

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5044165号
(P5044165)

(45) 発行日 平成24年10月10日(2012.10.10)

(24) 登録日 平成24年7月20日(2012.7.20)

(51) Int.Cl.	F I
H O 4 B 7/06 (2006.01)	H O 4 B 7/06
H O 4 J 11/00 (2006.01)	H O 4 J 11/00 Z

請求項の数 13 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2006-221029 (P2006-221029)	(73) 特許権者	000003078
(22) 出願日	平成18年8月14日 (2006.8.14)		株式会社東芝
(65) 公開番号	特開2008-48093 (P2008-48093A)		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(43) 公開日	平成20年2月28日 (2008.2.28)	(74) 代理人	100088683
審査請求日	平成20年3月26日 (2008.3.26)		弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100108855
			弁理士 蔵田 昌俊
		(74) 代理人	100075672
			弁理士 峰 隆司
		(74) 代理人	100109830
			弁理士 福原 淑弘
		(74) 代理人	100084618
			弁理士 村松 貞男
		(74) 代理人	100092196
			弁理士 橋本 良郎

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチアンテナ無線通信システムにおける送信機、受信機及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

少なくとも第1アンテナと第2アンテナとを介して信号を送信するための送信機であって、

C A Z A C 系列を生成する C A Z A C 系列生成部と、

前記 C A Z A C 系列を用いて、前記 C A Z A C 系列に、前記送信機に設定される値である第1値のサイクリックシフト量の第1サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第1系列を生成する第1系列生成部と、

前記 C A Z A C 系列を用いて、前記 C A Z A C 系列に、前記送信機に設定される値であって前記第1値とは異なる第2値のサイクリックシフト量の第2サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第2系列を生成する第2系列生成部と、

データから第1ブロックの信号を生成する第1ブロック信号生成部と、

前記第1ブロックの信号を用いて、前記第1ブロックの信号にサイクリックシフト量が第3値の第3サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第2ブロックの信号を生成する第2ブロック信号生成部と、

前記第1ブロックの信号を用いて、前記第1ブロックの信号にサイクリックシフト量が前記第3値とは異なる第4値の第4サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第3ブロックの信号を生成する第3ブロック信号生成部と、を備え、

前記第1系列と前記第2系列とが送信される期間は、前記第2ブロックの信号と前記第3ブロックの信号とが送信される期間とは異なっていて、

10

20

前記第 2 ブロックの信号と前記第 3 ブロックの信号とが送信される周波数は、各送信機ごとに設定される値であって、

サイクリックシフト量である前記第 1 値と前記第 2 値とは、各送信機ごとに設定される値であって、

前記第 1 値と前記第 3 値とは、異なる値であって、

前記第 2 値と前記第 4 値とは、異なる値であって、

前記第 1 系列と前記第 2 ブロックの信号とは、少なくとも第 1 アンテナから送信されるための信号であって、

前記第 2 系列と前記第 3 ブロックの信号とは、少なくとも第 2 アンテナから送信されるための信号であることを特徴とする送信機。

10

【請求項 2】

前記第 1 系列生成部と前記第 2 系列生成部とは、前記 C A Z A C 系列に対する少なくとも I F F T 処理を行うものであって、

前記第 2 ブロック信号生成部と前記第 3 ブロック信号生成部とは、前記第 1 ブロックの信号に対する少なくとも D F T 処理及び I F F T 処理を行うものであることを特徴とする請求項 1 に記載の送信機。

【請求項 3】

前記データに対して、誤り訂正符号化を行う誤り訂正符号化部をさらに備えることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記載の送信機。

【請求項 4】

20

前記第 1 ブロック信号生成部は、通信相手によってなされる復調に対応した変調方式を前記データに適用することを特徴とする請求項 1 乃至請求項 3 のいずれか 1 項に記載の送信機。

【請求項 5】

前記第 1 系列と、前記第 2 系列と、前記第 2 ブロックの信号と、前記第 3 ブロックの信号とに対して、サイクリックプレフィックスを付与する付与部をさらに備えることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 4 のいずれか 1 項に記載の送信機。

【請求項 6】

前記第 1 系列と、前記第 2 系列と、前記第 2 ブロックの信号と、前記第 3 ブロックの信号とは、シングルキャリア信号であることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 5 のいずれか 1 項に記載の送信機。

30

【請求項 7】

請求項 1 に記載の送信機と、

前記第 1 アンテナと前記第 2 アンテナとをさらに備える通信装置であって、

前記第 1 系列と前記第 2 ブロックの信号とを、少なくとも前記第 1 アンテナを用いて送信し、

前記第 2 系列と前記第 3 ブロックの信号とは、少なくとも前記第 2 アンテナを用いて送信することを特徴とする通信装置。

【請求項 8】

請求項 1 に記載の送信機と、

前記第 1 アンテナと、

前記第 2 アンテナと、

前記第 1 アンテナと接続される第 1 送信アナログ回路と、

前記第 2 アンテナと接続される第 2 送信アナログ回路とをさらに備える通信装置であって、

40

前記第 1 送信アナログ回路は、前記送信機から出力される前記第 1 系列と前記第 2 ブロックの信号とを、無線周波数の第 1 信号へ変換し、前記第 1 アンテナへ出力するものであって、

前記第 2 送信アナログ回路は、前記送信機から出力される前記第 2 系列と前記第 3 ブロックの信号とを、無線周波数の第 2 信号へ変換し、前記第 2 アンテナへ出力すること特徴

50

とする通信装置。

【請求項 9】

送信機から送信された信号を受信するための受信機であって、

C A Z A C 系列にサイクリックシフト量が第 1 値の第 1 サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第 1 系列と、前記 C A Z A C 系列にサイクリックシフト量が前記第 1 値とは異なる第 2 値の第 2 サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第 2 系列と、データから生成される第 1 ブロックの信号にサイクリックシフト量が第 3 値の第 3 サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第 2 ブロックの信号と、前記第 1 ブロックの信号にサイクリックシフト量が前記第 3 値とは異なる第 4 値の第 4 サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第 3 ブロックの信号と、を受信する受信部を備え、

10

前記第 1 系列と前記第 2 系列とが受信される期間は、前記第 2 ブロックの信号と前記第 3 ブロックの信号とが送信される期間とは異なっていて、

前記第 2 ブロックの信号と前記第 3 ブロックの信号とが受信される周波数は、各送信機ごとに設定される値であって、

サイクリックシフト量である前記第 1 値と前記第 2 値とは、各送信機ごとに設定される値であって、

前記第 1 値と前記第 3 値とは、異なる値であって、

前記第 2 値と前記第 4 値とは、異なる値であって、

前記第 1 系列と前記第 2 ブロックの信号とは、少なくとも第 1 アンテナから送信されたものであって、

20

前記第 2 系列と前記第 3 ブロックの信号とは、少なくとも第 2 アンテナから送信されたものであることを特徴とする受信機。

【請求項 10】

請求項 9 に記載の受信機と、

第 1 受信アンテナをさらに備える通信装置であって、

前記第 1 系列と、前記第 2 系列と、前記第 2 ブロックの信号と、前記第 3 ブロックの信号とを、少なくとも前記第 1 受信アンテナを用いて受信することを特徴とする通信装置。

【請求項 11】

請求項 9 に記載の受信機と、

30

第 1 受信アンテナと、

前記第 1 アンテナと接続される第 1 受信アナログ回路とをさらに備える通信装置であって、

前記第 1 受信アナログ回路は、少なくとも前記第 1 受信アンテナを介して受信される、前記第 1 系列と、前記第 2 系列と、前記第 2 ブロックの信号と、前記第 3 ブロックの信号とを、ベースバンド信号へ変換し、前記受信機へ出力するものであることを特徴とする通信装置。

【請求項 12】

少なくとも第 1 アンテナと第 2 アンテナとを介して信号を送信するための送信機で 사용되는送信方法であって、

40

C A Z A C 系列を生成し、

前記 C A Z A C 系列を用いて、前記 C A Z A C 系列に、前記送信機に設定される値である第 1 値のサイクリックシフト量の第 1 サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第 1 系列を生成し、

前記 C A Z A C 系列を用いて、前記 C A Z A C 系列に、前記送信機に設定される値であって前記第 1 値とは異なる第 2 値のサイクリックシフト量の第 2 サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第 2 系列を生成し、

データから第 1 ブロックの信号を生成し、

前記第 1 ブロックの信号を用いて、前記第 1 ブロックの信号にサイクリックシフト量が第 3 値の第 3 サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第 2 ブロックの信号を生

50

成し、

前記第 1 ブロックの信号を用いて、前記第 1 ブロックの信号にサイクリックシフト量が前記第 3 値とは異なる第 4 値の第 4 サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第 3 ブロックの信号を生成し、

