシーケンスを生成する手段を更に含む請求項 3 の装置。

【請求項 5】

第 1 変調シンボルシーケンス及び前記第 1 変調シンボルシーケンスに後続する第 2 変調シンボルシーケンスを含む第 1 シンボルベクトルを形成し、及び第 3 変調シンボルシーケンス及び前記第 3 変調シンボルシーケンスに後続する第 4 変調シンボルシーケンスを含む第 2 シンボルベクトルを形成するよう構成された少なくとも 1 つのプロセッサを具備し、

前記第 3 変調シンボルシーケンスは前記第 2 変調シンボルシーケンスに基づいて生成され、及び前記第 4 変調シンボルシーケンスは前記第 1 変調シンボルシーケンスに基づいて生成されており、

30

前記少なくとも 1 つのプロセッサは、第 1 送信アンテナに対して、前記第 1 シンボルベクトルを備える第 1 単一キャリア周波数分割多重アクセス (SC-FDMA) シンボルを生成し、第 2 送信アンテナに対して、前記第 2 シンボルベクトルを備える第 2 SC-FDMA シンボルを生成するよう構成され、

前記少なくとも 1 つのプロセッサは、送信ダイバーシティを達成するために、単一の SC-FDMA シンボル期間中に、前記第 1 送信アンテナから前記第 1 SC-FDMA シンボルを、前記第 2 送信アンテナから前記第 2 SC-FDMA シンボルを送信するよう構成される、無線通信用の装置。

【請求項 6】

前記少なくとも 1 つのプロセッサは、前記第 2 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて、前記第 3 変調シンボルシーケンスを生成し、及び前記第 1 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて、前記第 4 変調シンボルシーケンスを生成するよう構成される請求項 5 の装置。

40

【請求項 7】

少なくとも 1 つのコンピュータに、第 1 変調シンボルシーケンス及び前記第 1 変調シンボルシーケンスに後続する第 2 変調シンボルシーケンスを含む第 1 シンボルベクトルを形成させるためのコードと、

前記少なくとも 1 つのコンピュータに、第 3 変調シンボルシーケンス及び前記第 3 変調シンボルシーケンスに後続する第 4 変調シンボルシーケンスを含む第 2 シンボルベクトルを形成させるためのコードと、ここで、前記第 3 変調シンボルシーケンスは、前記第 2 変

50

調シンボルシーケンスに基づいて生成され、及び前記第4変調シンボルシーケンスは、前記第1変調シンボルシーケンスに基づいて生成されるものであり、

前記少なくとも1つのコンピュータに、前記第1シンボルベクトルを備える第1単一キャリア周波数分割多重アクセス(SC-FDMA)シンボルを、第1送信アンテナに対して生成させるためのコードと、

前記少なくとも1つのコンピュータに、前記第2シンボルベクトルを備える第2SC-FDMAシンボルを、第2送信アンテナに対して生成させるためのコードと、および

前記少なくとも1つのコンピュータに、送信ダイバーシティを達成するために、単一のSC-FDMAシンボル期間中に、前記第1送信アンテナから前記第1SC-FDMAシンボルを、前記第2送信アンテナから前記第2SC-FDMAシンボルを送信させるためのコードとを記憶する、コンピュータ可読記憶媒体。

10

【請求項8】

無線通信方法であって、

送信ダイバーシティを達成するために、単一の単一キャリア周波数分割多重アクセス(SC-FDMA)シンボル期間中に、送信器の第1送信アンテナから送信された第1SC-FDMAシンボル及び第2送信アンテナから送信された第2SC-FDMAシンボルを含む受信されたSC-FDMAシンボルを、受信器で得ることを具備し、ここで、前記第1SC-FDMAシンボルは、第1変調シンボルシーケンス及び前記第1変調シンボルシーケンスに後続する第2変調シンボルシーケンスを含む第1シンボルベクトルを備え、前記送信器によって生成され、前記第2SC-FDMAシンボルは、第3変調シンボルシーケンス及び前記第3変調シンボルシーケンスに後続する第4変調シンボルシーケンスを含む第2シンボルベクトルを備え、前記送信器によって生成され、及び前記第3及び第4変調シンボルシーケンスは、前記第2及び第1変調シンボルシーケンスにそれぞれ基づいて生成されるものであり、および

20

前記受信されたSC-FDMAシンボルを処理し、前記第1及び第2変調シンボルシーケンスの推定値を得ることを具備する、無線通信方法。

【請求項9】

前記受信されたSC-FDMAシンボルを処理することは、

送信に使用された1セットのサブキャリアのために受信されたシンボルを得るために、および前記受信されたシンボルに基づいて、時間領域入力サンプルを得るために、前記受信されたSC-FDMAシンボルについてSC-FDMA復調を行なうこと、

30

前記第1及び第2変調シンボルシーケンスの推定値を得るために、前記入力サンプル、前記第1送信アンテナのための第1チャンネル推定値及び前記第2送信アンテナのための第2チャンネル推定値に基づいてシンボル検出を行うことを具備する請求項8の方法。

【請求項10】

前記シンボル検出を行うことは、

前記入力サンプルを第1入力サンプル及び第2入力サンプルへ非多重化すること、

第1入力シンボルを得るために前記第1入力サンプルを周波数領域へ変形すること、

第2入力シンボルを得るために前記第2入力サンプルを周波数領域へ変形すること、

第1及び第2検出シンボルを得るために、前記第1及び第2チャンネル推定値に基づいて、前記第1及び第2入力シンボルを組み合わせること、

40

前記第1変調シンボルシーケンスの推定値を得るために、前記第1検出シンボルを時間領域に変形すること、および

前記第2変調シンボルシーケンスの推定値を得るために、前記第2検出シンボルを時間領域に変形することを含む請求項9の方法。

【請求項11】

少なくとも1つの追加の受信されたSC-FDMAシンボルを前記受信器で得ることと、ここで各追加の受信されたSC-FDMAシンボルは、前記送信器によって送信された前記第1及び第2SC-FDMAシンボルを具備し、各受信されたSC-FDMAシンボルは、前記受信器の異なるアンテナから得られるものであり、及び

50

前記第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスの推定値を得るために、受信された全ての S C - F D M A シンボルを処理することと、を更に具備する請求項 8 の方法。

【請求項 1 2】

前記全ての S C - F D M A シンボルを処理することは、

送信に使用されたサブキャリアのセットの受信されたシンボルを得るために、および前記受信されたシンボルに基づいて時間領域入力サンプルを得るために、各受信された S C - F D M A シンボルについて S C - F D M A 復調を行うこと、及び

前記第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスの前記推定値を得るために、受信された全ての S C - F D M A シンボルからの前記入力サンプル及び前記第 1 及び第 2 送信アンテナのチャネル推定値に基づいてシンボル検出を行うことを具備する請求項 1 1 の方法。

10

【請求項 1 3】

無線通信用の装置であって、

送信ダイバーシティを達成するために、単一の単一キャリア周波数分割多重アクセス (S C - F D M A) シンボル期間中に、送信器の第 1 送信アンテナから送信された第 1 S C - F D M A シンボル及び第 2 送信アンテナから送信された第 2 S C - F D M A シンボルを含む受信された S C - F D M A シンボルを受信器で得る手段と、ここで前記第 1 S C - F D M A シンボルは、第 1 変調シンボルシーケンス及び前記第 1 変調シンボルシーケンスに後続する第 2 変調シンボルシーケンスを含む第 1 シンボルベクトルを備え、前記送信器によって生成されており、前記第 2 S C - F D M A シンボルは、第 3 変調シンボルシーケンス及び前記第 3 変調シンボルシーケンスに後続する第 4 変調シンボルシーケンスを含む第 2 シンボルベクトルを備え、前記送信器によって生成されており、前記第 3 及び第 4 変調シンボルシーケンスは、それぞれ前記第 2 及び第 1 変調シンボルシーケンスに基づいて生成されたものであり、および

20

前記第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスの推定値を得るために、前記受信された S C - F D M A シンボルを処理する手段と、を具備する、無線通信用の装置。

【請求項 1 4】

前記受信された S C - F D M A シンボルを処理する手段は、

送信に使用された 1 セットのサブキャリアのために受信されたシンボルを得るために、および前記受信されたシンボルに基づいて、時間領域入力サンプルを得るために、前記受信された S C - F D M A シンボルについて S C - F D M A 復調を行う手段と、

30

前記第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスの推定値を得るために、前記入力サンプルと、前記第 1 送信アンテナの第 1 チャネル推定値及び前記第 2 送信アンテナの第 2 チャネル推定値とに基づいてシンボル検出を行う手段とを具備する請求項 1 3 の装置。

【請求項 1 5】

前記シンボル検出を行う手段は、

前記入力サンプルを第 1 入力サンプル及び第 2 入力サンプルへ非多重化する手段と、

第 1 入力シンボルを得るために、前記第 1 入力サンプルを周波数領域へ変形する手段と

、

第 2 入力シンボルを得るために、前記第 2 入力サンプルを周波数領域へ変形する手段と

、

第 1 及び第 2 検出シンボルを得るために、前記第 1 及び第 2 入力シンボルを前記第 1 及び第 2 チャネル推定値に基づいて組み合わせる手段と、

40

前記第 1 変調シンボルシーケンスの推定値を得るために、前記第 1 検出シンボルを時間領域に変形する手段と、

前記第 2 変調シンボルシーケンスの推定値を得るために、前記第 2 検出シンボルを時間領域に変形する手段と、を具備する請求項 1 4 の装置。

【請求項 1 6】

少なくとも 1 つの追加の受信された S C - F D M A シンボルを前記受信器で得る手段と、ここで各追加の受信された S C - F D M A シンボルは、前記送信器によって送信された前記第 1 及び第 2 S C - F D M A シンボルを含み、各受信された S C - F D M A シンボル

50

は、前記受信器の異なるアンテナから得られたものであり、及び

受信された全てのSC-FDMAシンボルを処理し、前記第1及び第2変調シンボルシーケンスの推定値を得る手段と、を更に含む請求項13の装置。

【発明の詳細な説明】

【優先権の主張】

【0001】

本出願は、譲受人に譲渡され2008年9月23日に出席された暫定的米国出願61/099,375(発明の名称「長期間改良進化アップリンクのための単一の単一キャリア周波数分割シンボル多重に関する送信ダイバーシティスキーム "TRANSMIT DIVERSITY SCHEME OVER SINGLE SINGLE-CARRIER FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING SYMBOL FOR LONG TERM EVOLUTION ADVANCED UPLINK"」への優先権を要求し、この米国出願は本願に参照として組込まれている。

10

【技術分野】

【0002】

この開示は一般に通信に関し、特に無線通信システムにおけるデータを送信するための技術に関する。

【背景技術】

【0003】

無線通信方式は広く普及し、音声、ビデオ、パケットデータ、通信、放送など様々な通信コンテンツを提供している。これらの無線システムは、利用可能なシステムリソースの共有により、複数ユーザを支援できる多重アクセスシステムであり得る。そのような多重アクセスシステムの例は、符号分割多重アクセス(CDMA)システム、時分割多重アクセス(TDMA)システム、周波数分割多重アクセス(FDMA)システム、直交周波数分割多重アクセス(OFDMA)システム、及び単一キャリアFDMA(SC-FDMA)システムを含む。

20

【0004】

無線通信方式はデータ伝送の性能を改善するために送信ダイバーシティ(diversity)をサポートし得る。送信ダイバーシティは、多数送信アンテナからのデータ冗長性の伝送に関係し、データ伝送の信頼性を改善する。伝搬路は各送信アンテナと受信アンテナの間に存在し得る。多数送信アンテナ用の伝搬路は、異なるチャネル状況、例えば異なるフェージング(fading)、マルチパス(multipath)、及び干渉結果を経験し得る。従って多数送信アンテナからデータ送信を伝送することは、少なくとも1つのよい伝搬路を介したデータ伝送を受信する可能性を改善し得る。以下に述べるような他の適切な信号特性を維持しながら、送信ダイバーシティをサポートすることが望ましい。

30

【発明の概要】

【0005】

単一のSC-FDMAシンボル期間中に、各送信アンテナの単一キャリア波形を維持しながら、2つの送信アンテナからデータを送信し、十分な送信ダイバーシティを達成する技術がここに記述される。この技術は、アップリンク上の送信についてユーザ装置(UE)により、及びダウンリンク上の送信について基地局により使用され得る。

