

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4300368号
(P4300368)

(45) 発行日 平成21年7月22日(2009.7.22)

(24) 登録日 平成21年5月1日(2009.5.1)

(51) Int. Cl.		F I			
HO4B	7/06	(2006.01)	HO4B	7/06	
HO4B	7/02	(2006.01)	HO4B	7/02	Z
HO4J	11/00	(2006.01)	HO4J	11/00	Z

請求項の数 20 (全 16 頁)

(21) 出願番号	特願2005-509792 (P2005-509792)	(73) 特許権者	392026693
(86) (22) 出願日	平成15年9月30日 (2003.9.30)		株式会社エヌ・ティ・ティ・ドコモ
(65) 公表番号	特表2007-538414 (P2007-538414A)		東京都千代田区永田町二丁目11番1号
(43) 公表日	平成19年12月27日 (2007.12.27)	(74) 代理人	100098084
(86) 国際出願番号	PCT/EP2003/010846		弁理士 川▲崎▼ 研二
(87) 国際公開番号	W02005/041441	(72) 発明者	ゲルハルト・バオホ
(87) 国際公開日	平成17年5月6日 (2005.5.6)		ドイツ, 80799 ミュンヘン, ペアラ
審査請求日	平成18年3月27日 (2006.3.27)	(72) 発明者	ジャウド・シャミム・マリク
			ドイツ, 81377 ミュンヘン, ハイ
			ルフシュトラッセ 66, 418号室
		審査官	丹治 彰

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチユーザ信号から送信信号を生成し、ユーザ信号を抽出する装置及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のユーザ信号の重ね合わせにより構成され一組の値を含むマルチユーザ信号から送信信号を生成する装置であって、前記マルチユーザ信号に含まれる一組の値を、ユーザ信号の数により定まる所定の値の数だけ循環的にシフトして送信信号を出力する循環シフト素子(111; 115)を備え、

前記マルチユーザ信号は、キャリア周波数が N_s であるマルチキャリア信号から生成され、

前記送信信号は総数が n_T である送信アンテナのうちいずれかの送信アンテナから送信され、

前記所定の値の数は次式により表され、

$$\Delta_n = \frac{N_s(n-1)}{n_T U}$$

ここで n は、前記送信信号を送信する送信アンテナと関連づけられる識別番号を示し、 U はユーザ数を示すことを特徴とする装置。

【請求項2】

複数のアンテナのうち別の送信アンテナにより別の送信信号が送信され、前記マルチユーザ信号のコピーを生成する信号コピー機(103)と、前記マルチユーザ信号のコピーから前記別の送信信号を生成する手段と

をさらに備えることを特徴とする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 3】

前記別の送信信号を生成する手段は、前記マルチユーザ信号のコピーを前記別の送信信号として提供することを特徴とする請求項 2 に記載の装置。

【請求項 4】

前記別の送信信号を生成する手段は、前記マルチユーザ信号のコピーに含まれる一組の値を、前記ユーザ数により定められる別の所定の値の数だけ循環的にシフトして送信信号を出力する別の循環シフト素子 (1 1 1 ; 1 1 5) を備えることを特徴とする請求項 2 に記載の装置。