前記第 1 系列と前記第 2 系列とが送信される期間は、前記第 2 ブロックの信号と前記第 3 ブロックの信号とが送信される期間とは異なっていて、

前記第 2 ブロックの信号と前記第 3 ブロックの信号とが送信される周波数は、各送信機ごとに設定される値であって、

サイクリックシフト量である前記第 1 値と前記第 2 値とは、各送信機ごとに設定される値であって、

前記第 1 値と前記第 3 値とは、異なる値であって、

前記第 2 値と前記第 4 値とは、異なる値であって、

前記第 1 系列と前記第 2 ブロックの信号とは、少なくとも第 1 アンテナから送信されるための信号であって、

前記第 2 系列と前記第 3 ブロックの信号とは、少なくとも第 2 アンテナから送信されるための信号であることを特徴とする送信方法。

【請求項 13】

送信機から送信された信号を受信するための受信機で使用される受信方法であって、

C A Z A C 系列にサイクリックシフト量が第 1 値の第 1 サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第 1 系列と、前記 C A Z A C 系列にサイクリックシフト量が前記第 1 値とは異なる第 2 値の第 2 サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第 2 系列と、データから生成される第 1 ブロックの信号にサイクリックシフト量が第 3 値の第 3 サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第 2 ブロックの信号と、前記第 1 ブロックの信号にサイクリックシフト量が前記第 3 値とは異なる第 4 値の第 4 サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第 3 ブロックの信号と、を受信し、

前記第 1 系列と前記第 2 系列とが受信される期間は、前記第 2 ブロックの信号と前記第 3 ブロックの信号とが送信される期間とは異なっていて、

前記第 2 ブロックの信号と前記第 3 ブロックの信号とが受信される周波数は、各送信機ごとに設定される値であって、

サイクリックシフト量である前記第 1 値と前記第 2 値とは、各送信機ごとに設定される値であって、

前記第 1 値と前記第 3 値とは、異なる値であって、

前記第 2 値と前記第 4 値とは、異なる値であって、

前記第 1 系列と前記第 2 ブロックの信号とは、少なくとも第 1 アンテナから送信されたものであって、

前記第 2 系列と前記第 3 ブロックの信号とは、少なくとも第 2 アンテナから送信されたものであることを特徴とする受信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、巡回遅延ダイバーシチを用いたマルチアンテナ無線通信システムにおける送信機、受信機及び方法に関する。

【背景技術】

【0002】

無線通信における送信ダイバーシチ技術の一つとして、同一の信号を複数のアンテナから送信する送信アンテナダイバーシチがある。送信アンテナダイバーシチとして、送信データをブロック化し、送信順序を変更した上で符号を操作して送信する時空間ブロック符号化(Space Time Block Coding: S T B C)や、ブロックに対してサイクリックシフトを施した信号を同時に送信する巡回遅延ダイバーシチ(Cyclic Delay Diversity: C D D)

10

20

30

40

50

が知られている。

【 0 0 0 3 】

C D Dでは例えば非特許文献 1 に記載されているように、データ信号を一のアンテナから送信すると共に、他のアンテナからサイクリックシフトを施した同一のデータ信号を同時に送信する。受信機では両方の信号が混合されて受信される。サイクリックシフトされた信号は、スペクトラム上では周波数方向に高速の位相回転を有している。従って、サイクリックシフトされた信号とサイクリックシフトを施していない信号を混合すると、信号を強め合う周波数と弱め合う周波数が短い周波数間隔の間に混在する。これにより周波数方向のバースト的な電力落ち込みが解消される。このため、送信データが周波数方向に十分にインタリーブされた上で誤り訂正符号化されていれば、受信機における誤り生成能力を十分に発揮することができ、受信性能の向上が期待できる。

10

【非特許文献 1】G. Bauch and J. S. Malik, "Parameter optimization, interleaving and multiple access in OFDM with cyclic delay diversity," VTC-2004 spring, Vol. 1, pp.505-509(2004)

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 4 】

上記した従来技術においては、受信信号の復調のためには周波数方向に高速に変動するスペクトラムを復調するための振幅基準及び位相基準が必要である。送信機では、予めシステム上取り決められたチャネル推定のためのパイロット信号をデータ信号に先行して複数のアンテナから送信しなければならない。

20

【 0 0 0 5 】

パイロット信号は直接にデータ伝送に寄与しない冗長な信号であることから、時間の長いパイロット信号を利用することはデータの伝送効率低下に繋がる。従ってパイロット信号長（時間長）は短いことが望まれる。しかし、非特許文献 1 ではデータ信号のサイクリックシフト量については言及しているものの、パイロット信号のサイクリックシフト量やパイロット信号長については言及していない。

【 0 0 0 6 】

本発明は、C D Dの効果を享受しつつパイロット信号長を極力短くしてデータの伝送効率を上げることが可能とする送信機、受信機及び方法を提供することを目的とする。

30

【課題を解決するための手段】

【 0 0 0 7 】

本発明の第 1 の態様によると、少なくとも第 1 アンテナと第 2 アンテナとを介して信号を送信するための送信機であって、C A Z A C 系列を生成する C A Z A C 系列生成部と、前記 C A Z A C 系列を用いて、前記 C A Z A C 系列に、前記送信機に設定される値である第 1 値のサイクリックシフト量の第 1 サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第 1 系列を生成する第 1 系列生成部と、前記 C A Z A C 系列を用いて、前記 C A Z A C 系列に、前記送信機に設定される値であって前記第 1 値とは異なる第 2 値のサイクリックシフト量の第 2 サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第 2 系列を生成する第 2 系列生成部と、データから第 1 ブロックの信号を生成する第 1 ブロック信号生成部と、前記第 1 ブロックの信号を用いて、前記第 1 ブロックの信号にサイクリックシフト量が第 3 値の第 3 サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第 2 ブロックの信号を生成する第 2 ブロック信号生成部と、前記第 1 ブロックの信号を用いて、前記第 1 ブロックの信号にサイクリックシフト量が前記第 3 値とは異なる第 4 値の第 4 サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第 3 ブロックの信号を生成する第 3 ブロック信号生成部と、を備え、前記第 1 系列と前記第 2 系列とが送信される期間とは、前記第 2 ブロックの信号と前記第 3 ブロックの信号とが送信される期間とは異なっていて、前記第 2 ブロックの信号と前記第 3 ブロックの信号とが送信される周波数は、各送信機ごとに設定される値であって、サイクリックシフト量である前記第 1 値と前記第 2 値とは、各送信機ごとに設定される値であって、前記第 1 値と前記第 3 値とは、異なる値であ

40

50

って、前記第2値と前記第4値とは、異なる値であって、前記第1系列と前記第2ブロックの信号とは、少なくとも第1アンテナから送信されるための信号であって、前記第2系列と前記第3ブロックの信号とは、少なくとも第2アンテナから送信されるための信号であることを特徴とする送信機が提供される。

【0008】

本発明の第2の態様によると、送信機から送信された信号を受信するための受信機であって、CAZAC系列にサイクリックシフト量が第1値の第1サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第1系列と、前記CAZAC系列にサイクリックシフト量が前記第1値とは異なる第2値の第2サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第2系列と、データから生成される第1ブロックの信号にサイクリックシフト量が第3値の第3サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第2ブロックの信号と、前記第1ブロックの信号にサイクリックシフト量が前記第3値とは異なる第4値の第4サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第3ブロックの信号と、を受信する受信部を備え、前記第1系列と前記第2系列とが受信される期間は、前記第2ブロックの信号と前記第3ブロックの信号とが送信される期間とは異なっていて、前記第2ブロックの信号と前記第3ブロックの信号とが受信される周波数は、各送信機ごとに設定される値であって、サイクリックシフト量である前記第1値と前記第2値とは、各送信機ごとに設定される値であって、前記第1値と前記第3値とは、異なる値であって、前記第2値と前記第4値とは、異なる値であって、前記第1系列と前記第2ブロックの信号とは、少なくとも第1アンテナから送信されたものであって、前記第2系列と前記第3ブロックの信号とは、少なくとも第2アンテナから送信されたものであることを特徴とする受信機が提供される。

【0009】

本発明の第3の態様によると、少なくとも第1アンテナと第2アンテナとを介して信号を送信するための送信機で使用される送信方法であって、CAZAC系列を生成し、前記CAZAC系列を用いて、前記CAZAC系列に、前記送信機に設定される値である第1値のサイクリックシフト量の第1サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第1系列を生成し、前記CAZAC系列を用いて、前記CAZAC系列に、前記送信機に設定される値であって前記第1値とは異なる第2値のサイクリックシフト量の第2サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第2系列を生成し、データから第1ブロックの信号を生成し、前記第1ブロックの信号を用いて、前記第1ブロックの信号にサイクリックシフト量が第3値の第3サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第2ブロックの信号を生成し、前記第1ブロックの信号を用いて、前記第1ブロックの信号にサイクリックシフト量が前記第3値とは異なる第4値の第4サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第3ブロックの信号を生成し、前記第1系列と前記第2系列とが送信される期間は、前記第2ブロックの信号と前記第3ブロックの信号とが送信される期間とは異なっていて、前記第2ブロックの信号と前記第3ブロックの信号とが送信される周波数は、各送信機ごとに設定される値であって、サイクリックシフト量である前記第1値と前記第2値とは、各送信機ごとに設定される値であって、前記第1値と前記第3値とは、異なる値であって、前記第2値と前記第4値とは、異なる値であって、前記第1系列と前記第2ブロックの信号とは、少なくとも第1アンテナから送信されるための信号であって、前記第2系列と前記第3ブロックの信号とは、少なくとも第2アンテナから送信されるための信号であることを特徴とする送信方法が提供される。

【0010】

本発明の第4の態様によると、送信機から送信された信号を受信するための受信機で使用される受信方法であって、CAZAC系列にサイクリックシフト量が第1値の第1サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第1系列と、前記CAZAC系列にサイクリックシフト量が前記第1値とは異なる第2値の第2サイクリックシフトを施して得られる系列と等しい伝送路推定用の第2系列と、データから生成される第1ブロックの信号にサイクリックシフト量が第3値の第3サイクリックシフトを施して得られ