40

【0006】

ある構成では、送信器(例えばUE)は、第1変調シンボルシーケンス及び第2変調シンボルシーケンスを含む第1シンボルベクトルを形成し得る。送信器はさらに、第3変調シンボルシーケンス及び第4変調シンボルシーケンスを含む第2シンボルベクトルを形成し得る。第3及び第4変調シンボルシーケンスは、第2及び第1変調シンボルシーケンスにそれぞれ基づいて発生され得る。各シンボルベクトルはさらに、各変調シンボルシーケンスの周期的プリフィックス(prefix)及び恐らく周期的ポストフィックス(postfix)を含み得る。送信器は、第1シンボルベクトルに基づく第1SC-FDMAシンボル、及び第2シンボルベクトルに基づく第2SC-FDMAシンボルを生成し得る。送信器は、第1及び第2SC-FDMAシンボルを、それぞれ第1及び第2送信アンテナから、単一

50

のSC-FDMAシンボル期間中に送信し、送信ダイバーシティを達成し得る。受信器（例えば基地局）は、SC-FDMA復調及びシンボル検出を行い、送信器から第1及び第2変調シンボルシーケンスを回復し得る。

【0007】

この開示の様々な局面及び特徴を詳細に以下説明する。

【図面の簡単な説明】

【0008】

【図1】図1は、UE及び基地局のブロック図を示す。

【図2】2つの送信アンテナ用の典型的な信号構成を示す。

【図3】送信ダイバーシティプロセッサ及び2つの変調器の構成を示す。

10

【図4】復調器及び受信ダイバーシティプロセッサの構成を示す。

【図5】典型的なフレーム構成を示す。

【図6A】送信ダイバーシティを備えたデータを送信する構成を示す。

【図6B】送信ダイバーシティを備えたデータを送信する構成を示す。

【図7】送信ダイバーシティを備えたデータを送信する処理を示す。

【図8】送信ダイバーシティを備えたデータ送信装置を示す。

【図9】送信ダイバーシティで送信されたデータを受け取る処理を示す。

【図10】SC-FDMA復調及びシンボル検出を行なう処理を示す。

【図11】送信ダイバーシティで送信されたデータを受信する装置を示す。

【発明を実施するための形態】

20

【0009】

ここに記述される技術は、CDMA、TDMA、FDMA、OFDMA、SC-FDMA及び他システムのように様々な無線通信方式に使用され得る。「システム」、「ネットワーク」という用語は、しばしば交換できるように使用される。CDMAシステムは、ユニバーサル地上無線アクセス（UTRA：Universal Terrestrial Radio Access）、cdma2000などのような無線技術を導入し得る。UTRAは広帯域CDMA（WCDMA（登録商標））及びCDMAの他の変形例（version）を含んでいる。cdma2000はIS-2000、IS-95及びIS-856標準をカバーする。TDMA方式は、移動通信用グローバルシステム（GSM（登録商標））のような無線技術を導入し得る。OFDMAシステムは、発展型UTRA（E-UTRA）、ウルトラ移動広帯域（UMB）
IEEE 802.11（Wi-Fi）、IEEE 802.16（WiMAX）、IEEE 802.20、フラッシュ（Flash）OFDM（登録商標）のような無線技術を導入し得る。UTRA及びE-UTRAは、ユニバーサル移動モバイル・テレコミュニケーション・システム（UMTS：Universal Mobile Telecommunication System）の一部である。3GPPロングタームエボリューション（LTE：Long Term Evolution）及びLTE-アドバンスト（LTE-A）は、E-UTRAを使用するUMTSの新製品であって、ダウンリンク上のOFDMA、及びアップリンク上のSC-FDMAを使用する。UTRA、E-UTRA、UMTS、LTE、LTE-A及びGSMは、「第3世代パートナーシッププロジェクト（3GPP：3rd Generation Partnership Project）」と呼ばれる組織からの文書に記述される。cdma2000とUMBは、「第3世代パートナーシッププロジェクト2」（3GPP2）と呼ばれる組織からの文書に記述される。ここに記述される技術は、前述のシステム及び無線技術ならびに他のシステム及び無線技術に使用され得る。明瞭にするため、技術のある局面がLTEについて以下説明され、またLTEの用語が下記説明の中で多く使用される。

30

40

【0010】

LTEは、ダウンリンク上の直交周波数分割多重化（OFDM）及びアップリンク上の単一キャリア周波数分割多重（SC-FDM）を利用する。OFDM及びSC-FDMは、周波数範囲を一般にトーン（tones）、ビンなどと呼ばれる多数（K）の直交サブキャリアへ分割する。システムの帯域幅はK個の総合サブキャリアのサブセットに相当し、また残りのサブキャリアは、ガード周波数帯として使用され得る。サブキャリアはそれぞれ

50

データで変調することができる。一般に変調シンボルは、OFDMの周波数領域及びSC-FDMの時間領域で送信される。隣接したサブキャリア間の間隔は固定されてよい。また、サブキャリアの合計数(K)はシステムの帯域幅に依存し得る。例えばKは、1.25、2.5、5、10又は20MHzのシステムの帯域幅についてそれぞれ、128、256、512、1024あるいは2048に等しくできる。

【0011】

図1は、無線システムでのUE110及び発展したノードB(eNB: evolved Node B)150の構成ブロック図を示す。これらはLTEシステムあるいは他のシステムである。UEは移動局、ターミナル、アクセスターミナル、加入者ユニット、ステーションなどと呼ばれる。UEは携帯電話、携帯情報端末(PDA)、無線モデム、無線通信デバイス、ハンドヘルド装置、ラップトップコンピューター、コードレス電話機、ワイヤレスローカルループ(WLL)ステーションなどである。eNBは、UEと通信する局であり、基地局、ノードB、アクセスポイントなどと呼ばれる。図1に示される構成では、UE110は、T個のアンテナ132a~132tを備え、eNB150はR個のアンテナ152a~152rを備える(一般に $T > 1$ 、 $R \geq 1$)。

【0012】

UE110で、送信データプロセッサ114は、データ源112からトラヒックデータを受信し、該トラヒックデータを1つ以上の変調及び符号化方法に基づき処理(例えば、符号化、インターリーブ、及び変調)し、データシンボルを提供する。プロセッサ114は、さらにコントローラ/プロセッサ140からの制御データを処理し、データシンボルを提供できる。プロセッサ114は、さらに基準信号かパイロットのための基準シンボルを生成してもよい。送信ダイバーシティプロセッサ120は、データシンボル、制御シンボル及び(または)基準シンボル等を含む変調シンボルを受信できる。プロセッサ120は変調シンボルについて送信ダイバーシティをイネーブル状態で行ない、T個の出力シンボルストリームをT個の変調器(MOD)130a~130tに供給できる。各変調器130は、それぞれの出力シンボルストリームを(例えばSC-FDMA用に)処理し、アウトプットサンプルストリームを得る。各変調器130は出力サンプルストリームを処理(例えばアナログに変換、増幅、フィルター、アップコンバート)し、アップリンク信号を得る。変調器130a~130tからのT個のアップリンク信号は、T個のアンテナ132a~132tを介して送信できる。

【0013】

eNB150で、それぞれのアンテナ152a~152rは、UE110からアップリンク信号を受信し、該受信信号を復調器(DEMOD)160a~160rに供給できる。各復調器160はそれぞれの受信信号を調整(例えばフィルター、増幅、ダウンコンバート、またデジタル化)し、受信サンプルを得る。各復調器160は、受信した(例えばSC-FDMA用の)サンプルを処理し、入力サンプルを得る。受信ダイバーシティプロセッサ170は、R個すべての復調器160a~160rからの入力サンプルを受信し、該入力サンプルを送信ダイバーシティプロセッサ120による処理に対して相補的(complementary)なやり方で処理し、変調シンボル推定値を提供する。受信データプロセッサ172は変調シンボル推定値を処理(例えば復調、デインターリーブ、デコード)し、データシンク(data sink)174にデコードされたトラヒックデータを供給し、コントローラ/プロセッサ190にデコードされた制御データを供給できる。

【0014】

ダウンリンクにおいては、eNB150で、データ源182からのトラヒックデータ及びコントローラ/プロセッサ190からの制御データが、送信データプロセッサ184及び送信ダイバーシティプロセッサ186によって処理され、変調器160a~160rによって調整され、UE110に送信され得る。UE110では、eNB150からのダウンリンク信号がアンテナ132によって受信され、復調器130によって調整され、受信ダイバーシティプロセッサ134によって処理され、さらに受信データプロセッサ136によって処理され、UE110に送信されたトラヒックデータ及び制御データを得る。

【 0 0 1 5 】

コントローラ/プロセッサ 1 4 0 及び 1 9 0 は、U E 1 1 0 及び e N B 1 5 0 の動作をそれぞれ指揮できる。メモリ 1 4 2 及び 1 9 2 は、U E 1 1 0 と e N B 1 5 0 のためのデータ及びプログラムコードをそれぞれ格納する。スケジューラ 1 9 4 はデータ伝送のために U E の予定を組み、予定された U E にリソースを割り当てることができる。

【 0 0 1 6 】

U E 1 1 0 はトラヒックデータ及び（または）開ループ送信ダイバーシティ（O L T D）（単に送信ダイバーシティと呼ばれることもある）を備えたアップリンクに対する制御データを送信できる。O L T D について、U E 1 1 0 は複数送信アンテナからの送信データを e N B 1 5 0 の 1 以上の受信アンテナに、e N B 1 5 0 からのどんなフィードバック情報も使用せずに送信できる。簡単のため、ここでの記述の多くは、U E 1 1 0 の 2 本の送信アンテナから e N B 1 5 0 の 1 つの受信アンテナに、送信ダイバーシティを備えたデータ伝送のための説明である。

【 0 0 1 7 】

ある局面では、送信ダイバーシティスキーム（transmit diversity scheme）は単一の S C - F D M A シンボル期間中に、2 本の送信アンテナからデータを送信するために用いられ、各送信アンテナについて単一のキャリア波形を維持しながら、十分な送信ダイバーシティを達成し得る。この送信ダイバーシティスキームは、1 シンボルスペース時間ブロック符号（S T B C : one-symbol space-time block code）スキームとも呼ばれる。単一のキャリア波形は、S C - F D M A を使用して、1 セットの隣接するサブキャリア上のデータを送信することにより得られる。単一のキャリア波形は、より低いピーク平均電力比（P A P R : peak-to-average-power ratio）を持っているのが望ましい。例えば、P A P R が低いほど、より小さなバックオフ（back-off）の状態で U E 1 1 0 の電力増幅器の動作を可能とする。これは効率を改善し、より高いピーク最大出力パワーを可能とする。高められた効率はバッテリー寿命を延長し、また、より高いピーク最大出力パワーは、パワーに制限のある U E（例えば適用範囲の端にある U E）には望ましい。

【 0 0 1 8 】

図 2 は、1 シンボルの S T B C スキームのための信号構造 2 0 0 の構成を示す。第 1 送信アンテナ用の第 1 シンボルベクトル $s_{\underline{1}}$ は、M 個の変調シンボルを含み、フォーマット 2 1 0 a を有する。M は送信に使用されるサブキャリアの数で、任意の整数値である。ベクトルは一群のシンボルを含み、特別のフォーマット（例えば行又はカラム）で表わせる。第 1 シンボルベクトルは、第 1 変調シンボルシーケンス $a(n)$ を具備する第 1 部分及び第 2 変調シンボルシーケンス $b(n)$ を具備する第 2 部分を含む。第 2 送信アンテナ用の第 2 シンボルベクトル $s_{\underline{2}}$ は、M 個の変調シンボルを含み、フォーマット 2 1 0 b を有する。第 2 のシンボルベクトルは、第 3 変調シンボルシーケンス $b \sim (n)$ を具備する第 1 部分、及び第 4 変調シンボルシーケンス $a \sim (n)$ を具備する第 2 部分を含み得る。

【 数 1 】

本明細書において $a \sim (n)$ は $\tilde{a}(n)$ を示し、 $b \sim (n)$ は $\tilde{b}(n)$ を示す。

【 0 0 1 9 】

各部分は、 $P_{\underline{1}}$ 個の変調シンボルを具備する周期的プリフィックス 2 1 2 を含み、その後に変調シンボルシーケンスの Q 個の変調シンボルを具備するデータ部 2 1 4 が続き、その後 $P_{\underline{2}}$ 個の変調シンボルを具備する周期的ポストフィックス 2 1 6 が続く。周期的プリフィックス長 $P_{\underline{1}}$ および周期的ポストフィックス $P_{\underline{2}}$ は、以下で述べられるように、無線チャネルの遅延量に基づいて選択され得る。各シンボルベクトルの長さは、 $M = 2 (Q + P_{\underline{1}} + P_{\underline{2}})$ のように表せる。