【請求項 5】

前記別の所定の値の数は次式により表され、

$$\Delta_k = \frac{N_s(k-1)}{n_T U}$$

ここで k は、前記別の送信アンテナと関連づけられる識別番号を示すことを特徴とする請求項 4 に記載の装置。

【請求項 6】

前記所定の値の数を生成する手段をさらに備えることを特徴とする請求項 1 乃至 5 のいずれかに記載の装置。

【請求項 7】

前記所定の値の数及び / 又は前記別の所定の値の数を生成する手段をさらに備えることを特徴とする請求項 4 又は 5 に記載の装置。

【請求項 8】

複数のユーザ信号からマルチユーザ信号を生成する手段と、

前記マルチユーザ信号から送信信号を生成する請求項 1 乃至 7 のいずれかに記載の装置と

を備えることを特徴とするマルチユーザ送信機。

【請求項 9】

全受信アンテナのうち第 1 受信アンテナにより受信されたバージョンの複数のユーザ信号の重ね合わせにより構成される送信信号であり第 1 の組の値を含む第 1 受信信号、および全受信アンテナのうち第 2 受信アンテナにより受信されたバージョンの複数のユーザ信号の重ね合わせにより構成される送信信号であり第 2 の組の値を含む第 2 受信信号からユーザ信号を抽出する装置であって、

前記第 1 受信信号から第 1 入力信号を生成する手段 (3 0 1) と、

前記第 2 受信信号を、前記第 1 入力信号と比して所定の値の数だけ循環的にシフトして第 2 入力信号を出力する循環シフト素子 (3 0 7) と、

前記第 1 入力信号および前記第 2 入力信号から前記ユーザ信号を抽出する手段 (3 1 3) と

を備え、

前記送信信号はマルチキャリア変調方式を用いて N_s 個のサブキャリアから生成され、

前記所定の値の数は次式により表され、

$$\Delta_n = \frac{N_s(n-1)}{n_T U}$$

ここで、n は第 2 受信アンテナと関連づけられる識別番号を示し、 n_T は受信アンテナの総数を示し、U はユーザ数を示すことを特徴とする装置。

【請求項 10】

前記第 1 入力信号を生成する装置 (3 0 1) は、アンテナの数が 2 つの場合には前記第 1 受信信号を前記第 1 入力信号として出力することを特徴とする請求項 9 に記載の装置。

【請求項 11】

10

20

30

40

50

前記送信信号はマルチキャリア変調方式を用いて N_s 個のサブキャリアから生成され、
アンテナの総数は2よりも多く、

前記第1入力信号を生成する手段(301)は、前記第1の組の値を次式により表される別の所定の値の数だけ循環的にシフトし、

$$\Delta_k = \frac{N_s(k-1)}{n_T U}$$

ここで、 k は前記第1受信アンテナと関連づけられる識別番号を示し、 n_T は受信アンテナの総数を示し、 U はユーザ数を示すことを特徴とする請求項9又は10に記載の装置

10

【請求項12】

前記循環シフト素子307はシフトレジスタであることを特徴とする請求項9乃至10のいずれかに記載の装置。

【請求項13】

前記第1入力信号を生成する手段301はシフトレジスタを備えることを特徴とする請求項10乃至12のいずれかに記載の装置。

【請求項14】

前記送信信号は、複数のサブキャリアにより構成されるマルチキャリア信号をマルチキャリア変調することにより生成され、

前記ユーザ信号はキャリア周波数と関連づけられ、

前記ユーザ信号を抽出する手段(313)は、

前記第1入力信号と前記第2入力信号とを合成し合成入力信号を生成する加算器と、

前記合成入力信号を復調するマルチキャリア復調器と、

前記復調された合成入力信号から前記ユーザ信号を抽出するために前記キャリア周波数の選択を行うセレクタと

を備えることを特徴とする請求項9乃至13のいずれかに記載の装置。

20

【請求項15】

前記所定の値の数を生成する手段をさらに備えることを特徴とする請求項9乃至14のいずれかに記載の装置。

【請求項16】

前記所定の値の数及び/又は前記別の所定の値の数を生成する手段をさらに備えることを特徴とする請求項10乃至15のいずれかに記載の装置。

30

【請求項17】

複数のユーザ信号の重ね合わせにより構成され一組の値を含むマルチユーザ信号から送信信号を生成する方法であって、前記マルチユーザ信号に含まれる一組の値を、ユーザ信号の数により定まる所定の値の数だけ循環的にシフトして送信信号を出力するステップを備え、