10

20

30

40

50

る信号と等しい第2ブロックの信号と、前記第1ブロックの信号にサイクリックシフト量が前記第3値とは異なる第4値の第4サイクリックシフトを施して得られる信号と等しい第3ブロックの信号と、を受信し、前記第1系列と前記第2系列とが受信される期間は、前記第2ブロックの信号と前記第3ブロックの信号とが送信される期間とは異なっていて、前記第2ブロックの信号と前記第3ブロックの信号とが受信される周波数は、各送信機ごとに設定される値であって、サイクリックシフト量である前記第1値と前記第2値とは、各送信機ごとに設定される値であって、前記第1値と前記第3値とは、異なる値であって、前記第2値と前記第4値とは、異なる値であって、前記第1系列と前記第2ブロックの信号とは、少なくとも第1アンテナから送信されたものであって、前記第2系列と前記第3ブロックの信号とは、少なくとも第2アンテナから送信されたものであることを特徴とする受信方法が提供される。

10

【発明の効果】

【0013】

本発明によると、CDDを用いたマルチアンテナ無線通信システムにおいて、CDDの効果を楽しむパイロット信号長を極力短くしてデータの伝送効率を上げることができる。

【発明を実施するための最良の形態】

【0014】

以下、図面を参照しながら本発明の実施形態を説明する。

(無線通信システム)

20

図1を参照して本発明の一実施形態に係る無線通信システムについて説明する。送信機1には、第1送信アンテナ2及び第2送信アンテナ3が備えられる。受信機7には、受信アンテナ6が備えられる。図1のシステムは、典型的には例えばセルラ通信システムに用いられるが、これに限られるものではなく例えば無線LANや固定無線アクセス網などへの適用も可能である。

【0015】

送信機1は、ユーザデータを無線により受信機へ伝送するために、ユーザデータに対して変調を施し、無線周波数信号に変換する機能を持つ。送信機1は、無線周波数信号を第1送信アンテナ2と第2送信アンテナ3の両方から送信することにより、送信ダイバーシチを行う。

30

【0016】

第1送信アンテナ2及び第2送信アンテナ3から送信された無線周波数信号は、第1伝搬路4及び第2伝搬路5を経て受信機アンテナへ到達する。両方の伝搬路4, 5がマルチパス伝搬路である場合、受信機7へ最初に到達するパスから最後に到達するパスまでの最大時間、すなわち最大伝送遅延時間は、 T_3 以内であるものとする。

【0017】

受信アンテナ6では、第1送信アンテナ2から送信された信号と第2送信アンテナ3から送信された信号とが混合された信号が受信される。受信機7では、受信アンテナ6からの受信信号に対して復調処理を施し、ユーザデータを再生する。

【0018】

40

図2には、本発明の実施形態に係る別の無線通信システムが示される。図1では送信機は1台のみであったが、図2は複数の送信機、例えば第1の送信機1A及び第2の送信機1Bを有する。各送信機1A, 1Bは一般には異なるユーザが利用し、異なるユーザデータを送信しているものとする。各送信機1A, 1Bは第1送信アンテナ2A, 2B及び第2送信アンテナ3A, 3Bをそれぞれ持つ。第1送信機1Aのアンテナ2A, 3Aから送信された信号は、第1伝搬路4及び第2伝搬路5のそれぞれを通して受信アンテナ6へ到達する。第2送信機1Bのアンテナ2B, 3Bから送信された信号は、第3伝搬路8及び第4伝搬路9をそれぞれ通って受信アンテナ6へ到達する。各伝搬路4, 5, 8及び9の最大伝送遅延時間は T_3 であるものとする。

【0019】

50

受信機 7 では、第 1 送信機 1 A 及び第 2 送信機 1 B から送信された信号を分離しなければならない。そこで本実施形態では、第 1 送信機 1 A から送信されるデータ信号と第 2 送信機 1 B から送信されるデータ信号は、異なる周波数によって送信される、つまり周波数分割多重 (Frequency Division Multiplexing: FDM) がなされるものとする。このとき 1 ユーザ分のデータ信号が送信される周波数帯域での復調については、図 1 に示すシステム構成と同様の処理を実施すると仮定できる。

【 0 0 2 0 】

(送信信号フォーマット)

図 3 は、送信機が送信する送信信号のフォーマットを示している。送信信号はシングルキャリア信号、つまりデータ信号の変調により生成される送信シンボルが時間方向に直列に並んでいる構成をとる。また、複数の送信シンボルを 1 信号ブロックとし、信号ブロックの末尾にあたる時間 T_{CP} の信号が信号ブロックの先頭にコピーされて接続された構成であるとする。図 3 の例では、1 信号ブロック長は時間 T であり、 M 個の変調されたシンボルが配置される。先頭に付与した部分は、一般的にサイクリックプレフィックス (CP) と呼ばれ、受信機において周波数等化を可能とするために付与されることが多い。

【 0 0 2 1 】

送信機が送信する信号には大きく 2 種類がある。一つはパイロット信号であり、受信機が伝搬路の状態を推定するために用いられる。もう一つはデータ信号であり、ユーザデータを変調した信号である。各信号は 1 ブロックを占有するものとし、1 受信機向けの両方の信号は時分割多重 (Time Division Multiplexing: TDM) がなされて送信されるものとする。但し、必ずしも TDM に限ったものではなく、本実施形態は例えば符号分割多重 (Code Division Multiplexing: CDM) や周波数分割多重 (Frequency Division Multiplexing: FDM) であっても適用可能である。

【 0 0 2 2 】

受信機では、受信される 1 信号ブロックの中から時間 T の区間を抽出し、FFT などにより周波数領域の信号へ変換する。抽出する区間の開始地点を CP 内から選択することができる。抽出区間を CP の後半に設定することで、前信号ブロックの遅延波が混合することも防ぐことができる。さらに CP は元の変調信号に対してサイクリックに付与されていることから、抽出した時間 T の信号も両端での連続性が保証される。

【 0 0 2 3 】

パイロット信号には、例えば定振幅零自己相関 (Constant Amplitude and Zero Auto Correlation: CAZAC) 系列と呼ばれる系列が利用される。CAZAC 系列は包絡線が一定であり、さらに自己相関値は遅延時間 0 以外で 0 となる性質、つまり完全な自己相関性を持つ系列である。包絡線が一定であることから、送信アンプなどの歪みを防ぐためのバックオフを小さくすることができる。また完全な自己相関性を頼りに、時間的にサイクリックシフトした系列を用いた符号多重が可能である。

【 0 0 2 4 】

本実施形態では、データ信号については周波数分割多重するものとしたが、パイロット信号については CAZAC 系列のサイクリックシフトによりユーザ間で直交した信号を生成し、ユーザ間の符号多重を実現する。すなわち、図 4 A に示すある CAZAC 系列から成るパイロット信号 A と、これを時間 T_3 だけサイクリックシフトした図 4 B に示すパイロット信号 B を生成する。なお、図 4 A 及び図 4 B では CP の付与による送信ブロック生成は省いてある。

【 0 0 2 5 】

パイロット信号 A と B は、CAZAC 系列の性質により互いに直交する。また、伝搬路の最大伝搬遅延時間は T_3 以内であることから、2 台の送信機がそれぞれパイロット信号 A と B を同時に送信し、受信機に最大遅延波が到来したとしても、パイロット信号 A の遅延波がパイロット信号 B の最先着波と重なることは無い。図 4 A 及び図 4 B では例として 2 系列のみを示しているが、パイロット信号 A を $2T_3$ 、 $3T_3$ 、 $4T_3$ 、・・・だけシフトした系列を生成することにより、サイクリックシフト量が 1 周するまでは複数の系列

を生成することが可能である。

【 0 0 2 6 】

(送信信号の生成手順)

次に、図 5 を用いて本実施形態における送信信号の生成手順について詳細に説明する。送信信号は第 1 伝搬路及び第 2 伝搬路のインパルス応答、または周波数特性を測定するためのパイロット信号、及びユーザデータが変調されたデータ信号を含む。

【 0 0 2 7 】

パイロット信号の生成法について説明すると、パイロット信号は A ビットの C A Z A C 系列からなるパイロット系列 1 3 を変調して生成される。変調方式は送受信間で予め決められた変調方式であることが望ましく、B P S K または A S K などの 2 値変調であることが望ましい。変調によりパイロット系列はパイロット元信号 1 5 へ変換される。パイロット元信号 1 5 の時間長は T_1 である。変調により L 個のシンボルが生成されるとすると、例えば B P S K 変調を施した場合は $L = A$ である。

【 0 0 2 8 】

パイロット元信号 1 5 に、サイクリックシフト及び C P 付与が施される。サイクリックシフトの施され方、特にサイクリックシフト量は、送信アンテナによって異なるものとする。第 1 送信アンテナから送信する信号には、 k_1 シンボル、あるいは k_1 シンボルに相当する時間 τ_1 だけのサイクリックシフトが施される。サイクリックシフトは巡回置換と同様の処理である。すなわち、サイクリックシフトは信号に対して遅延を加えると共に、遅延処理により元の信号よりも長くなってしまった部分を先頭に移動することで、送信する情報量を変化させない置換処理である。こうしてサイクリックシフトを施した後、図 3 に示す方法で C P が付与される。