【 0 0 2 0 】

第 1 及び第 2 シンボルベクトルは次のように表現できる。

10

20

30

40

【数 2】

$$\begin{aligned}
\mathbf{s}_1 &= [s_1(0), \dots, s_1(M-1)] \\
&= [\underbrace{a(Q-P_1), \dots, a(Q-1)}_{P_1 \text{ Modulation Symbols}}, \underbrace{a(0), \dots, a(Q-1)}_{Q \text{ Modulation Symbols}}, \underbrace{a(0), \dots, a(P_2-1)}_{P_2 \text{ Modulation Symbols}}, \\
&\quad \underbrace{b(Q-P_1), \dots, b(Q-1)}_{P_1 \text{ Modulation Symbols}}, \underbrace{b(0), \dots, b(Q-1)}_{Q \text{ Modulation Symbols}}, \underbrace{b(0), \dots, b(P_2-1)}_{P_2 \text{ Modulation Symbols}}]
\end{aligned} \tag{1}$$

10

$$\begin{aligned}
\mathbf{s}_2 &= [s_2(0), \dots, s_2(M-1)] \\
&= [\underbrace{\tilde{b}(Q-P_1), \dots, \tilde{b}(Q-1)}_{P_1 \text{ Modulation Symbols}}, \underbrace{\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(Q-1)}_{Q \text{ Modulation Symbols}}, \underbrace{\tilde{b}(0), \dots, \tilde{b}(P_2-1)}_{P_2 \text{ Modulation Symbols}}, \\
&\quad \underbrace{-\tilde{a}(Q-P_1), \dots, -\tilde{a}(Q-1)}_{P_1 \text{ Modulation Symbols}}, \underbrace{-\tilde{a}(0), \dots, -\tilde{a}(Q-1)}_{Q \text{ Modulation Symbols}}, \underbrace{-\tilde{a}(0), \dots, -\tilde{a}(P_2-1)}_{P_2 \text{ Modulation Symbols}}]
\end{aligned} \tag{2}$$

ここで、 $\tilde{a}(n) = a^*((-n) \bmod Q)$,

20

$\tilde{b}(n) = b^*((-n) \bmod Q)$,

「mod」はモジュロ動作を示し「*」は複素共役 (complex conjugate) を示す。

【0021】

式(1)の中で示されるように、第1シンボルベクトル \mathbf{s}_1 は、長さ Q の第1変調シンボルシーケンス $a(n)$ 、長さ Q の第2変調シンボルシーケンス $b(n)$ 、及び周期的プリフィックス及びポストフィックスを含み得る。式(2)の中で示されるように、第2のシンボルベクトル \mathbf{s}_2 は長さ Q の第3変調シンボルシーケンス $\tilde{b}(n)$ 、長さ Q の第4の変調シンボルシーケンス $-\tilde{a}(n)$ 、及び周期的プリフィックス及びポストフィックスを含み得る。変調シンボルシーケンス $\tilde{a}(n)$ 及び $\tilde{b}(n)$ はインバース (inversed) をとると、変調シンボルシーケンス $a(n)$ 及び $b(n)$ の変形例に変形し得る。下記に述べるように、図2中の信号構造及び式(1)と式(2)は、全送信ダイバーシティ (full transmit diversity) を提供でき、各送信アンテナの単一キャリア波の波形を維持する。

30

【0022】

図2に示される構成及び式(1)及び(2)は、1つのSC-FDMAシンボルを時間領域における2つのより短い単一キャリアシンボルへ効果的に分離する。周期的プリフィックスの長さ P_1 、周期的ポストフィックス長さ P_2 、及び $2(P_1 + P_2)/M$ のオーバーヘッドは、チャネル遅延量及び所望の性能に基づいて柔軟に構成される。 P_1 と P_2 は、レイヤ (Layer) 3 を介して準統計的 (semi-statically) に構成されるか又は、例えばLTEにおける物理的ダウンリンク制御 (PDCCH: Physical Downlink Control Channel) のような制御チャネル上の信号送信によってダイナミックに構成され得る。 P_1 と P_2 は又、通常の周期的プリフィックス長、拡張された周期的プリフィックス長、単一周波数ネットワーク (SFN: single frequency network) 等のように、関連するシステムパラメータに暗に結び付けられてもよい。例えば、 P_1 は通常の周期的プリフィックスの第1の値、拡張された周期的プリフィックス、SFNの第3の値などと等しくてもよい。

40

【0023】

図3は、送信ダイバーシティを備えたアップリンク上のデータ伝送のためのUE110

50

における送信ダイバーシティプロセッサ 120 と、2つの変調器 130 a 及び 130 b の構成を示すブロック図である。送信ダイバーシティプロセッサ 120 は、データシンボル、制御シンボルなどを含む変調シンボル $d(n)$ を受信する。各変調シンボルは実数か複素数であり、また変調スキーム（例えば QPSK、QAM など）、実数または複素数化されたシーケンス等に基づいて得られる。プロセッサ 120 内で、デマルチプレクサ (Demux) 322 は、変調シンボル $d(n)$ を、長さ Q の変調シンボルシーケンス $a(n)$ 及び $b(n)$ に非多重化 (demultiplex) する。シンボルベクトル発生器 324 は変調シンボルシーケンス $a(n)$ 及び $b(n)$ を受信し、2つのアンテナに対する式 (1) 及び (2) で示されるようなシンボルベクトル s_1 及び s_2 を生成し、変調器 130 a 及び 130 b にシンボルベクトル s_1 及び s_2 をそれぞれ供給する。

10

【0024】

図3に示される構成では、各変調器 130 は SC-FDMA 変調器 330 及び無線周波数 (RF) 送信器 (TMTR) 340 を含んでいる。SC-FDMA 変調器 330 a 内で、離散的フーリエ変換 (DFT) ユニット 332 a は第1シンボルベクトル s_1 を受信し、シンボルベクトル s_1 中の M 個の変調シンボルについて M 点 DFT を行ない、 M 個の周波数領域シンボル $S_1(k)$ を得る。本明細書で、DFT 及び高速フーリエ変換 (FFT) という用語は、交換可能に使用され、逆フーリエ変換 (IDFT) 及び逆 FFT (IFFT) も交換可能に使用される。シンボルからサブキャリアへのマッパー (symbol-to-subcarrier mapper) 334 a は、 M 個の周波数領域シンボルを、送信に使用される M 個の連続するサブキャリアにマッピングでき、信号値 0 のシンボルをサブキャリアのままにマッピングし、合計 K 個のサブキャリアについて、 K 個の出力シンボル $X_1(k)$ を提供する。IFFT ユニット 336 a は K 個の出力シンボルについて K 点 IFFT を行い、有用な部分について K 個の時間領域出力サンプル $x_1(n)$ を提供する。周期的プリフィックス挿入ユニット 338 a は、有用な部分の最後の C 個の出力サンプルをコピーし、コピーされたサンプルを有用な部分の前部へ追加し、 $K + C$ 個の出力サンプルを含む SC-FDMA シンボルを形成できる。SC-FDMA シンボルは RF 送信器 340 a によって処理され、 $K + C$ 個のサンプル期間をカバーし得る1つのSC-FDMA シンボル期間（または単にシンボル期間）にアンテナ 132 a を介して送信される。変調器 130 b は同様に第2シンボルベクトル s_2 を処理し、アンテナ 132 b を介して送信するための他の SC-FDMA シンボルを得る。

20

30

【0025】

図4は、eNB 150 における送信ダイバーシティを備えたアップリンク上のデータ伝送を行うための1つの復調器 160 及び受信ダイバーシティプロセッサ 170 の構成ブロック図を示す。eNB 150 の受信アンテナ 152 は、UE 110 の送信アンテナ 132 a 及び 132 b からアップリンク信号を受信し、復調器 160 に受信信号を供給できる。図4に示される構成では、復調器 160 は RF 受信器 (RCVR) 450 及び SC-FDMA 復調器 460 を含んでいる。RF 受信器 450 は受信信号を処理し、SC-FDMA 復調器 460 に受信サンプルを供給できる。SC-FDMA 復調器 460 内で、周期的プリフィックス削除ユニット 462 は、受信した SC-FDMA シンボル中の周期的プリフィックスを削除し、有用な部分として K 個の受信サンプル $y(n)$ を供給する。FFT ユニット 464 は K 個の受信サンプルについて K 点 FFT を行ない、合計 K 個のサブキャリアについて K 個の受信シンボル $Y(k)$ を供給する。シンボルからサブキャリアへのデマッパー (demapper) 466 は、合計 K 個のサブキャリアについて K 個の受信シンボルを得て、送信に使用された M 個のサブキャリアについて M 個の受信シンボル $R(k)$ を提供し、残る受信シンボルを廃棄する。IDFT ユニット 468 は M 個の受信シンボル $R(k)$ を M 点 IDFT にて変形し、受信ダイバーシティプロセッサ 170 に M 個の時間領域入力サンプル $r(n)$ を提供する。

40

【0026】

周期的プリフィックス削除ユニット 462 からの受信サンプル $y(n)$ は、次のように表現できる。

50

【数 3】

$$y(n) = h_1(n) \otimes_K x_1(n) + h_2(n) \otimes_K x_2(n) + w(n) \quad \text{式 (3)}$$

【0027】

ここで、 $x_1(n)$ 及び $x_2(n)$ は図 3 中の IFFT ユニット 336a 及び 336b からの出力サンプル、

$h_1(n)$ 及び $h_2(n)$ は送信アンテナ 132a 及び 132b に等価なチャネルの個別な時間チャネルインパルス応答、

$w(n)$ は eNB 150 によって観察される雑音及び干渉、

$(\times)_K$ は K 点循環畳込演算 (circular convolution operation) を示す。

10

【数 4】

本明細書において (\times) は、 \otimes を示す。

【0028】

各送信アンテナ 132 の等価なチャネルは、UE 110 の RF 送信器 340 及び eNB 150 の RF 受信器 450 の影響と共に、その送信アンテナから受信アンテナ 152 への実際のチャネルを含む。各送信アンテナのチャネルインパルス応答は、L 個の時間領域タップを含み得る。ここで、L はサブキャリアの合計数よりはるかに少ない ($L \ll K$)。

【0029】

20

FFT ユニット 464 からの受信シンボル $Y(k)$ は、次のように表現できる。

【数 5】

$$Y(k) = H_1(k) \cdot X_1(k) + H_2(k) \cdot X_2(k) + W(k), \quad k = 0, \dots, K-1, \quad \text{式(4)}$$

【0030】

ここで、 $X_1(k)$ 、 $X_2(k)$ 、 $H_1(k)$ 、 $H_2(k)$ 及び $W(k)$ は、それぞれ $x_1(n)$ 、 $x_2(n)$ 、 $h_1(n)$ 、 $h_2(n)$ 及び $w(n)$ の K 点 FFT である。

【0031】

受信ダイバーシティプロセッサ 170 において、ユニット 472 は SC-FDMA 復調器 460 から M 個の入力サンプル $r(n)$ を得、長さ Q の 2 つのサンプルベクトル r_1 及び r_2 を供給できる。これら入力サンプル r は、次のように表現できる。

30

【数 6】

$$\begin{aligned} r_1 &= [r_1(0), \dots, r_1(Q-1)] \\ &= [r(P_1), r(P_1+1), \dots, r(P_1+Q-1)], \text{ and} \quad \text{式(5)} \\ r_2 &= [r_2(0), \dots, r_2(Q-1)] \\ &= [r(2P_1+P_2+Q), r(2P_1+P_2+Q+1), \dots, r(2P_1+P_2+2Q-1)], \text{ 式(6)} \end{aligned}$$

40

【0032】

式 (5) に示されるように、ユニット 472 は図 2 の周期的プリフィックス 212a に対応する第 1 の P_1 入力サンプル $r(n)$ を廃棄してよく、サンプルベクトル r_1 として次のデータ部分 214a に対応する Q 個の入力サンプルを提供できる。式 (6) に示されるように、ユニット 472 は、図 2 の周期的ポストフィックス 216a 及び周期的プリフィックス 212b に対応する次の $(P_1 + P_2)$ 個の入力サンプルを廃棄し、サンプルベクトル r_2 としてデータ部分 214b に対応する次の Q 個の入力サンプルを提供できる。周

50

期的プリフィックスの長さ P_1 及び周期的ポストフィックスの長さ P_2 は、十分に長くなるよう選択可能で、例えば $P_1 = \lceil L \cdot M / K + 1 \rceil$ 及び $P_2 = 1$ である。

【数 7】

本明細書において $\lceil L \cdot M / K + 1 \rceil$ は、 $\lfloor L \cdot M / K + 1 \rfloor$ を示す。

【0033】

この場合、式(5)及び(6)中の入力サンプルは次のように表現せる。

【数 8】

$$r_1(n) = \bar{h}_1(n) \otimes_Q a(n) + \bar{h}_2(n) \otimes_Q \tilde{b}(n) + w_1(n), \quad \text{and} \quad \text{式(7)}$$

10

$$r_2(n) = \bar{h}_1(n) \otimes_Q b(n) - \bar{h}_2(n) \otimes_Q \tilde{a}(n) + w_2(n), \quad \text{式(8)}$$