【 0 0 2 9 】

第 2 送信アンテナから送信されるパイロット信号に対しては、第 1 送信アンテナから送信される信号とは異なる時間のサイクリックシフトが施される。第 2 送信アンテナから送信されるパイロット信号のサイクリックシフト量は、 k_3 シンボル、または k_3 シンボルに相当する時間 τ_3 であるものとする。そして、サイクリックシフト後に C P が付与される。第 1 送信アンテナから送信されるサイクリックシフトされたパイロット信号を第 1 パイロット信号、第 2 送信アンテナから送信されるサイクリックシフトされたパイロット信号を第 2 パイロット信号と呼ぶものとする。第 1 パイロット信号と第 2 パイロット信号は、それぞれのアンテナから同時に送信される。

【 0 0 3 0 】

次に、データ信号の生成手順を説明する。送信機は、J ビットのユーザデータ 1 1 を生成する。ユーザデータ 1 1 に対し誤り訂正符号化を施し、B ビットのデータ系列 1 2 を生成する。さらにデータ系列 1 2 に対し変調を施し、M シンボル、時間長 T_2 のデータ元信号 1 4 を生成する。ここでの変調には、例えば B P S K、Q P S K、1 6 Q A M あるいは 6 4 Q A M といった変調方式を用いることができる。ここで用いられる変調方式は、送信機と受信機の間で予め取り決められている、あるいは別の方法により送信機から受信機へ通知された変調方式を用いるものとする。

【 0 0 3 1 】

データ元信号 1 4 に対しても、パイロット信号と同様にシフト量の異なる 2 種類のサイクリックシフトが施される。第 1 送信アンテナから送信される第 1 データ信号 1 6 は、データ元信号 1 4 に対して k_2 シンボル、あるいは k_2 シンボルに相当する時間 τ_2 だけサイクリックシフトを施し、さらに C P を付与した信号である。

【 0 0 3 2 】

同様に、第 2 送信アンテナから送信される第 2 データ信号 1 7 は、データ元信号 1 4 に対して k_4 シンボル、あるいは k_4 シンボルに相当する時間 τ_4 だけサイクリックシフトを施し、さらに C P を付与した信号である。第 1 データ信号 1 6 と第 2 データ信号 1 7 は、各送信アンテナから同時に送信される。

【 0 0 3 3 】

本実施形態では、一般性を失わずに $t_1 < t_3$ 、及び $t_2 < t_4$ であるものとする。ここで、第1パイロット信号と第2パイロット信号のサイクリックシフト量の差 $t_3 - t_1$ と、第1データ信号のサイクリックシフト量と第2データ信号のサイクリックシフト量の差 $t_4 - t_2$ とを異なるものとするこ

【0034】

サイクリックシフトでは、シフト量が送信ブロック長を超えると信号が1周以上シフトされるため、シフト量が送信ブロック長より小さい系列と同一の系列になってしまう恐れがある。従って、第1及び第2パイロット信号17, 19のサイクリックシフト量は T_1 より小さく、第1及び第2データ信号16, 18のサイクリックシフト量は T_2 よりも小さくすべきである。これは同時に、 $t_3 - t_1$ は T_1 よりも小さく、 $t_4 - t_2$ は T_2 よりも小さくしなければならないことを表している。

【0035】

ここで $t_3 - t_1$ が $t_4 - t_2$ と等しい場合、必然的に T_1 及び T_2 は、 $t_3 - t_1$ 及び $t_4 - t_2$ のいずれよりも大きくしなければならない。すると例えば、第1及び第2パイロット信号17, 19の時間長 T_1 を第1及び第2データ信号16, 18の時間長 T_2 よりも短くしたいといった欲求が必ずしも満たせない場合が生じる。さらに詳しくは、第1及び第2パイロット信号17, 19の時間長 T_1 を第1及び第2データ信号16, 18のサイクリックシフト量の差 $t_4 - t_2$ よりも小さくすることはできない。

【0036】

パイロット信号は、ユーザデータの伝送に直接は寄与しない冗長な信号である。従ってパイロット信号長を短くできない場合、冗長な信号を余分に送信する場合を生じ、さらにはデータ信号長を短くせざるを得なくなり、伝送速度の低下、あるいは遅い伝送速度での飽和を招く。

【0037】

ここで、本実施形態のように $t_3 - t_1$ と $t_4 - t_2$ が異なるものとする、あるいは独立に設定するものとする、 T_1 は $t_3 - t_1$ 以上であればよく、 T_2 は $t_4 - t_2$ 以上であればよいことになる。すると T_1 は $t_4 - t_2$ の値による制約を受けないことから、パイロット信号長を短く設定することが可能となる。従って冗長性が減り、その分だけ伝送できるユーザデータの量が増え、伝送速度が向上することになる。

【0038】

さらに、本実施形態では $t_4 - t_2$ が $T_2 / 2$ であるときにCDDの効果が最大となる。ここで $t_3 - t_1$ が $t_4 - t_2$ と等しい場合、 T_1 は $T_2 / 2$ より大きくする必要がある。厳密には伝搬路により最大 T_3 の遅延波を生じることから、 T_1 は $T_2 / 2$ に T_3 を加えた時間より大きくする必要がある。しかし、本実施形態に従って $t_3 - t_1$ を $T_2 / 2$ から T_3 を減じた時間以下に設定すれば、 T_1 は $t_3 - t_1$ より大きい範囲であればよいことになる。例えば $T_1 = T_2 / 2$ とすれば、パイロット元信号15の時間長 T_1 がデータ元信号14の時間長 T_2 の半分となる。これによって送信機のメモリ管理が容易になり、さらに受信機における周波数補償用のFFTがちょうど半分となって実装が容易になるなどの実装上の利点を享受することが可能となる。このとき、CDDの効果は損なわれることは無い。

【0039】

(受信方法)

図6を用いて本実施形態における受信動作の概略について述べる。送信機1の第1送信アンテナ2からは時間 t_1 だけサイクリックシフトされた第1パイロット信号17と、それに続く時間 t_2 だけサイクリックシフトされた第1データ信号16が送信される。同時に、第2送信アンテナ3からは、時間 t_3 だけサイクリックシフトされた第2パイロット信号19と、時間 t_4 だけサイクリックシフトされた第2データ信号18が送信されている。

【0040】

送信アンテナ2及び送信アンテナ3からそれぞれ送信された信号は、最大遅延時間 T_3

10

20

30

40

50

の第1伝搬路4及び第2伝搬路5を経て受信アンテナ6において混合されて受信される。パイロット信号はC A Z A C系列であるため、受信アンテナ6によって混合された第1パイロット信号17及び第2パイロット信号19に対し、パイロット元信号15との相関を求めることにより、第1伝搬路4のインパルス応答及び第2伝搬路5のインパルス応答を求めることができる。

【0041】

第1伝搬路4のインパルス応答を第1インパルス応答、そして第2伝搬路5のインパルス応答を第2インパルス応答と呼ぶ。図6中には、第1インパルス応答及び第2インパルス応答のそれぞれの形状の一例が示されている。これらのインパルス応答を用いて、第1送信アンテナ2及び第2送信アンテナ3から送信された第1及び第2データ信号16, 18の混合された信号を等化、すなわち歪み補償を行うことを考える。混合されたデータ信号の等化のためには、データ信号と同じだけシフトされた後に混合されたインパルス応答を求めることが必要である。このインパルス応答の生成方法を図7により説明する。

【0042】

第1及び第2データ信号16, 18の混合された信号を等化するためのインパルス応答を作成するために、第1インパルス応答と第2インパルス応答を時間T2の区間に配置し直す。第1データ信号の最初の到達時刻を t_2 とすると、第1インパルス応答は t_2 から t_2 だけ離れた場所に配置される。第2インパルス応答は、 t_2 から t_4 だけ離れた場所に配置される。以上の再配置処理をプロファイル調整と呼ぶ。プロファイル調整により、データ信号と同じ量のシフト量を有したインパルス応答を求めることができ、このインパルス応答を受信データ信号の歪み補償に用いることができる。

【0043】

(送信機)

図8を用いて本実施形態に係る送信機について説明する。図8の送信機は、パイロット系列生成部103、パイロット系列変調部105、ユーザデータ生成部101、誤り訂正符号化部102、データ系列変調部104、第1～第4サイクリックシフト部106～109、シフト量制御部110、第1～第4CP付与部111～114、送信信号選択部117、第1及び第2セクタ115, 116、送信アナログ部118, 119、第1送信アンテナ121及び第2送信アンテナ122を有する。

【0044】

パイロット系列生成部103は、予め送受信機間で決められたパイロット系列を生成する。本実施形態では、パイロット系列はC A Z A C系列であるものとする。生成されたパイロット系列は、パイロット系列変調部105に送られる。

【0045】

パイロット系列変調部105では、パイロット系列生成部103によって生成されたパイロット系列に対してあらかじめ定められた変調を施し、パイロット元信号15を生成する。生成されたパイロット元信号15は、第1サイクリックシフト部106と第3サイクリックシフト部108へ送られる。

【0046】

ユーザデータ生成部101は、受信機7へ伝送したいユーザデータを生成する。ユーザデータ生成部101において生成されたユーザデータは、誤り訂正符号化部102へ送られる。誤り訂正符号化部102では、ユーザデータ生成部101より得たユーザデータに対し、誤り訂正符号化を施す。誤り訂正符号化には、例えば畳み込み符号化あるいはターボ符号化などを用いることができる。符号化されたデータは、図5中に示したデータ系列12であり、変調のためにデータ系列変調部104に送られる。

【0047】

データ系列変調部104では、誤り訂正符号化部102からのデータ系列に対して変調を施す。変調方式は例えばBPSK、QPSK、16QAM、あるいは64QAMなどを用いることができる。ここで用いる変調方式は、送信機1と受信機7間で共有されているものとする。生成された信号は、図5中に示したデータ元信号15であり、第2サイクリ

ックシフト部 107 及び第 4 サイクリックシフト部 109 に送られる。

【0048】

第 1 から第 4 サイクリックシフト部 106 ~ 109 では、入力されたパイロット元信号 15 あるいはデータ元信号 14 に対し、サイクリックシフトを施す。サイクリックシフト量は、シフト量制御部 110 から与えられる。サイクリックシフトされた信号は、第 1 ~ 第 4 CP 付与部 111 ~ 114 に送られる。

【0049】

シフト量制御部 110 では、第 1 ~ 第 4 サイクリックシフト部 106 ~ 109 に対してサイクリックシフト量を設定する。より具体的には、シフト量設定部 110 は第 1 ~ 第 4 サイクリックシフト部 106 ~ 109 に対してそれぞれ τ_1 、 τ_2 、 τ_3 、及び τ_4 のサイクリックシフト量を設定する。 τ_2 及び τ_4 の設定の一例として、CDD におけるダイバーシチ効果を最大限に得ることができるよう、 $\tau_4 - \tau_2$ はデータ信号のブロック長 T_2 の半分となるように設定すると良い。また τ_1 及び τ_3 の設定の一例として、図 2 のように複数のユーザがパイロット信号を同時に送信する場合は、 τ_1 及び τ_3 が、他の端末のパイロット信号のサイクリックシフト量と同一とならないように設定する。

【0050】

CP 付与部 111 ~ 114 では、サイクリックシフト部 106 ~ 109 によってサイクリックシフトされた各信号に対し、サイクリックプレフィックス (CP) を付与する。CP 付与部 111 ~ 114 の動作はすべて同一であり、出力先のみが異なるものとする。第 1 ~ 第 4 CP 付与部 111 ~ 114 の出力は、それぞれ第 1 及び第 2 セレクタ 115, 116 へ接続されている。

【0051】

第 1 セレクタ 115 では第 1 CP 付与部 111 から得た第 1 パイロット信号、及び第 2 CP 付与部 112 から得た第 1 データ信号のいずれかを後続の第 1 送信アナログ部 118 へ送る。第 2 セレクタ 116 でも同様に、第 3 CP 付与部 113 から得た第 2 パイロット信号、及び第 4 CP 付与部 114 から得た第 2 データ信号のいずれかを後続の第 2 送信アナログ部 119 へ送る。各セレクタ 115, 116 においていずれの信号を後段へ出力するかは、送信信号選択部 117 からの指示に従う。

【0052】

送信信号選択部 117 は二つのセレクタ 115, 116 に対し、パイロット信号あるいはデータ信号のいずれを送信アナログ部 118, 119 へ送るかを指定する。すなわち、パイロット信号の送信時刻にはパイロット信号、データ信号の送信時刻にはデータ信号を送るように指示する。第 1 パイロット信号 17 及び第 2 パイロット信号 19 は同時に送られることとなり、第 1 データ信号 16 と第 2 データ信号 18 も同時に送信される。また、パイロット信号 17, 19 とデータ信号 16, 18 は異なる時間に送られる。

【0053】

送信アナログ部 118, 119 では、それぞれセレクタ 115, 116 から出力される送信信号を無線周波数信号に変換し、それぞれ第 1 送信アンテナ 121 及び第 2 送信アンテナ 122 へ出力する。第 1 送信アンテナ 121 及び第 2 送信アンテナ 122 は、送信アナログ部 118, 119 から出力される無線周波数信号を伝搬路へ送信する。

【0054】

(受信機)

図 9 を用いて本実施形態に係る受信機について説明する。受信機は受信アンテナ 201、受信アナログ部 202、基準信号生成部 205、相関演算部 207、プロファイル調整部 208、補償信号生成部 209、同期部 204、CP 除去部 203、FFT 部 205、歪み補償部 210、IFFT 部 211、データ系列復調部 212 及びユーザデータ抽出部 213 を有する。

【0055】

受信アンテナ 201 によって受信された受信パイロット信号及び受信データ信号は、後続の受信アナログ部 202 に送られる。受信アナログ部 202 では、無線周波数の受信信

10

20

30

40

50

号をベースバンド信号へ変換する。ベースバンド信号へ変更された受信信号はCP除去部 203、同期部 204 及び相関演算部 207 に送られる。

【0056】

同期部 204 では主にパイロット信号を用いてCP位置を求め、CP位置の情報をCP除去部 203 へ送る。

【0057】

基準信号生成部 205 では相関演算部 207 によって用いる基準信号を作成する。基準信号とは相関演算部 207 によって受信信号との相関を算出するための信号であり、本実施形態では時間₁、及び₃だけサイクリックシフトされたパイロット元信号、つまり送信された第1パイロット信号16及び第2パイロット信号18である。

10

【0058】

相関演算部 207 では、受信信号中のパイロット信号（受信パイロット信号）と、基準信号生成部 205 で生成された基準信号との相関演算を行い、相互相関値を求める。この相関演算処理より、前述した第1インパルス応答及び第2インパルス応答が得られる。相関演算部 207 の詳細については後述する。相関演算部 207 で得られた相互相関値は、プロファイル調整部 208 に送られる。

【0059】

プロファイル調整部 208 では、相関演算部 207 によって求められた相互相関値、つまり第1インパルス応答及び第2インパルス応答から、図7で説明した方法によりデータ信号の歪みを補償するための補償用インパルス応答を生成する。生成された補償用インパルス応答は、補償信号生成部 209 へ送られる。

20

【0060】

補償信号生成部 209 では、プロファイル調整部 208 によって得られた補償用インパルス応答を、歪み補償処理のための補償信号に変換する。本実施形態では周波数等化を用いているため、補償信号生成処理はFFT処理となる。補償信号生成部 209 により生成された補償信号は、歪み補償部 210 に送られる。

【0061】

CP除去部 203 では、受信される信号からサイクリックプレフィックスを取り除き、受信信号から信号ブロックを抽出してFFT部 205 へ送る。

【0062】

30

FFT部 205 では、サイクリックプレフィックスが取り除かれた信号ブロックを周波数領域の信号へ変換して歪み補償部 210 へ送る。歪み補償部 210 では、主に伝搬路によるデータ信号の歪みを補償する。すなわち、歪み補償部 210 では補償用インパルス応答の逆応答をデータ信号に乗じることによって歪み補償を行う。

【0063】

本実施形態のようにCDDを利用したシステムでは、さらにサイクリックシフトによる信号の遅延を戻す処理も歪み補償部 210 において行われる。歪み補償には、例えばゼロフォーシング(Zero Forcing: ZF)法、最小二乗 (Least Square: LS)法、あるいは最小二乗平均誤差 (Minimum Mean Square Error: MMSE)法といった公知のアルゴリズムを利用することができる。

40

【0064】

この場合、第1データ信号16及び第2データ信号18のサイクリックシフト量と同じだけサイクリックシフトされたインパルス応答の和、つまりプロファイル調整部 208 において求められた補償用インパルス応答を用いて歪み補償を行うことで、サイクリックシフトを元に戻すこともできる。

【0065】

IFFT部 211 では、歪み補償部 210 から出力された補償後のスペクトラムを時間領域の信号へ変換してデータ系列復調部 212 へ送る。データ系列復調部 212 では、送信機1との間で取り決められた変調方式を用いてデータ系列を復調する。復調された信号は、ユーザデータ抽出部 213 に送られる。ユーザデータ抽出部 213 では、データ系列

50

復調部 212 によって得られた受信データ系列に対して誤り訂正符号の復号を行い、ユーザデータ 214 を抽出する。

【0066】

次に、図 10 を用いて図 9 に示す基準信号生成部 205、相関演算部 206 及びプロファイル調整部 207 の具体例を説明する。

基準信号生成部 205 では、第 1 パイロット信号生成器 2051 により送信側で作成された第 1 パイロット信号と同じ信号を作成し、第 2 パイロット信号生成器 2052 により送信側で作成された第 2 パイロット信号と同じ信号を生成する。すなわち、第 1 パイロット信号生成器 2051 はパイロット元信号 15 を τ_1 だけサイクリックシフトした信号を生成し、第 2 パイロット信号生成器 2052 はパイロット元信号 15 を τ_3 だけサイクリ

10

【0067】

こうして基準信号生成部 205 によって生成された第 1 パイロット信号及び第 2 パイロット信号は、相関演算部 206 へ送られる。相関演算部 206 は、第 1 マッチドフィルタ 2061 及び第 2 マッチドフィルタ 2062 を有する。第 1 パイロット信号をタップ係数とする第 1 マッチドフィルタ 2061 によって、第 1 パイロット信号と受信信号 221 中のパイロット信号（受信パイロット信号）との第 1 相互相関値が求められる。第 1 相互相関値は、第 1 伝搬路の第 1 インパルス応答を表す。同様に第 2 パイロット信号をタップ係数とする第 2 マッチドフィルタ 2062 によって第 2 パイロット信号と受信パイロット信号との第 2 相互相関値が求められる。第 2 相互相関値は、第 2 伝搬路の第 2 インパルス応答を表す。