【0034】

ここで、

$h_1(n)$ 及び $h_2(n)$ はそれぞれ送信アンテナ 1 3 2 a 及び 1 3 2 b の短縮されたチャネルインパルス応答、

$w_1(n)$ 及び $w_2(n)$ は、入力サンプル $r_1(n)$ 及び $r_2(n)$ によってそれぞれ観察された雑音と干渉を示し、

20

$(\times)_Q$ は Q 点循環畳込 (circular convolution) 演算を示す。

【数 9】

本明細書において、

$h_1(n)$ 及び $h_2(n)$ はそれぞれ $\bar{h}_1(n)$ 及び $\bar{h}_2(n)$ を示す。

【0035】

短縮されたチャネルインパルス応答 $h_1(n)$ 及び $h_2(n)$ は以下のように得られる。チャネルインパルス応答 $h_1(n)$ 及び $h_2(n)$ は長さ K (例えば零パディング (padding)) まで延長され、その後、K 点 FFT で変形され、チャネル周波数レスポンスに $H_1(k)$ 及び $H_2(k)$ がそれぞれ得られる。チャネル周波数応答 $H_1(k)$ は、送信に使用される M 個のサブキャリアについて、 $H_1(k)$ 中の M 個のチャネル利得にて形成できる。同様に、チャネル周波数応答 $H_2(k)$ は、送信に使用された M 個のサブキャリアについて、 $H_2(k)$ 中の M 個のチャネル利得にて形成できる。チャネル周波数レスポンス $H_1(k)$ 及び $H_2(k)$ は、M 点 DFT で変形され、M タップチャネルインパルス応答 $h_1(n)$ 及び $h_2(n)$ がそれぞれ得られる。ある構成では、短縮されたチャネルインパルス応答 $h_1(n)$ 及び $h_2(n)$ は、以下のように形成できる。

30

【数 10】

$$[\bar{h}_1(0), \dots, \bar{h}_1(Q-1)] = [h'_1(0), \dots, h'_1(v), \underbrace{0, \dots, 0}_{Q-v-2}, h'_1(M-1)], \quad \text{式(9)}$$

40

$$[\bar{h}_2(0), \dots, \bar{h}_2(Q-1)] = [h'_2(0), \dots, h'_2(v), \underbrace{0, \dots, 0}_{Q-v-2}, h'_2(M-1)], \quad \text{式(10)}$$

【0036】

ここで、 $Q = \lceil L \cdot M / K + 1 \rceil$ である。

【0037】

50

右端のチャネルタップ $h_{-1}(M-1)$ 及び $h_{-2}(M-1)$ は、矩形窓の $H_1(k)$ 及び $H_2(k)$ のウィンドウ処理 (windowing) によるかなりのエネルギー量を持ち、 $H_1(k)$ 及び $H_2(k)$ がそれぞれ得られる。

【0038】

他の構成において、チャネルインパルス応答 $h_{-1}(n)$ 及び $h_{-2}(n)$ におけるほとんどのエネルギーを備えた Q 個の循環的に連続するタップは、短縮されたチャネルインパルス応答 $/h_1(n)$ 及び $/h_2(n)$ としてそれぞれ使用されてもよい。短縮されたチャネルインパルス応答 $/h_1(n)$ 及び $/h_2(n)$ は、他の方法でも得られる。

【0039】

DFTユニット474aは、ベクトル r_1 中の Q 個の入力サンプル $r_1(n)$ について、 Q 点DFTを行ない、 Q 個の入力シンボルに $R_1(k)$ を供給できる。同様に、DFTユニット474bは、ベクトル r_2 中の Q 個の入力サンプル $r_2(n)$ について、 Q 点DFTを行ない、 Q 個の入力シンボルに $R_2(k)$ を供給し得る。入力シンボル $R_1(k)$ 及び $R_2(k)$ は次のように表現できる。

10

【数11】

$$R_1(k) = \bar{H}_1(k) \cdot A(k) + \bar{H}_2(k) \cdot B^*(k) + W_1(k), \quad \text{and} \quad \text{式(11)}$$

$$R_2(k) = \bar{H}_1(k) \cdot B(k) - \bar{H}_2(k) \cdot A^*(k) + W_2(k), \quad \text{式(12)}$$

20

【0040】

ここで、 $A(k)$ 、 $B(k)$ 、 $/H_1(k)$ 、 $/H_2(k)$ 、 $W_1(k)$ 及び $W_2(k)$ は、 $a(n)$ 、 $b(n)$ 、 $/h_1(n)$ 、 $/h_2(n)$ 、 $w_1(n)$ 及び $w_2(n)$ のそれぞれ Q 点DFTである。

【0041】

シンボル検出器476は入力シンボル $R_1(k)$ 及び $R_2(k)$ と、短縮されたチャネル周波数応答 $/H_1(k)$ 及び $/H_2(k)$ を受信する。ある構成では、シンボル検出器476は以下のようにシンボル検出を行なってもよい。

30

【数12】

$$\begin{aligned} \hat{A}(k) &= \bar{H}_1^*(k) \cdot R_1(k) - \bar{H}_2(k) \cdot R_2^*(k) \\ &= (|\bar{H}_1(k)|^2 + |\bar{H}_2(k)|^2) \cdot A(k) + \bar{H}_1^*(k) \cdot W_1(k) - \bar{H}_2(k) \cdot W_2^*(k) \quad \text{式(13)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \hat{B}(k) &= \bar{H}_2(k) \cdot R_1^*(k) + \bar{H}_1^*(k) \cdot R_2(k) \\ &= (|\bar{H}_1(k)|^2 + |\bar{H}_2(k)|^2) \cdot B(k) + \bar{H}_2(k) \cdot W_1^*(k) - \bar{H}_1^*(k) \cdot W_2(k) \quad \text{式(14)} \end{aligned}$$

40

【0042】

ここで、 $\hat{A}(k)$ 及び $\hat{B}(k)$ はそれぞれ検知されたシンボルであって、これらは送信されたシンボル $A(k)$ 及び $B(k)$ の推定値である。

【数13】

本明細書において、

$\hat{A}^*(k)$ 及び $\hat{B}^*(k)$ はそれぞれ $\hat{A}(k)$ 及び $\hat{B}(k)$ を示し、

A、B以外のアルファベットについても同様である。

50

【 0 0 4 3 】

式 (1 3) 及び (1 4) で示されるように、デュアルダイバーシティ (dual diversity) が達成され、検知されたシンボルは、 $(| \underline{H}_1 (k) | ^2 + | \underline{H}_2 (k) | ^2)$ によって拡大又は縮小された (scaled) 送信シンボルに等しく、雑音によって品質低下している。更に、デュアルダイバーシティは、各送信アンテナについて単一キャリア波形を維持しながら、単一の S C - F D M A シンボル期間中のデータ伝送のために達成されてもよい。

【 0 0 4 4 】

他の構成では、シンボル検出器 4 7 6 は、最小平均二乗エラー (M M S E : minimum mean square error) に、以下のように基づいてシンボル検出を行なってもよい。

【 数 1 4 】

10

$$\hat{A}(k) = \frac{G(k) \cdot P(k)}{G^2(k) \cdot P(k) + N(k)} \cdot [\bar{H}_1^*(k) \cdot R_1(k) - \bar{H}_2(k) \cdot R_2^*(k)], \text{ and} \quad \text{式(15)}$$

$$\hat{B}(k) = \frac{G(k) \cdot P(k)}{G^2(k) \cdot P(k) + N(k)} \cdot [\bar{H}_2(k) \cdot R_1^*(k) + \bar{H}_1^*(k) \cdot R_2(k)], \quad \text{式(16)}$$

【 0 0 4 5 】

20

ここで、 $G (k) = (| \underline{H}_1 (k) | ^2 + | \underline{H}_2 (k) | ^2)$ 、 $P (k)$ は $A (k)$ 及び $B (k)$ の信号電力、 $N (k)$ は式 (1 3) 及び (1 4) 中の雑音項の雑音電力である。

【 0 0 4 6 】

シンボル検出も他の方法で行なうことができる。あらゆる場合で、I D F T ユニット 4 7 8 a は、Q 個の検知したシンボル $A ^ \wedge (k)$ について Q 点 I D F T を行い、Q 個の変調シンボル推定値 $a ^ \wedge (n)$ を提供できる。同様に、I D F T ユニット 4 7 8 b は、Q 個の検知したシンボル $B ^ \wedge (k)$ について Q 点 I D F T を行い、Q 個の変調シンボル推定値 $b ^ \wedge (n)$ を提供できる。マルチプレクサ (M u x) 4 8 0 は、変調シンボル推定値 $a ^ \wedge (N)$ 及び $b ^ \wedge (n)$ を多重化し、送信された変調シンボル $d (n)$ の推定値である変調シンボル推定値 $d ^ \wedge (n)$ を供給できる。

30

【 0 0 4 7 】

図 4 は、1 シンボル S T B C スキームに対して、周波数領域でのシンボル検出を行なう特定の構成を示す。シンボル検出も他の方法で行なうことが可能である。

【 0 0 4 8 】

簡単のため、図 4 は e N B 1 5 0 が単一の受信アンテナを含んでいる構成を示している。U E 1 1 0 により送信ダイバーシティを備えて送られたデータ伝送を受信するために多数の受信アンテナを使用してもよい。その場合、e N B 1 5 0 は、例えば上述したように e N B の各受信アンテナ r について検知されたシンボル $A r ^ \wedge (k)$ 及び $B r ^ \wedge (k)$ を得ることができる。そして e N B 1 5 0 は、すべての受信アンテナについて検知されたシンボルに重み付けをして結合し、最終的な検出シンボル $A ^ \wedge (k)$ 及び $B ^ \wedge (k)$ を得ることができる。これら検出シンボルは送信データを回復するために更に処理される。

40

【 0 0 4 9 】

ここで説明された 1 シンボル S T B C スキームは、送信ダイバーシティが望まれる各 S C - F D M A シンボルに使用されてもよい。1 シンボル S T B C スキームは、1 つ以上の他の送信ダイバーシチスキームと共に使用されてもよい。

【 0 0 5 0 】

図 5 は、L T E 内で使用されるフレーム構成 5 0 0 を示す。送信スケジュールは無線フレームのユニットへ分割され得る。各無線フレームには、所定の持続長 (例えば 1 0 ミリ秒 (m s)) を有し、0 ~ 9 のインデックスを備えた 1 0 個のサブフレームへ分割できる

50

。サブフレームはそれぞれ2つのスロットを含むことができる。従って各無線フレームは、0～19のインデックスを備えた20のスロットを含む。各スロットはN個のシンボル期間を含み、このNは拡張された周期的プリフィックスについて6に等しく、すなわち通常の周期的プリフィックスの7に等しい。

【0051】

図6Aは、通常の周期的プリフィックスで7つのシンボル期間の1スロット中の送信ダイバーシティを備えた送信データの構成を示す。アップリンクにおいては、1つのSC-FDMAシンボルが各シンボル期間中で送られる。7つのSC-FDMAシンボル0～6がスロットの7つのシンボル期間中で送られる。SC-FDMAシンボル3には、eNBによってチャネル推定及びコヒーレント(coherent)な復調に使用される復調基準信号(DM-RS)を配置することができる。SC-FDMAシンボル6には、チャネル品質を評価するためにeNBによって使用される音声(sounding)基準信号(SRS)を配置することができる。音声基準信号は、いくつかのスロットの中で周期的に送ることができ、音声基準信号が送られない場合、SC-FDMAシンボル6にはデータを配置してもよい。

10

【0052】

図6Aに示されない1つの構成では、SC-FDMAシンボルはそれぞれ、1シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよい。図6Aに示される他の構成では、4つのSC-FDMAシンボルが2シンボルSTBCスキームに基づいて生成され、1つのSC-FDMAシンボルは1シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよい。2シンボルSTBCスキームは、2本の送信アンテナから2つのSC-FDMAシンボル中の変調シンボルのブロックを送信してもよい。図6Aの中で示されるように、SC-FDMAシンボル0及び1は、SC-FDMAシンボル2及び4と同様に、2シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよく、SC-FDMAシンボル5は1シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよい。あるいは、SC-FDMAシンボル4及び5と同様に、SC-FDMAシンボル0及び1は、2シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよく、また、SC-FDMAシンボル2は、1シンボルSTBCスキーム(図6Aの中で示されない)に基づいて生成されてもよい。

20

【0053】

図6Bは、拡張周期的プリフィックスで6つのシンボル期間の1つのスロット中の送信ダイバーシティを備えた送信データ構成を示す。6つのSC-FDMAシンボル0～5は、スロットの6つのシンボル期間中に送信できる。SC-FDMAシンボル0、1、3、4及び5は、データを伝送し、SC-FDMAシンボル3は復調基準信号を伝送できる。