20

【0068】

相関演算部 206 からの二つの出力信号（相互相関値）は、プロファイル調整部 207 に入力される。プロファイル調整部 207 は第 1 遅延器 2071 及び第 2 遅延器 2072 を有し、第 1 遅延器 2071 により第 1 マッチドフィルタの出力（第 1 インパルス応答）を $\tau_2 - \tau_1$ だけ遅延させ、第 2 遅延器 2072 により第 2 マッチドフィルタの出力（第 2 インパルス応答）を $\tau_4 - \tau_3$ だけ遅延させる。遅延器 2071 及び 2072 の出力は、加算器 2073 によって加算される。すなわち、第 1 補償用インパルス応答と第 2 補償用インパルス応答との和がとられることによって、データ信号の歪み補償を行うための第 3 補償用インパルス応答 223 が求められる。

30

【0069】

次に、図 11 を用いて図 9 に示す基準信号生成部 205、相関演算部 206 及びプロファイル調整部 207 の別の具体例を説明する。

基準信号生成部 205 は、先と同様に相関演算部 206 3 が相互相関値の計算に用いるための一方の系列を生成するが、出力信号の時間長は先の例に比べて 2 倍となっている。すなわち、基準信号生成部 205 ではパイロット元信号生成器 2053 が生成したパイロット元信号を繰り返し部 2054 を介して 2 回繰り返し出力する。

【0070】

相関演算部 206 では、第 3 マッチドフィルタ 2063 により、基準信号生成部 205 により生成された、パイロット元信号の 2 回繰り返し信号と、受信信号パイロット信号との相互相関を求める。第 3 マッチドフィルタ 2063 はパイロット元信号の 2 倍のタップ長を持ち、タップ係数はパイロット元信号が 2 回繰り返しされたものとなる。

40

【0071】

パイロット元信号を任意の時間だけサイクリックシフトした系列は、パイロット元信号を 2 回繰り返しした信号の一部分とみなすことができる。従って、サイクリックシフト量を問わず、パイロット信号が第 3 マッチドフィルタ 2063 に入力された場合に相互相関値を得ることが可能である。但し、サイクリックシフトしないパイロット元信号を入力した場合に生じるインパルス応答に比べ、時間 τ だけサイクリックシフトしたパイロット信号を入力した場合には、インパルス応答も時間 τ だけ遅延して出力される。

【0072】

50

本実施形態に沿った受信信号を相関演算部 206 へ入力した場合、図 12 に破線で示したようなインパルス応答が得られる。すなわち、時間 T_1 の間に時間 T_1 だけ遅延した第 1 伝搬路 4 のインパルス応答と時間 T_3 だけ遅延した第 2 伝搬路 5 のインパルス応答が出力される。

【0073】

第 3 マッチドフィルタ 2063 の出力をデータ信号の歪み補償に利用するために、プロファイル調整部 207 によって調整が行われる。プロファイル調整部 207 では、第 3 マッチドフィルタ 2063 の出力はスイッチ 2075 を介して第 3 遅延器 2076 及び第 4 遅延器 2077 のいずれかに入力される。スイッチ 2075 はスイッチ制御部 2074 によって制御される。スイッチ制御部 2074 は、時間 T_1 から $T_1 + T_3$ の間は第 3 マッチドフィルタ 2063 の出力が第 3 遅延器 2076 へ入力され、時間 T_3 から $T_3 + T_3$ の間は第 3 マッチドフィルタ 2063 の出力が第 4 遅延器 2077 へ入力されるように制御信号をスイッチ 2075 へ送る。

【0074】

第 3 遅延器 2076 及び第 4 遅延器 2077 は、それぞれ入力を $T_2 - T_1$ 及び $T_4 - T_3$ だけ遅延させる。第 3 遅延器 2076 及び第 4 遅延器 2077 の出力は、加算器 2078 によって加算される。加算器 2078 は、入力が無い場合には 0 を出力する。

【0075】

このような第 3 遅延器 2076、第 4 遅延器 2077 及び加算器 2079 の動作によって、図 12 の実線で示したようなインパルス応答を得ることができる。こうして得られるインパルス応答は、その位置がデータ信号のサイクリックシフト量と等しいので、データ信号の歪み補償に利用することができる。

【0076】

図 13 は、プロファイル調整部 207 のさらに別の具体例を示している。図 13 によると、図 11 の相関演算部 205 からの出力信号 222 は直並列変換器 (S/P) 2081 によりシリアルデータからパラレルデータへ変換される。直並列変換器 2081 から出力されるパラメータデータは、一旦メモリ 2082 に蓄えられる。メモリ 2082 からデータが読み出される際に、スイッチ 2083 を介して順番が入れ替えられるとともに、一部は 0 が出力される。この順番の入れ替えは、図 11 の第 3 遅延器 2076 及び第 4 遅延器 2077 の動作と対応しており、サイクリックシフト量を変更する働きをする。

【0077】

図 11 及び図 13 の具体例によると、図 10 の具体例に比べて構成が簡略化される。図 10 の構成では、相関演算部 206 において複数のマッチドフィルタ (図 10 の例では、二つのマッチドフィルタ 2061 及び 2062) を持たなければならない。特に、サイクリックシフト量の異なる複数のパイロット信号を同時に受信する場合、シフト量の種類と同数のマッチドフィルタを必要とする。これに対して、図 11 ではマッチドフィルタのタップ長は 2 倍となるが、如何なるシフト量に対しても 1 個のマッチドフィルタ (第 3 マッチドフィルタ 2063) のみで対応が可能である。従って、回路規模を削減することができるので、実装が容易になるとともに、動作時の消費電力を削減することが可能である。

【0078】

(フレーム構成について)

図 14 は、本実施形態におけるフレーム構成の一例を示している。送信フレームは 10ms の長さを持ち、20 個のサブフレームに分割されている。1 サブフレーム長は 0.5msec となる。サブフレームは、さらに 8 個のブロック (時間的に先頭から順に第 1 ~ 第 8 送信ブロックと呼ぶものとする) に分割される。各送信ブロックにはサイクリックプレフィックスが付与されている。第 2 送信ブロックと第 7 送信ブロックは、時間長が半分であるショートブロック (S B) である。なお、ここでいう時間長にはサイクリックプレフィックスは含んでいない。第 1 送信ブロック、第 3 ~ 第 6 送信ブロック及び第 8 送信ブロックは、ロングブロック (L B) と呼ぶ。具体的には、L B 長は 66.7 μ sec、S B 長は 33.3 μ sec、サイクリックプレフィックス長は 4.13 μ sec であるものとする。S B ではパイロット信号

10

20

30

40

50

を送信し、L B ではデータ信号を送信するものと仮定する。

【 0 0 7 9 】

第 1 送信アンテナ及び第 2 送信アンテナは、サブフレームを同時に送信するが、両方の送信アンテナが送信するサブフレームの間では各ブロックのサイクリックシフト量が異なる。ここで、異なるとは一方がサイクリックシフトせず、他方がサイクリックシフトしている場合を含む。例えば、第 1 送信アンテナからの送信信号の各送信ブロックはサイクリックシフトせず、第 2 送信アンテナからの送信信号は L B 及び S B の半分、つまり L B については $33.3 \mu \text{sec}$ 、S B については $16.7 \mu \text{sec}$ だけサイクリックシフトする。あるいは、第 1 送信アンテナからの送信信号は L B については $16.7 \mu \text{sec}$ 、S B については $8.3 \mu \text{sec}$ だけサイクリックシフトし、第 2 送信アンテナからの送信信号は L B については $50 \mu \text{sec}$ 、S B については $25 \mu \text{sec}$ だけサイクリックシフトしてもよい。

10

【 0 0 8 0 】

(データ系列変調部及びパイロット系列変調部の具体例)

図 1 5 及び図 1 6 は、パイロット系列変調部 1 0 5 やデータ系列変調部 1 0 4 に用いられる系列変調部の詳細な構成例を示している。図 1 5 では、入力信号 3 0 1 を一旦 D F T 部 3 0 2 により周波数領域の信号へ変換し、D F T サイズより大きい I F F T サイズを持つ I F F T 部 3 0 3 へ入力することにより、周波数変換を実現している。D F T サイズに比べ I F F T サイズの方が大きいことから、I F F T 部 3 0 3 の入力のうち、D F T 部 3 0 2 の出力が接続されない部分については、“ 0 ” が入力される。

【 0 0 8 1 】

20

図 1 6 は図 1 5 と同様に D F T と I F F T を利用しているが、入力信号 4 0 1 を周波数領域の信号に変換する D F T 部 4 0 2 の出力は、各周波数成分の間に “ 0 ” が挿入されてから、I F F T 部 4 0 3 へ入力される。図 1 6 によると、例えば D F T 部 4 0 2 の出力に 1 本おきに “ 0 ” を挿入した場合、時間軸上では D F T 部 4 0 2 の入力信号 4 0 1 が周波数変換された上で、2 回繰り返された信号が I F F T 部 4 0 3 から出力される。

【 0 0 8 2 】

図 8 中に示したパイロット系列変調部 1 0 5 やデータ系列変調部 1 0 4 に対し、図 1 5 あるいは図 1 6 のような構成を用いることで、任意の周波数のシングルキャリア信号を生成することが可能となる。

【 0 0 8 3 】

30

(他の実施形態)

次に、図 1 7 及び図 1 8 を用いて本発明の他の実施形態について説明する。図 1 7 は、本実施形態における送信信号の生成手順を示している。先の実施形態では、図 5 に示したように、第 1 パイロット信号 1 7 及び第 1 データ信号 1 6 を生成する際、それぞれパイロット元信号 1 5 及びデータ元信号 1 4 に対して C P 付与とサイクリックシフトを施している。

【 0 0 8 4 】

これに対し、図 1 7 ではサイクリックシフトを行わず、それぞれパイロット元信号 1 5 及びデータ元信号 1 4 に対して C P 付与のみを行うことにより第 1 パイロット信号 1 7 及び第 1 データ信号 1 6 を生成している。すなわち、図 1 7 は図 5 で示した τ_1 、 τ_2 を 0 とした例である。

40

【 0 0 8 5 】

この場合、先の実施形態と同様に第 2 パイロット信号 1 9 のサイクリックシフト量と第 2 データ信号 1 8 のサイクリックシフト量を異ならせ、かつ第 2 パイロット信号 1 9 のサイクリックシフト量を T_1 より小さく、第 2 データ信号 1 8 のサイクリックシフト量を T_2 よりも小さくすることが望ましい。これによって先の実施形態と同様にパイロット信号長を短く設定することが可能となるために冗長性が減り、データ信号の伝送速度が向上するという効果が得られる。

【 0 0 8 6 】

さらに、先の実施形態と同様に T_1 は T_2 の 2 分の 1 以下であり、かつ第 2 パイロット

50

信号 19 のサイクリックシフト量は T_1 の半分であり、第 2 データ信号 18 のサイクリックシフト量は T_2 の半分であることが望ましい。

【 0 0 8 7 】

図 18 は、本実施形態における送信機を示している。図 17 の送信信号生成手順に合わせて、図 8 中の第 1 サイクリックシフト部 106 及び第 2 サイクリックシフト部 107 が除去され、第 1 CP 付与部 111 及び第 2 CP 付与部 112 にパイロット系列変調部 105 からのパイロット元信号及びデータ系列変調部 104 からのデータ元信号が直接入力されている点が図 8 と異なる。

【 0 0 8 8 】

一方、本実施形態における受信機は基本的に図 9 と同様であるが、プロファイル調整部 208 の構成が先の実施形態と異なる。すなわち、プロファイル補償部 208 では第 2 インパルス応答に対して第 2 データ信号のサイクリックシフト量から第 2 パイロット信号のサイクリックシフト量を減算したサイクリックシフト量のサイクリックシフトを施すサイクリックシフト部が設けられる。プロファイル調整部 208 では、さらに加算器によって第 2 補償用インパルス応答と第 1 インパルス応答との和をとることによって、データ信号の歪み補償に用いる最終的な第 3 補償用インパルス応答を求める。

【 0 0 8 9 】

なお、本発明は上記実施形態そのままに限定されるものではなく、実施段階ではその要旨を逸脱しない範囲で構成要素を変形して具体化できる。また、上記実施形態に開示されている複数の構成要素の適宜な組み合わせにより、種々の発明を形成できる。例えば、実施形態に示される全構成要素から幾つかの構成要素を削除してもよい。さらに、異なる実施形態にわたる構成要素を適宜組み合わせてもよい。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 9 0 】

【図 1】一実施形態に従う無線通信システムを示すブロック図

【図 2】同実施形態に従う無線通信システムを示すブロック図

【図 3】同実施形態における送信信号フォーマットを示す模式図

【図 4 A】同実施形態における CAZAC 系列から成るパイロット信号を模式的に示す図

【図 4 B】図 4 B のパイロット信号をサイクリックシフトしたパイロット信号 B を示す模式図

【図 5】同実施形態における送信信号生成手順を示す図

【図 6】同実施形態における受信処理を示す図

【図 7】同実施形態における受信処理の詳細を示す図

【図 8】同実施形態に従う送信機を示すブロック図

【図 9】同実施形態に従う受信機を示すブロック図

【図 10】図 9 の受信機の一部の具体例を示すブロック図

【図 11】図 9 の受信機の一部の他の具体例を示すブロック図

【図 12】図 9 の受信機の動作の詳細を示す図

【図 13】図 9 の受信機の一部のさらに別の具体例を示すブロック図

【図 14】送信信号のフレーム構成を示す模式図

【図 15】図 5 の送信機の一部の具体例を示すブロック図

【図 16】図 5 の送信機の一部の他の具体例を示すブロック図

【図 17】他の実施形態における送信信号生成手順を示す図

【図 18】他の実施形態に従う送信機を示すブロック図

【符号の説明】

【 0 0 9 1 】

1・・・送信機

2, 3・・・送信アンテナ

4, 5・・・伝搬路

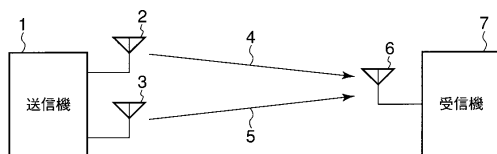
6・・・受信アンテナ

7 . . . 受信機
 1 0 1 . . . ユーザデータ生成部
 1 0 2 . . . 誤り訂正符号化部
 1 0 3 . . . パイロット系列生成部
 1 0 4 . . . データ系列変調部
 1 0 5 . . . パイロット系列変調部
 1 0 6 ~ 1 0 9 . . . サイクリックシフト部
 1 1 0 . . . シフト量制御部
 1 1 1 ~ 1 1 4 . . . C P 付与部
 1 1 5 , 1 1 6 . . . セレクタ
 1 1 7 . . . 送信信号選択部
 1 1 8 , 1 1 9 . . . 送信アナログ部
 1 2 1 , 1 2 2 . . . 送信アンテナ