30

【0054】

図6Bに示されない1つの構成では、SC-FDMAシンボルはそれぞれ1シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよい。図6Bで示される他の構成では、4つのSC-FDMAシンボルが2シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよく、1つのSC-FDMAシンボルが1シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよい。図6Bに示されるように、SC-FDMAシンボル3及び4と同様にSC-FDMAシンボル0及び1は、2シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよく、SC-FDMAシンボル5は1シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよい。あるいは、SC-FDMAシンボル4及び5と同様にSC-FDMAシンボル0及び1は、2シンボルSTBCスキームに基づいて生成されてもよく、SC-FDMAシンボル3は、1シンボルSTBCスキーム(図6Bに示されない)に基づいて生成されてもよい。

40

【0055】

図6A及び6Bは、データの奇数個のSC-FDMAシンボルがある場合に、1シンボルSTBCスキームが孤児の(orphan)SC-FDMAシンボルに使用できる2つのシナリオを示す。1シンボルSTBCスキームは、他のシナリオにおける孤児のSC-FDMAシンボルに使用できる。また1シンボルSTBCスキームが、各SC-FDMAシンボルあるいは幾つかのSC-FDMAシンボルについて、SC-FDMAシンボルの数にか

50

かわらず使用できる。

【 0 0 5 6 】

ここに記述された 1 シンボル S T B C スキームは、他の送信ダイバーシティスキームに対してある利点を提供する。例えば、1 シンボル S T B C スキームは、スペース周波数ブロック符号 (S F B C) スキーム、2 シンボル S T B C スキームなどより良くあり得る。S F B C スキームは 1 つの送信アンテナ上で単一のキャリア波形を維持することができるが、他の送信アンテナでは異なる。2 シンボル S T B C スキームは、各送信アンテナ上で単一キャリアの波形を維持できるが、例えば図 6 A 及び 6 B に示されるように、奇数個の S C - F D M A シンボルがある場合に利用できない 1 対の S C - F D M A シンボル上でデータを送信する。1 シンボル S T B C スキームは、単一の S C - F D M A シンボル期間中で動作し、十分なダイバーシティを達成し、各送信アンテナについて単一キャリアの波形を維持する。1 シンボル S T B C スキームはさらに、S F B C スキームに匹敵するパフォーマンスを提供し、周波数スイッチ送信ダイバーシティ (F S T D) スキーム及び周期的遅延ダイバーシティ (C D D) スキームより優れたパフォーマンスを提供できる。

【 0 0 5 7 】

図 7 は、無線通信システムにおけるデータを送信する処理 7 0 0 の構成を示す。処理 7 0 0 は、U E、基地局 / e N B あるいは他の物体であり得る送信器によって行なわれてよい。送信器は、第 1 変調シンボルシーケンス (例えば $a(n)$) 及び第 2 変調シンボルシーケンス (例えば $b(n)$) を含む第 1 シンボルベクトル (例えば s_1) を形成してもよい (ブロック 7 1 2)。送信器はさらに、第 3 変調シンボルシーケンス (例えば $b_{\sim}(n)$) 及び第 4 変調シンボルシーケンス (例えば $-a_{\sim}(n)$) を具備する第 2 シンボルベクトル (例えば s_2) を形成してもよい (ブロック 7 1 4)。第 3 変調シンボルシーケンスが、第 2 変調シンボルシーケンスの (例えばインバースされた、周期的にシフトされた、及び共役の) 変形例に基づいて生成されてもよい。第 4 変調シンボルシーケンスは第 1 変調シンボルシーケンスの (例えばインバースされた、周期的にシフトされた、及び共役の) 変形例に基づいて生成されてもよい。送信器は、第 1 送信アンテナの第 1 S C - F D M A シンボルを第 1 シンボルベクトルに基づいて生成してもよい (ブロック 7 1 6)。送信器はさらに、第 2 シンボルベクトルに基づいて、第 2 送信アンテナの第 2 S C - F D M A シンボルを生成してもよい (ブロック 7 1 8)。送信器は単一のシンボル期間中に、第 1 送信アンテナから第 1 S C - F D M A シンボル及び第 2 送信アンテナから 2 番目の S C - F D M A シンボルを送信し、送信ダイバーシティを達成する (ブロック 7 2 0)。

【 0 0 5 8 】

1 つの構成では、第 1 シンボルベクトルはさらに、第 1 変調シンボルシーケンスのための第 1 周期的プリフィックス (例えば図 2 の周期的プリフィックス 2 1 2 a) 及び第 2 変調シンボルシーケンスのための第 2 の周期的プリフィックス (例えば周期的プリフィックス 2 1 2 b) を含んでよい。第 2 シンボルベクトルはさらに、第 3 変調シンボルシーケンスのために第 3 の周期的プリフィックス (例えば周期的プリフィックス 2 1 2 c) 及び第 4 変調シンボルシーケンスのための第 4 の周期的プリフィックス (例えば周期的プリフィックス 2 1 2 d) を含んでもよい。1 つの構成では第 1 シンボルベクトルはさらに、第 1 変調シンボルシーケンスのために第 1 周期的ポストフィックス (例えば周期的ポストフィックス 2 1 6 a) 及び第 2 変調シンボルシーケンスのための第 2 の周期的ポストフィックス (例えば周期的ポストフィックス 2 1 6 b) を含んでよい。第 2 シンボルベクトルはさらに、第 3 変調シンボルシーケンスのための第 3 の周期的ポストフィックス (例えば周期的ポストフィックス 2 1 6 c) 及び第 4 変調シンボルシーケンスのための第 4 周期的ポストフィックス (例えば周期的ポストフィックス 2 1 6 d) を含んでよい。周期的プリフィックスは各々 P_1 の第 1 長さを持ち、周期的ポストフィックスは各々 P_2 の第 2 長さを持ち、及び変調シンボルシーケンスは各々 Q の第 3 長さを持ってもよい。1 つの構成では、送信器は、第 1 及び第 2 長さを示す信号を受け取ってもよい。第 2 構成では、送信器はシステムパラメタに基づいて、例えば通常の周期的プリフィックス、拡張周期的プリフィックスなどの第 1 及び第 2 長さを決定してもよい。一般に、最初でと第 2 シンボルベ

クトルは周期的プリフィックスを含んでいてもよいし、含んでいなくてもよいそして、周期的ポストフィックスを含んでいてもよいし、含んでいなくてもよい。

【 0 0 5 9 】

1つの構成では、送信器は1スロット中のデータ伝送に使用される各シンボル期間の中で、第1及び第2送信アンテナについて一対のSC-FDMAシンボルを生成してもよい。SC-FDMAシンボルの各ペアが、それぞれ一対の第1及び第2変調シンボルシーケンスに基づいて生成されてもよい。他の構成では、例えば図6A又は6Bのように、送信器はシンボル期間の各ペアについて、スロットの中でデータ伝送に使用される1セットの4つのSC-FDMAシンボルを生成してもよい。送信器は、2本の送信アンテナから4つのSC-FDMAシンボルの各セットを、スロットの2つのシンボル期間中で送信してよい。送信器は2本の送信アンテナから第1及び第2SC-FDMAシンボルを、スロットの1つのシンボル期間の中で送信してもよい。送信器はさらに、送信ダイバーシティスキームの他のある組合せを使用して、データを送信してもよい。

10

【 0 0 6 0 】

図8は、無線通信システム中のデータを送信する装置800の構成を示す。装置800は第1変調シンボルシーケンス及び第2変調シンボルシーケンスを含む第1シンボルベクトルを形成するモジュール812を含み、また第3変調シンボルシーケンス及び第4変調シンボルシーケンスを含む第2シンボルベクトル形成するモジュール814を含み、ここで、第3及び第4変調シンボルシーケンスは、第2及び第1変調シンボルシーケンスにそれぞれ基づいて生成される。また装置800は、第1シンボルベクトルに基づいて、第1送信アンテナに対して第1SC-FDMAシンボルを生成するモジュール816、及び第2シンボルベクトルに基づいて、第2アンテナ送信に対して第2SC-FDMAシンボルを生成するモジュール818、及び第1及び第2送信アンテナから第1及び第2SC-FDMAシンボルをそれぞれ単一のSC-FDMAシンボル期間中に送信するモジュール820を含み、送信ダイバーシティを達成する。

20

【 0 0 6 1 】

図9は無線通信システムの中で、データを受信する処理900の構成を示す。処理900は、基地局/eNB、UEあるいは他の存在であり得る受信器によって行なわれてよい。受信器は、送信器の第1送信アンテナから送られた第1SC-FDMAシンボル及び第2送信アンテナから送られた第2SC-FDMAシンボルを含む受信SC-FDMAシンボルを得てよい(ブロック912)。第1SC-FDMAシンボルは、第1と第2変調シンボルシーケンスを含む第1シンボルベクトルに基づいて、送信器によって生成されてもよい。第2SC-FDMAシンボルは、第2と第1変調シンボルシーケンスにそれぞれ基づいて生成される第3と第4変調シンボルシーケンスを含む第2シンボルベクトルに基づいて、送信器によって生成されてもよい。送信器は受信SC-FDMAシンボルを処理して、第1と第2変調シンボルシーケンスの推定値を得てもよい(ブロック914)。

30

【 0 0 6 2 】

図10は、図9にブロック914の構成を示す。受信器は受信SC-FDMAシンボルについてSC-FDMA復調を行い、送信に使用された1セットのサブキャリアのための受信シンボル(例えば $R(k)$)を得、また受信シンボルに基づいた時間領域入力サンプル(例えば $r(n)$)を得る(ブロック1012)。その後受信器は、入力サンプル、第1送信アンテナのための第1チャネル推定、及び第2送信アンテナのための第2チャネル推定に基づいて、シンボル検出を行なってよい。シンボル検出の1つの構成において、例えば、式(5)及び(6)で示されるように、受信器は入力サンプルを第1の入力サンプル(例えば $r_1(n)$)及び第2入力サンプル(例えば $r_2(n)$)へ非多重化(demultiplex)してもよい(ブロック1014)。受信器は、第1入力サンプルを周波数領域へ変形し、第1の入力シンボル(例えば $R_1(k)$)を得る(ブロック1016)。受信器はさらに、第2入力サンプルを周波数領域へ変形し、第2入力シンボル(例えば $R_2(k)$)を得る(ブロック1018)。

40

【 0 0 6 3 】

50

受信器は、第1と第2チャンネル推定に基づいて、第1及び第2入力シンボルを組み合わせ、第1と第2の検知されたシンボルを得る（ブロック1020）。例えば受信器は、例えば式（13）で示されるように、（i）第1チャンネル推定値（例えば $\hat{H}_1(k)$ ）の第1変形例が乗算された第1入力シンボル（例えば $R_1(k)$ ）の第1変形例と、（ii）第2チャンネル（例えば $\hat{H}_2(k)$ ）の第1変形例が乗算された第2入力シンボル（例えば $R_2(k)$ ）の第1変形例とを合計して、第1の検出されたシンボルを得てよい。受信器は、例えば、式（14）に示されるように、（i）第2チャンネル推定値（例えば $\hat{H}_2(k)$ ）の第2変形例が乗算された第1入力シンボル（例えば $R_1(k)$ ）の第2変形例と、（ii）第2入力シンボル（例えば $R_2(k)$ ）の第1チャンネル（例えば $\hat{H}_1(k)$ ）の第2変形例が乗算された第2変形例とを合計し、第2の検知されたシンボルを得てよい。受信器はさらに、例えば、式（15）及び（16）で示されるように、他の方法でシンボル検出を行なってもよい。

10

【0064】

受信器は、第1の検知されたシンボルを時間領域へ変形し、第1変調シンボルシーケンス（例えば、1つの $a(n)$ ）の推定値を得る（ブロック1022）。受信器はさらに、第2の検知されたシンボルを時間領域への変形し、第2変調シンボルシーケンス（例えば $b(n)$ ）の推定値を得る（ブロック1024）。受信器はさらに少なくとも1つの追加の受信SC-FDMAシンボルを少なくとも1つの追加の受信アンテナから得てもよい。付加的な受信SC-FDMAシンボルはそれぞれ、送信器によって送られた第1と第2SC-FDMAシンボルを含んでもよい。受信器は受信SC-FDMAシンボルをすべて処理し、第1と第2変調シンボルシーケンスの推定値を得てもよい。例えば受信器は、各受信SC-FDMAシンボルに対してSC-FDMA復調を行ない、そのSC-FDMAシンボルのための入力サンプルを得てもよい。その後受信器は、すべての受信SC-FDMA及び第1と第2送信アンテナに関するシンボル及びチャンネル推定から、入力サンプルに基づくシンボル検出を行ない、第1と第2変調シンボルシーケンスの推定値が得られる。

20

【0065】

図11は、無線通信システム内でデータを受け取る装置1100の構成を示す。装置1100はモジュール1112を含み、このモジュール1112は、受信器にて、第1送信アンテナから送られた第1SC-FDMAシンボルと送信器の第2送信アンテナから送られた第2SC-FDMAシンボルを含む受信SC-FDMAシンボルを受信器にて得る。ここで、第1と第2SC-FDMAシンボルは、図9で上述したように送信器によって生成される。また装置1100は、受信SC-FDMAシンボルを処理し、第1と第2SC-FDMAシンボルの中で送られた第1と第2変調シンボルシーケンスの推定値を得るモジュール1114を含む。

30

【0066】

図8及び11中のモジュールは、プロセッサ、エレクトロニクスデバイス、ハードウェアデバイス、エレクトロニクスコンポーネント、論理回路、メモリ、ソフトウェアコード、ファームウェアコードなど、又はあるいはその任意の組合せを含んでもよい。

【0067】

技術に熟練のものは、情報と信号が様々な異なる技術及び仕方のうちのどれかを使用して表わされてもよいと理解するだろう。上記の記述の全体にわたって参考文献として記載された例えばデータ、命令、コマンド、情報、信号、ビット、シンボル及びチップは、電圧、電流、電磁波、磁界か、粒子、光学のフィールド又は粒子、あるいはその任意の組合せによって表わされてもよい。

40

【0068】

本開示に関してここに記述された様々な実例例となる論理ブロック、モジュール、回路、及びアルゴリズムステップは、電子ハードウェア、コンピューターソフトウェアあるいは組合せとして実施できる。熟練者はこれを評価するだろう。明白に例証すると、ハードウェア及びソフトウェア、様々な実例となるコンポーネント、ブロック、モジュール、回

50

路及びステップのこの互換性は、それらの機能性の点から一般に上記のように説明された。そのような機能性がハードウェアまたはソフトウェアとして実施されるかどうかは、特定用途とシステム全体に課された構成上の制約に依存する。熟練者は各特定用途の方法を変える際に記述された機能性を実施してもよいが、そのような実施の決定は現在の開示の範囲から離れて引き出されたものと解釈されるべきでない。

【0069】

様々な実例となる論理ブロック、モジュール、及び開示に対して、ここに記述された回路は導入できる。あるいは、メインプロセッサ、デジタル信号プロセッサ(DSP)、特定用途向けIC(AASIC)、フィールドプログラマブルゲートアレイ(FPGA)あるいは他のプログラマブルロジックデバイスで行なわれて、個別ゲートかトランジスタ論理、個別ハードウェア構成機器あるいはここに記述した機能を実行することを目指したどのような組合せも可能である。汎用プロセッサはマイクロプロセッサでもよい。しかし代案では、プロセッサは任意の従来のプロセッサ、コントローラ、マイクロコントローラあるいはステートマシン(state machine)であり得る。プロセッサも、コンピューティング装置(例えばDSPとマイクロプロセッサの組合せ、複数のマイクロプロセッサ、DSPコアと共働する1個以上のマイクロプロセッサあるいは他のそのような装置)の組合せとして導入されてもよい。

【0070】

上記開示に関連して記述された方法またはアルゴリズムのステップは、ハードウェアで直接的に、プロセッサによって実行されるソフトウェアモジュールにより、あるいはこれら2つの組合せで具体化され得る。ソフトウェアモジュールは、RAMメモリ、フラッシュメモリ、ROMメモリ、EPROMメモリ、EEPROMメモリ、レジスタ、ハードディスク、取外し可能ディスク、CD-ROMあるいは現在知られている記憶媒体の他の形式に存在してもよい。典型的な記憶媒体は、プロセッサが情報を読み出し書き込むことができるようにプロセッサにつながれる記憶媒体である。あるいは、記憶媒体はプロセッサに組み込まれていてもよい。プロセッサと記憶媒体はAASIC内に存在してもよい。AASICはユーザー端末に存在してもよい。あるいは、プロセッサと記憶媒体はユーザ端末の個別部品として存在してもよい。

【0071】

1つ以上の典型的な構成では、記述された機能は、ハードウェア、ソフトウェア、ファームウェアあるいはそれらの組合せたものに導入されてもよい。ソフトウェアで導入される場合、この機能は、1以上の命令またはコードとしてコンピュータ可読媒体上に格納あるいは転送され得る。コンピュータ可読媒体には、コンピュータ記憶媒体及びコンピュータプログラムの転送を容易とするあらゆる通信メディアの両方を含む。記憶媒体は、汎用または専用コンピュータによってアクセスできるあらゆる利用可能なメディアであり得る。限定ではなく例として、そのようなコンピュータ可読媒体は、RAM、ROM、EEPROM、CD-ROMまたは他の光学ディスク記憶装置、磁気ディスク記憶装置あるいは他の磁気記憶装置、あるいは汎用または専用計算機または専用プロセッサによりアクセスすることができ、希望のプログラムコード手段の命令あるいはデータ構造を格納するために使用することができる他の媒体を含むことができる。また、あらゆる接続も適切にコンピュータ可読媒体と命名できる。例えば、同軸ケーブル、光ファイバーケーブル、ツイストペア、デジタル加入者線(DSL)あるいは赤外線、無線及びマイクロ波のような無線技術を使用して、ソフトウェアがウェブサイト、サーバあるいは他の遠隔ソースから送信される場合、同軸ケーブル、光ファイバーケーブル、ツイストペア、DSLあるいは赤外線、無線及びマイクロ波のような無線技術は、媒体の定義に含まれている。ここに使用されたディスクは、ディスクが通常磁氣的にデータを再生するフロッピー(登録商標)ディスクとともに、ディスクがレーザでデータを光学的に生成するコンパクトディスク(CD)、レーザーディスク(登録商標)、光ディスク、デジタル・バーサタイル・ディスク(DVD)、及びブルーレイディスクを含んでいる。上記のものの組合せもコンピュータ可読媒体の範囲内に含まれるべきである。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 2 】

開示の上記記述は、あらゆる当業者がこの開示を作るか使用することを可能にするように提供された。本開示への様々な修正は当業者には容易に明白になる。また、ここに定義された総括的な原則は、本開示から外れずに他の変形例に適用され得る。従って本開示は、ここに記述した例及び構成に限定されることは意図しておらず、ここに示された原則と新規な特徴に一致する最も広い範囲に一致するものである。

以下に本件出願当初の特許請求の範囲に記載された発明を付記する。

[1] 無線通信方法であって、

第 1 変調シンボルシーケンス及び第 2 変調シンボルシーケンスを含む第 1 シンボルベクトルを形成し、

第 3 変調シンボルシーケンス及び第 4 変調シンボルシーケンスを含む第 2 シンボルベクトルを形成し、ここで前記第 3 変調シンボルシーケンスは前記第 2 変調シンボルシーケンスに基づいて生成され、前記第 4 変調シンボルシーケンスは前記第 1 変調シンボルシーケンスに基づいて生成されるものであり、

前記第 1 シンボルベクトルに基づいて、第 1 送信アンテナに対して第 1 の単一キャリア周波数分割多重アクセス (S C - F D M A) シンボルを生成し、

前記第 2 のシンボルベクトルに基づいて、第 2 送信アンテナに対して第 2 S C - F D M A シンボルを生成する無線通信方法。

[2] 送信ダイバーシティを達成するために、単一の S C - F D M A シンボル期間中に、前記第 1 送信アンテナから前記第 1 S C - F D M A シンボルを、前記第 2 送信アンテナから前記第 2 S C - F D M A シンボルを送信することを更に含む [1] の方法。

[3] 前記第 2 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて、前記第 3 変調シンボルシーケンスを生成し

前記第 1 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて、前記第 4 変調シンボルシーケンスを生成することを更に含む [1] の方法。

[4] 前記第 1 シンボルベクトルは前記第 1 変調シンボルシーケンスのための第 1 周期的プリフィックスと、前記第 2 変調シンボルシーケンスのための第 2 周期的プリフィックスとを具備し、更に前記第 2 シンボルベクトルは、前記第 3 変調シンボルシーケンスのための第 3 周期的プリフィックスと、前記第 4 変調シンボルシーケンスのための第 4 周期的プリフィックスを更に含む [1] の方法

[5] 前記第 1 シンボルベクトルは、

前記第 1 変調シンボルシーケンスのための第 1 周期的ポストフィックスと、前記第 2 変調シンボルシーケンスのための第 2 周期的ポストフィックスとを具備し、更に前記第 2 のシンボルベクトルは、前記第 3 変調シンボルシーケンスのための第 3 周期的ポストフィックスと、前記第 4 変調シンボルシーケンスのための第 4 周期的ポストフィックスとを含む [4] の方法

[6] 前記第 1 シンボルベクトルは前記第 1 周期的プリフィックスを含み、該プリフィックスには前記第 1 変調シンボルシーケンス続き、その次に前記第 1 周期的ポストフィックスが続き、その次に前記第 2 の周期的プリフィックスが続き、その次に前記第 2 の変調シンボルシーケンスが続き、その次に前記第 2 の周期的ポストフィックスが続き、及び

前記第 2 のシンボルベクトルは前記第 3 周期的プリフィックスを含み、該プリフィックスには前記第 3 変調シンボルシーケンスが続き、その次に前記第 3 周期的ポストフィックスが続き、その次に前記第 4 周期的プリフィックスが続き、その次に前記第 4 変調シンボルシーケンスが続き、その次に前記第 4 周期的ポストフィックスが続く [5] の方法。

[7] 前記第 1、第 2、第 3 及び第 4 周期的プリフィックスの各々は第 1 長さを有し、前記第 1、第 2、第 3 及び第 4 周期的ポストフィックスは第 2 長さを有し、前記第 1、第 2、第 3 及び第 4 変調シンボルシーケンスは各々、第 3 長さを有する [5] の方法。

[8] 前記第 1 及び第 2 長さを示す信号を受信することを更に含む [7] の方法。

[9] システムパラメタに基づいて、前記第 1 及び第 2 長さを決定することを更に含む [7] の方法。

10

20

30

40

50

[1 0] 1 スロットにおけるデータ伝送に使用される各シンボル期間中に、前記第 1 及び第 2 送信アンテナに対して 1 対の S C - F D M A シンボルを生成することを更に含み、各 1 対の S C - F D M A シンボルは、1 対の第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスにそれぞれ基づいて生成される [1] の方法。

[1 1] 1 スロットにおけるデータ伝送に使用される各 1 対のシンボル期間について、4 つの S C - F D M A シンボルの 1 セットを生成し、

前記スロットの 2 つのシンボル期間中に、前記第 1 及び第 2 送信アンテナから 4 つの S C - F D M A シンボルの各セットを送信し、及び

前記スロットの 1 シンボル期間中に、前記第 1 及び第 2 送信アンテナから前記第 1 及び第 2 S C - F D M A シンボルを送信することを更に含む [1] の方法。

[1 2] 第 1 変調シンボルシーケンス及び第 2 変調シンボルシーケンスを含む第 1 シンボルベクトルを形成する手段と、

第 3 変調シンボルシーケンス及び第 4 変調シンボルシーケンスを含む第 2 シンボルベクトルを形成する手段と、ここで前記第 3 変調シンボルシーケンスは前記第 2 変調シンボルシーケンスに基づいて生成され、及び前記第 4 変調シンボルシーケンスは、前記第 1 変調シンボルシーケンスに基づいて生成されるものであり、

第 1 シンボルベクトルに基づいて、第 1 の単一キャリア周波数分割多重アクセス (S C - F D M A) シンボルを、第 1 送信アンテナに対して生成する手段と、及び

前記第 2 シンボルベクトルに基づいて、第 2 S C - F D M A シンボルを前記第 2 送信アンテナに対して生成する手段と、

を具備する無線通信用の装置。

[1 3] 単一の S C - F D M A シンボル期間中に、前記第 1 送信アンテナから前記第 1 S C - F D M A シンボルを送信し、前記第 2 送信アンテナから前記第 2 S C - F D M A シンボルを送信し、送信ダイバーシティを達成する手段を更に含む [1 2] の装置。

[1 4] 前記第 2 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて、前記第 3 変調シンボルシーケンスを生成する手段と、

前記第 1 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて前記第 4 変調シンボルシーケンスを生成する手段を更に含む [1 2] の装置。

[1 5] 前記第 1 シンボルベクトルは前記第 1 変調シンボルシーケンスのための第 1 周期的プリフィックス及び前記第 2 変調シンボルシーケンスのための第 2 周期的プリフィックスを更に具備し、

前記第 2 シンボルベクトルは、更に前記第 3 変調シンボルシーケンスのための第 3 周期的プリフィックスと、前記第 4 変調シンボルシーケンスのための第 4 周期的プリフィックスを含む [1 2] の装置。