10

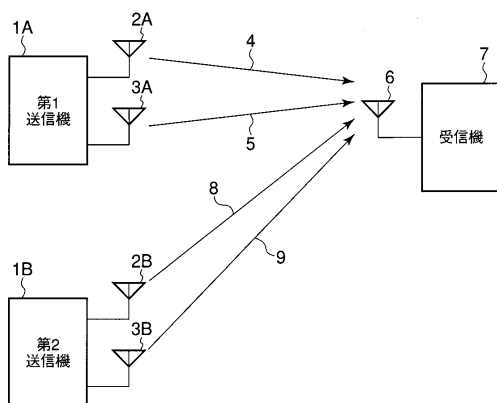
【図 1】

図 1



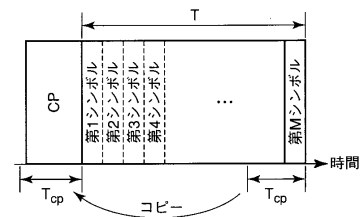
【図 2】

図 2



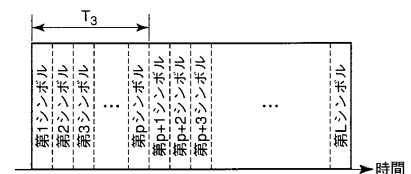
【図 3】

図 3



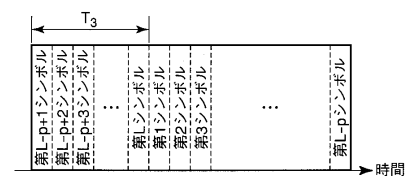
【図 4 A】

図 4A



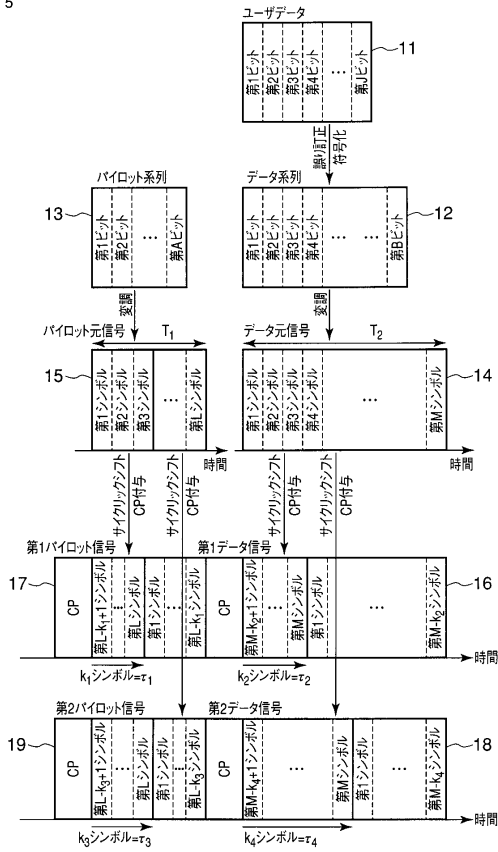
【図 4 B】

図 4B



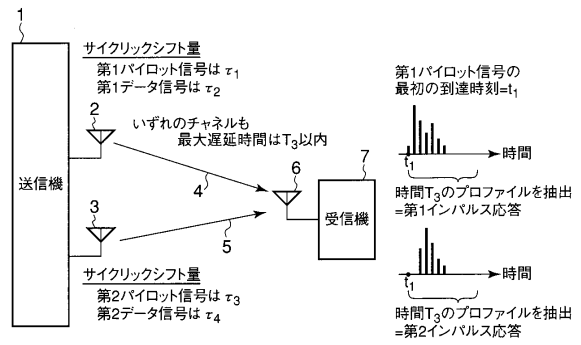
【図 5】

図 5



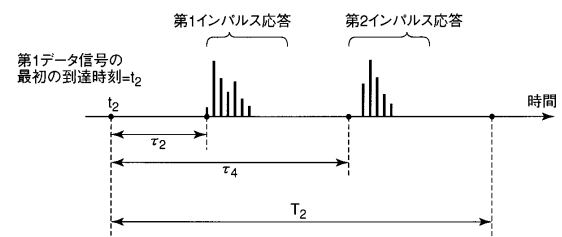
【図 6】

図 6



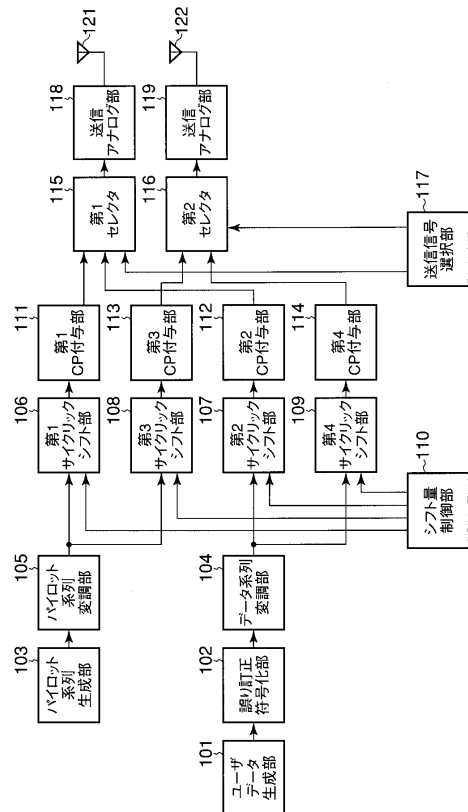
【図 7】

図 7



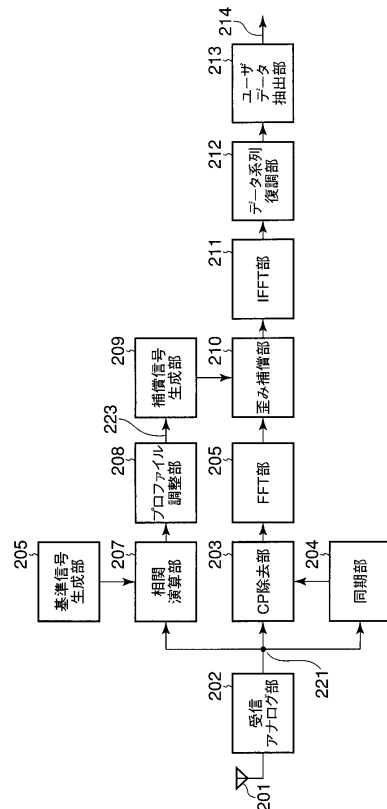
【図 8】

図 8



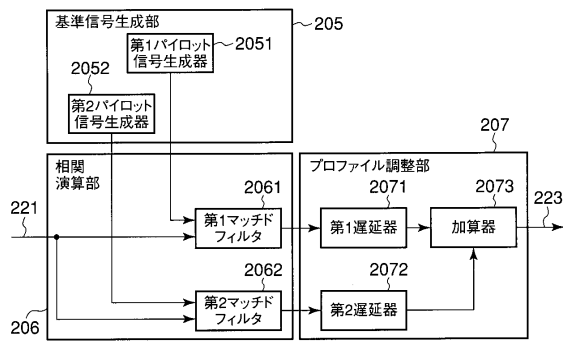
【図 9】

図 9



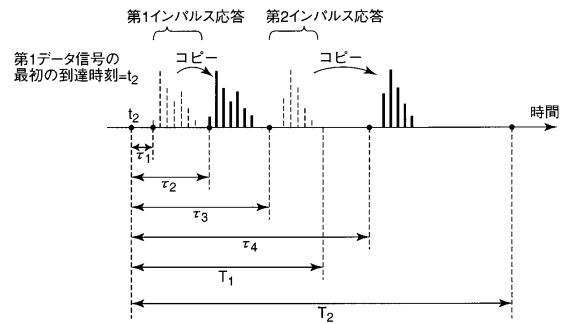
【図 10】

図 10



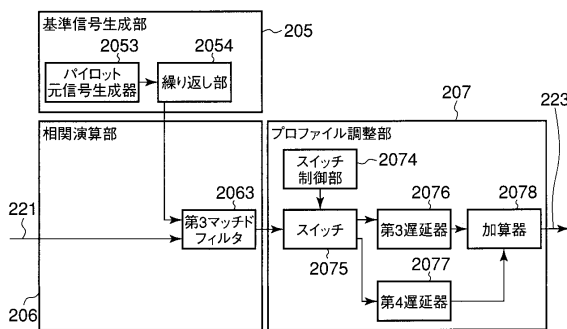
【図 12】

図 12



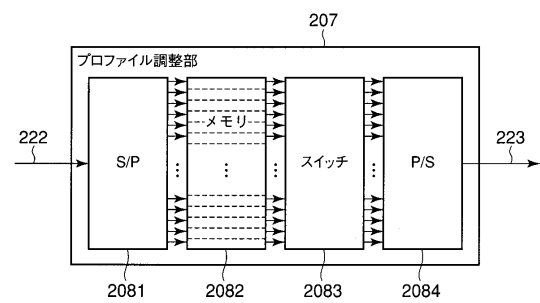
【図 11】

図 11



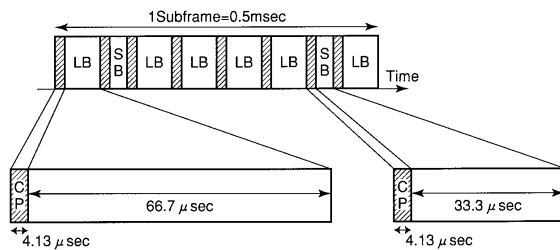
【図 13】

図 13



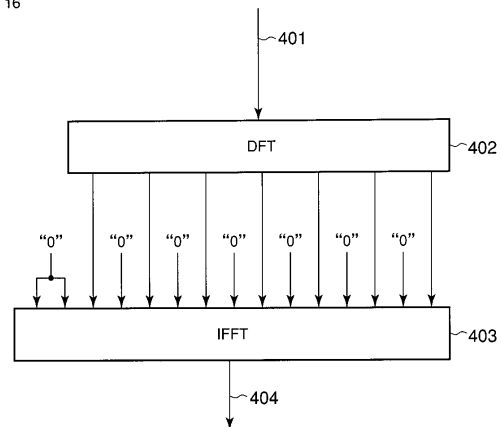
【図 14】

図 14



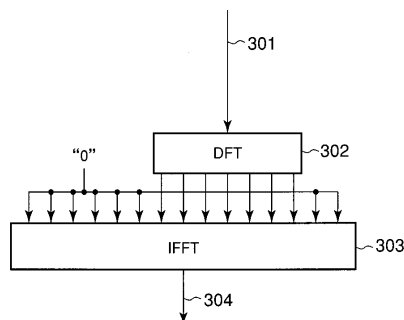
【図 16】

図 16



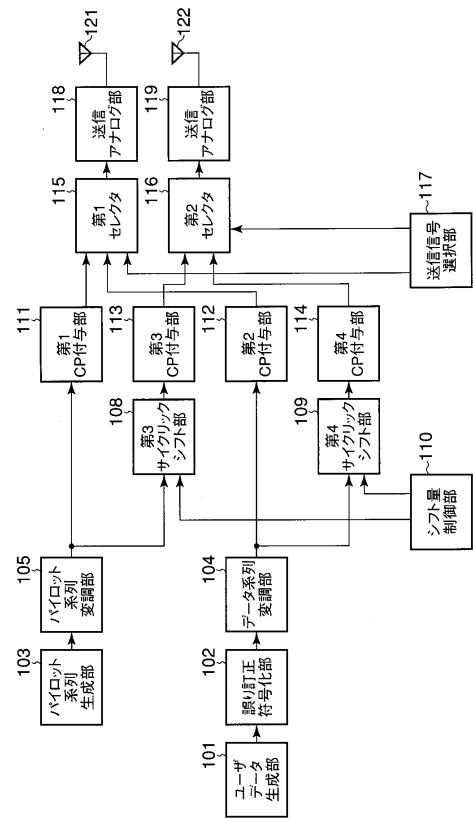
【図 15】

図 15



【 図 1 8 】

☒ 18



フロントページの続き

- (72)発明者 佐方 連
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内
- (72)発明者 秋田 耕司
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝内

審査官 佐藤 敬介

- (56)参考文献 国際公開第2004/102816(WO, A1)
国際公開第2005/119922(WO, A1)
特開2007-082189(JP, A)
米国特許出願公開第2006/0013186(US, A1)
LG Electronics, Uplink Multiple Access scheme, 3GPP TSG RAN WG1 Ad Hoc on LTE, 3GPP,
2005年6月15日, R1-050638, page 5, R1-050638, URL, http://gb50a/search/dir_doc/ftp.3gpp.org/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_AH/LTE_AH_June-05/Docs/R1-050638/R1-050638.doc
Liang Zhou; Nakamura, M., Channel estimation of multiple transmit antennas for OFDM systems with cyclic delay preamble, Vehicular Technology Conference, 2005. VTC-2005-Fall.
2005 IEEE 62nd, 米国, IEEE, 2005年9月28日, Volume 1, 583-587
- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04B 7/02 - 7/12
H04L 1/02 - 1/06