[1 6] 前記第 1 シンボルベクトルは前記第 1 変調シンボルシーケンスのための第 1 周期的ポストフィックス、及び前記第 2 変調シンボルシーケンスのための第 2 周期的ポストフィックスを更に具備し、

前記第 2 のシンボルベクトルは、更に前記第 3 変調シンボルシーケンスのための第 3 周期的ポストフィックス、及び前記第 4 変調シンボルシーケンスのための第 4 周期的ポストフィックスを具備する [1 5] の装置

[1 7] 第 1 変調シンボルシーケンス及び第 2 変調シンボルシーケンスを含む第 1 シンボルベクトルを形成し、及び第 3 変調シンボルシーケンス及び第 4 変調シンボルシーケンスを含む第 2 シンボルベクトルを形成するよう構成された少なくとも 1 つのプロセッサを具備し、

前記第 3 変調シンボルシーケンスは前記第 2 変調シンボルシーケンスに基づいて生成され、前記第 4 変調シンボルシーケンスは前記第 1 変調シンボルシーケンスに基づいて生成されており、

前記プロセッサは、前記第 1 シンボルベクトルに基づいて、前記第 1 送信アンテナに対して第 1 単一キャリア周波数分割多重アクセス (S C - F D M A) シンボルを生成し、前記第 2 シンボルベクトルに基づいて、第 2 送信アンテナに対して第 2 S C - F D M A シン

10

20

30

40

50

ボルを生成する無線通信用の装置。

[1 8] 前記少なくとも 1 つのプロセッサは、単一の S C - F D M A シンボル期間中に、前記第 1 送信アンテナから前記第 1 S C - F D M A シンボルを送信し、前記第 2 送信アンテナから前記第 2 S C - F D M A シンボルを送信して、送信ダイバーシティを達成するように構成される [1 7] の装置。

[1 9] 前記少なくとも 1 つのプロセッサは、前記第 2 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて、前記第 3 変調シンボルシーケンスを生成し、及び前記第 1 変調シンボルシーケンスの変形例に基づいて、前記第 4 変調シンボルシーケンスを生成するように構成される [1 7] の装置。

[2 0] 前記第 1 シンボルベクトルは、前記第 1 変調シンボルシーケンスのための第 1 周期的プリフィックス及び前記第 2 の変調シンボルシーケンスのための第 2 周期的プリフィックスを更に含み、

前記第 2 シンボルベクトルは、更に前記第 3 変調シンボルシーケンスのための第 3 周期的プリフィックス及び前記第 4 変調シンボルシーケンスのための第 4 周期的プリフィックスを含む [1 7] の装置。

[2 1] 前記第 1 シンボルベクトルは、前記第 1 変調シンボルシーケンスのための第 1 周期的ポストフィックス、及び前記第 2 の変調シンボルシーケンスのための第 2 周期的ポストフィックスを更に含み、

前記第 2 のシンボルベクトルは、更に前記第 3 変調シンボルシーケンスのための第 3 周期的ポストフィックス、及び前記第 4 変調シンボルシーケンスのための第 4 周期的ポストフィックスを含む [2 0] の装置。

[2 2] 少なくとも 1 つのコンピュータに第 1 変調シンボルシーケンス及び第 2 変調シンボルシーケンスを含む第 1 シンボルベクトルを形成させるためのコードと、

前記少なくとも 1 つのコンピュータに、第 3 変調シンボルシーケンス及び第 4 変調シンボルシーケンスを含む第 2 シンボルベクトルを形成させるためのコードと、ここで、前記第 3 変調シンボルシーケンスは、前記第 2 変調シンボルシーケンスに基づいて生成され、及び第 4 変調シンボルシーケンスは、前記第 1 変調シンボルシーケンスに基づいて生成されるものであり、

前記少なくとも 1 つのコンピュータに、第 1 の単一キャリア周波数分割多重アクセス (S C - F D M A) シンボルを、前記第 1 シンボルベクトルに基づいて第 1 送信アンテナに対して生成させるためのコードと、及び

前記少なくとも 1 つのコンピュータに、第 2 S C - F D M A シンボルを、前記第 2 シンボルベクトルに基づいて第 2 送信アンテナに対して生成させるためのコードと、を具備するコンピュータ可読媒体を具備するコンピュータのプログラム製品。

[2 3] 無線方法であって、

送信器の第 1 送信アンテナから送信された第 1 S C - F D M A シンボル及び第 2 送信アンテナから送信された第 2 S C - F D M A シンボルを含む受信された単一キャリア周波数分割多重アクセス (S C - F D M A) シンボルを、受信器で得ることを具備し、ここで、前記第 1 S C - F D M A シンボルは、第 1 変調シンボルシーケンス及び第 2 変調シンボルシーケンスを含む第 1 シンボルベクトルに基づいて、前記送信器によって生成され、前記第 2 S C - F D M A シンボルは、第 3 変調シンボルシーケンス及び第 4 変調シンボルシーケンスを含む第 2 シンボルベクトルに基づいて、前記送信器によって生成され、及び前記第 3 及び第 4 変調シンボルシーケンスは、前記第 2 及び第 1 変調シンボルシーケンスにそれぞれ基づいて生成されるものであり、

更に前記受信 S C - F D M A シンボルを処理し、第 1 及び第 2 変調シンボルの推定値を得ることを具備する無線通信方法。

[2 4] 前記受信 S C - F D M A シンボルを処理することとは、

前記受信 S C - F D M A シンボルについて S C - F D M A 復調を行ない、送信に使用された 1 セットのサブキャリアのために受信シンボルを得て、受信シンボルに基づいて、時間領域入力サンプルを得ること、

10

20

30

40

50

前記入力サンプル、前記第 1 送信アンテナのための第 1 チャネル推定値及び前記第 2 送信アンテナのための第 2 チャネル推定値に基づいてシンボル検出を行い、
前記第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスの推定値を得ることを具備する [2 3] の方法

。

[2 5] 前記シンボル検出を行うことは、

前記入力サンプルを第 1 入力サンプル及び第 2 入力サンプルへ非多重化し、
前記第 1 入力シンボルを得るために前記第 1 入力サンプルを周波数領域への変形し、
前記第 2 入力シンボルを得るために前記第 2 入力サンプルを周波数領域へ変形し、
前記第 1 及び第 2 検知シンボルを得るために、前記第 1 及び第 2 チャネル推定値に基づいて、前記第 1 及び第 2 入力シンボルを組み合わせ、

10

前記第 1 変調シンボルシーケンスの推定値を得るために、前記第 1 検出シンボルを時間領域に変形し、

第 2 の変調シンボルシーケンスの推定値を得るために、前記第 2 検出シンボルを時間領域変形することを含む [2 4] の方法。

[2 6] 前記第 1 及び第 2 入力シンボルを組み合わせることは、

前記第 1 検出シンボルを得るために、前記第 1 チャネル推定値の第 1 変形例を掛けた第 1 入力シンボルと、第 2 チャネルの第 1 変形例を掛けた第 2 入力シンボルの第 1 変形例とを合計し、

第 2 の検知されたシンボルを得るために、第 2 のチャネル推定値の第 2 変形例を掛けた第 1 入力シンボルの第 2 変形例と、第 1 チャネルの第 2 変形例を掛けた第 2 の入力シンボルの第 2 変形例を合計することを具備する [2 5] の方法。

20

[2 7] 少なくとも追加の受信 SC - FDMA シンボルを受信器で得ることであって、前記追加の受信 SC - FDMA シンボルの各々は、前記送信器によって送信された前記第 1 及び第 2 SC - FDMA シンボルを具備し、各受信 SC - FDMA シンボルは、前記受信器の異なるアンテナから得られるものであり、

受信した全ての SC - FDMA シンボルを処理し、前記第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスの推定値を得ることを更に具備する [2 3] の方法。

[2 8] 前記全ての SC - FDMA シンボルを処理することは、

各受信 SC - FDMA シンボルについて SC - FDMA 復調を行い、送信に使用されたサブキャリアのセットの受信シンボルを得て、該受信シンボルに基づいて時間領域入力サンプルを得ること、及び

30

全ての受信 SC - FDMA シンボルからの前記入力サンプル及び前記第 1 及び第 2 送信アンテナのチャネル推定値に基づいてシンボル検出を行ない、前記第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスの前記推定値を得ることを具備する [2 7] の方法。

[2 9] 無線通信用の装置であって、

受信器で、送信器の第 1 送信アンテナから送信された第 1 の単一キャリア周波数分割多重アクセス (SC - FDMA) シンボル及び第 2 送信アンテナから送信された第 2 SC - FDMA シンボルを含む受信 SC - FDMA シンボルを得る手段と、ここで前記第 1 SC - FDMA シンボルは、前記送信器によって第 1 変調シンボルシーケンス及び第 2 変調シンボルシーケンスを含む第 1 シンボルベクトルに基づいて生成されおり、前記第 2 SC - FDMA シンボルは、前記送信器によって第 3 変調シンボルシーケンス及び第 4 変調シンボルシーケンスを含む第 2 シンボルベクトルに基づいて生成されており、前記第 3 及び第 4 変調シンボルシーケンスは、それぞれ第 2 及び第 1 変調シンボルシーケンスに基づいて生成されたものであり、

40

前記受信 SC - FDMA シンボルを処理して、前記第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスの推定値を得る手段、

を具備する無線通信用の装置。

[3 0] 前記受信 SC - FDMA シンボルを処理する手段は、

前記受信 SC - FDMA シンボルについて SC - FDMA 復調を行ない、送信に使用された 1 セットのサブキャリアの受信シンボルを得て、該受信シンボルに基づいて、時間領

50

域入力サンプルを得る手段と、

前記入力サンプルと、前記第 1 送信アンテナの第 1 チャンネル推定値及び前記第 2 送信アンテナの第 2 チャンネル推定値とに基づいてシンボル検出を行い、前記第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスの推定値を得る手段を具備する [2 9] の装置。

[3 1] 前記シンボル検出を行なう手段は、

前記入力サンプルを第 1 入力サンプル及び第 2 入力サンプルへ非多重化する手段と、

前記第 1 入力サンプルを周波数領域へ変形し、第 1 入力シンボルを得る手段と、

前記第 2 入力サンプルを周波数領域へ変形し、第 2 入力シンボルを得る手段と、

前記第 1 及び第 2 入力シンボルを前記第 1 及び第 2 チャンネル推定値に基づいて組み合わせ、第 1 及び第 2 検出シンボルを得る手段と、

前記第 1 検出シンボルを時間領域に変形し、第 1 変調シンボルシーケンスの推定値を得る手段と、

前記第 2 検出シンボルを時間領域に変形し、第 2 変調シンボルシーケンスの推定値を得る手段とを具備する [3 0] の装置。

[3 2] 前記第 1 及び第 2 入力シンボルを組み合わせる手段は、

前記第 1 チャンネル推定値の第 1 変形例を掛けた前記第 1 入力シンボルの第 1 変形例と、前記第 2 チャンネルの第 1 変形例を掛けた前記第 2 入力シンボルの第 1 変形例とを合計し、前記第 1 検出シンボルを得る手段と、

前記第 2 チャンネル推定値の第 2 変形例を掛けた前記第 1 入力シンボルの第 2 変形例と、前記第 1 チャンネルの第 2 変形例を掛けた前記第 2 入力シンボルの第 2 変形例とを合計し、前記第 2 検出シンボルを得る手段と、

を含む [3 1] の装置。

[3 3] 前記受信器の少なくとも 1 つの追加受信 S C - F D M A シンボルを得る手段と、ここで各追加受信 S C - F D M A シンボルは、前記送信器によって送信された第 1 及び第 2 S C - F D M A シンボルを含み、各受信 S C - F D M A シンボルは、前記受信器の異なるアンテナから得られたものであり、及び

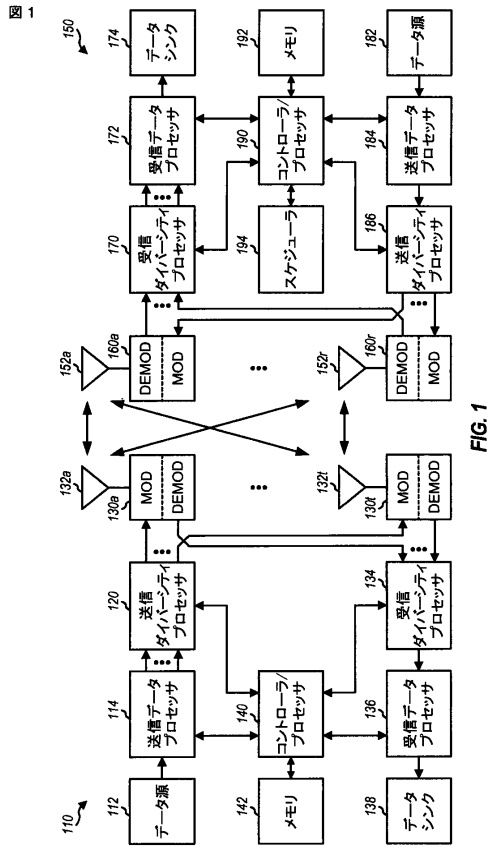
全ての受信 S C - F D M A シンボルを処理し、前記第 1 及び第 2 変調シンボルシーケンスの推定値を得る手段と、

を更に含む [2 9] の装置。

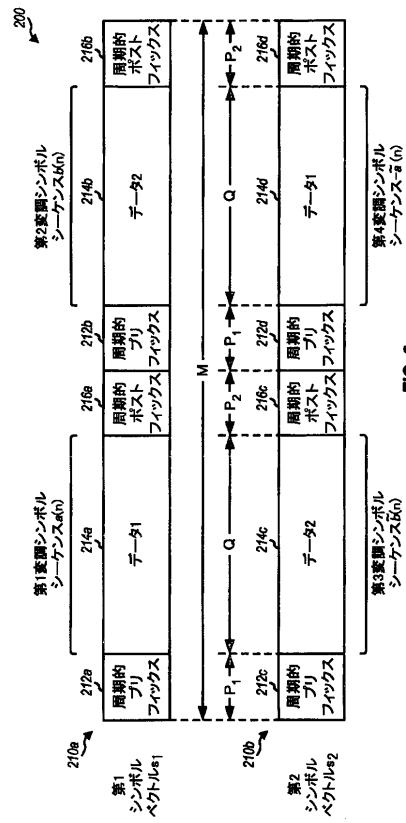
10

20

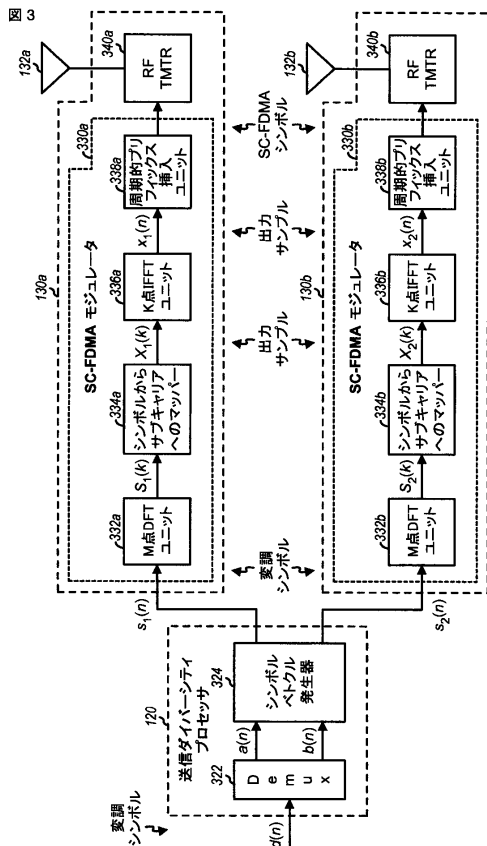
【 図 1 】



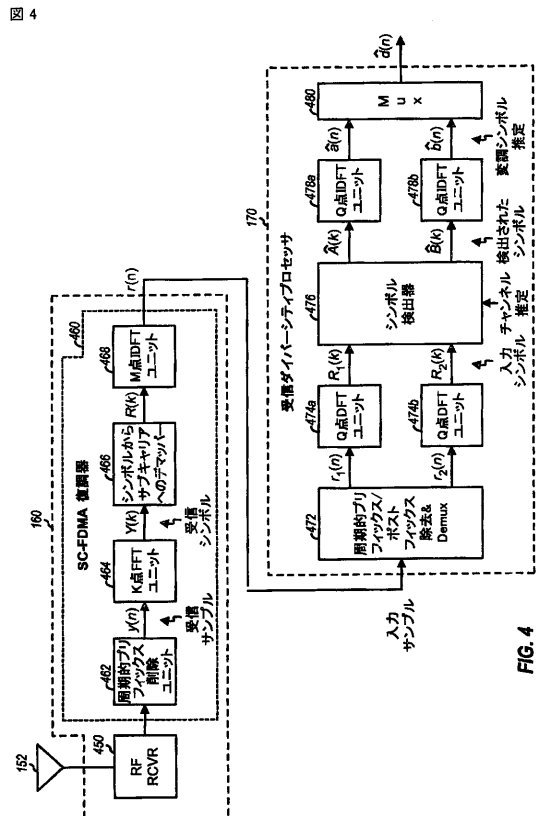
【圖 2】



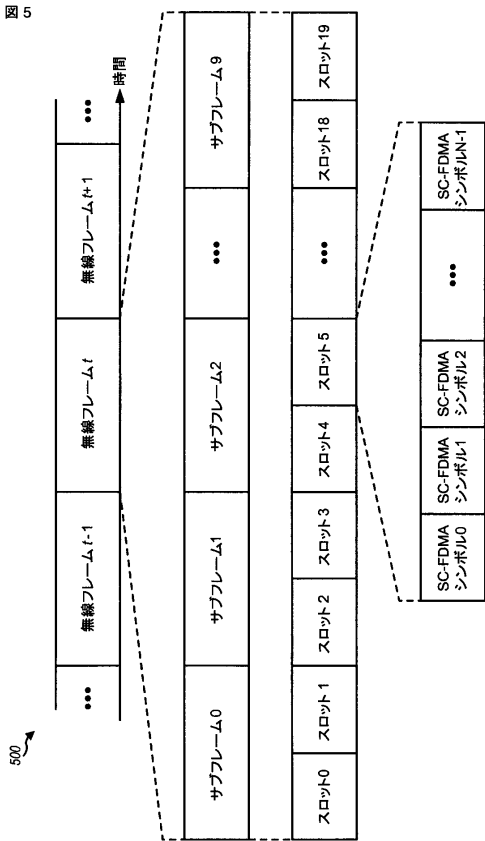
【 図 3 】



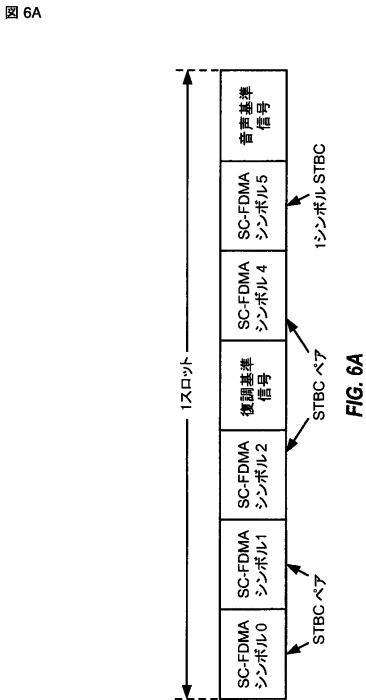
【 図 4 】



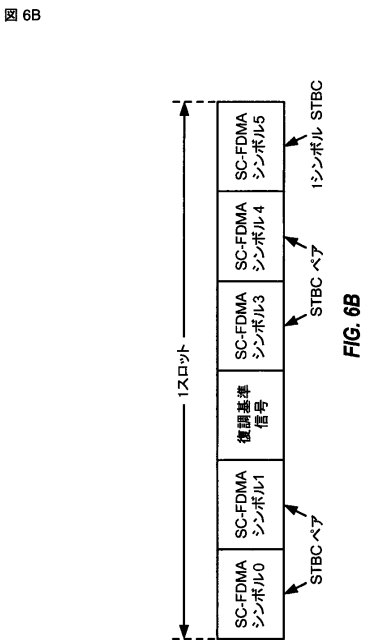
【図 5】



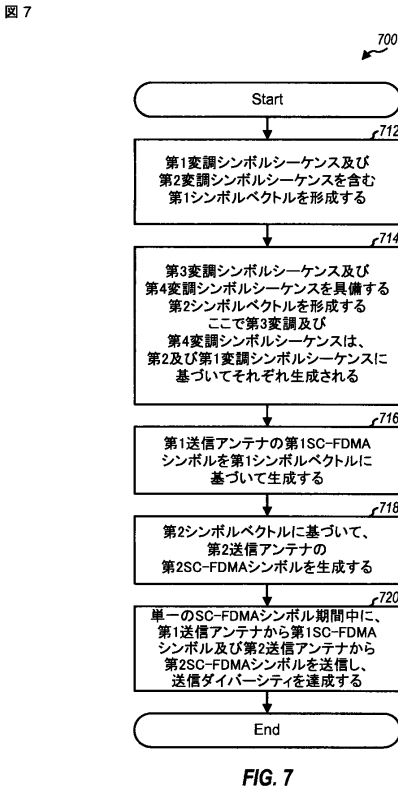
【図 6 A】



【図 6 B】



【図 7】



【図 8】

図 8

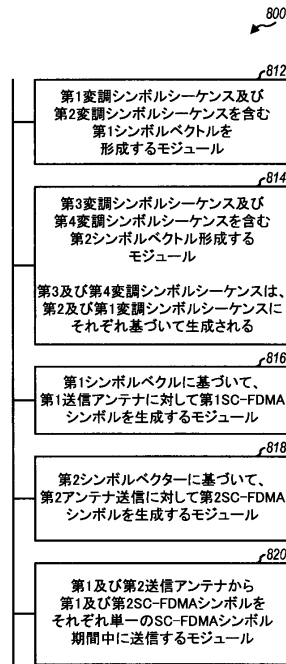


FIG. 8

【図 9】

図 9

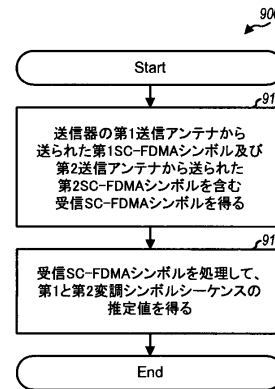


FIG. 9

【図 10】

図 10

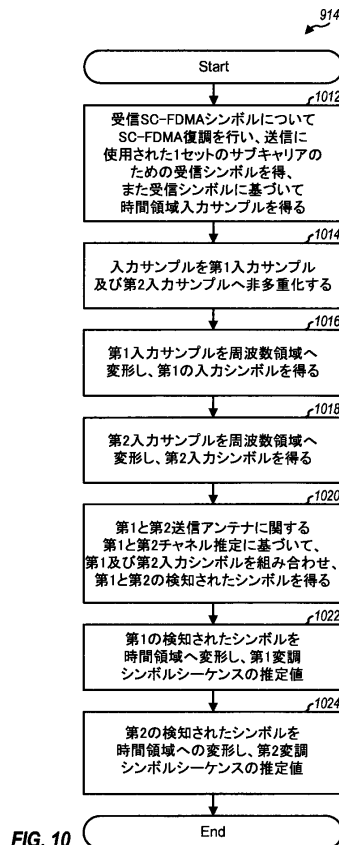


FIG. 10

【図 11】

図 11

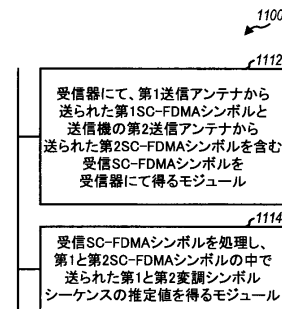


FIG. 11

フロントページの続き

- (74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
- (74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100158805
弁理士 井関 守三
- (74)代理人 100179062
弁理士 井上 正
- (74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
- (74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
- (74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
- (72)発明者 ルオ、シリアン
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775
- (72)発明者 ガール、ピーター
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775
- (72)発明者 モントジョ、ジュアン
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775
- (72)発明者 チェン、ワンシ
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92121、サン・ディエゴ、モアハウス・ドライブ 5775

合議体

審判長 大塚 良平
審判官 菅原 道晴
審判官 山本 章裕

- (56)参考文献 国際公開第2007/095102(WO,A1)
特開2008-11037(JP,A)
国際公開第2008/008984(WO,A2)
国際公開第2007/118411(WO,A1)
InterDigital Communications Corporation, Extension of Uplink MIMO SC-FDMA with Preliminary Simulation Results, 3GPP TSG-RAN WG#44 R1-060365, (2006.2.9), [online], インターネット<URL: http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/wg1_r11/TSGR1_44/Docs/R1-060365.zip>
Cristina Ciochina, Domain Castelain, David Mottier, Hikmet Sari, A NOVAL SPACE-FREQUENCY CODING SCHEME FOR SINGLE CARRIER MODULATION S, The 18th annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMR'07), (2007.9.1)

Alcatel, ST/SF Coding and Mapping Scheme of
the SC-FDMA in E-UTRA Uplink, 3GPP TSG-RAN
WG1 Meeting #47 R1-063178, (2006.11.1), [online], インターネット<URL: http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/wg1_r11/TSGR1_47/Docs/R1-063178.zip>

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J11/00, 99/00, H04B7/04