前記マルチユーザ信号は、キャリア周波数が N_s であるマルチキャリア信号から生成され、

前記送信信号は総数が n_T である送信アンテナのうちいずれかの送信アンテナから送信され、

40

前記所定の値の数は次式により表され、

$$\Delta_n = \frac{N_s(n-1)}{n_T U}$$

ここで n は、前記送信信号を送信する送信アンテナと関連づけられる識別番号を示し、 U はユーザ数を示すことを特徴とする方法。

【請求項18】

マルチユーザ信号を処理する方法であって、

複数のユーザ信号からマルチユーザ信号を生成するステップと、

50

請求項 17 に記載の方法を用いて前記マルチユーザ信号から送信信号を生成するステップと

を備えることを特徴とする方法。

【請求項 19】

全受信アンテナのうち第 1 受信アンテナにより受信されたバージョンの複数のユーザ信号の重ね合わせにより構成される送信信号であり第 1 の組の値を含む第 1 受信信号、および全受信アンテナのうち第 2 受信アンテナにより受信されたバージョンの複数のユーザ信号の重ね合わせにより構成される送信信号であり第 2 の組の値を含む第 2 受信信号からユーザ信号を抽出する方法であって、

前記第 1 受信信号から第 1 入力信号を生成するステップと、

前記第 2 受信信号を、前記第 1 入力信号と比して値の数だけ循環的にシフトして第 2 入力信号を出力するステップと、

前記第 1 入力信号および前記第 2 入力信号から前記ユーザ信号を抽出するステップとを備え、

前記送信信号はマルチキャリア変調方式を用いて N_s 個のサブキャリアから生成され、前記所定の値の数は次式により表され、

$$\Delta_n = \frac{N_s(n-1)}{n_T U}$$

ここで、 n は第 2 受信アンテナと関連づけられる識別番号を示し、 n_T は受信アンテナの総数を示し、 U はユーザ数を示すことを特徴とする方法。

【請求項 20】

コンピュータ上で実行された際に請求項 17、18 または 18 いずれかに記載の方法を実行するためのプログラムコードを有するコンピュータプログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、電気通信分野に属し、特にマルチユーザ環境におけるマルチキャリア伝送方式の分野に属する。

【背景技術】

【0002】

無線通信では、フェージングの悪影響を軽減するために送信ダイバーシチ技術が利用されている。送信ダイバーシチ技術のうち単純なものとして遅延ダイバーシチがある。この遅延ダイバーシチでは、同一の信号が複数のアンテナから遅延時間を異ならせて送信される。その結果、送信アンテナから受信アンテナまでの元のサブキャリアと比較してより周波数選択性が高く周波数ダイバーシチ効果の高い入力チャネルに相当するものが可能になる。直交周波数分割多重方式 (OFDM) では、送信機によりもたらされた周波数ダイバーシチが、受信機に備えられた前方向誤り訂正デコーダにより利用することができる。

【0003】

マルチキャリア伝送システムにおいて付加的に遅延を与えることは、時間ダイバーシチを実現するためにしばしば必要とされるが、そのためには、ガードインターバルが長くする必要があり、その結果、周波数利用効率が悪くなってしまふ。とはいえ、もしガードインターバルが十分に長くない場合にはキャリア間干渉が生じてしまふ。ガードインターバルでは情報を伝送できないため、ガードインターバルを長くすると、周波数利用効率が下がってしまう。

【0004】

循環遅延ダイバーシチ (cyclic delay diversity) を適用することによりガードインターバルを超えずに周波数選択性を高めることができる。このことについては、A. Dammann and S. Kaiser, "Standard conformable antenna diversity techniques

10

20

30

40

50

for OFDM systems and its application to the DVB-T system", IEEE Globecom, pages 3100-3105, November 2001、A. Dammann and S. Kaiser, "Low complex standard conformable antenna diversity techniques for OFDM systems and its application to the DVB-T system", 4th International ITG Conference on Source and Channel Coding, pages 253-259, January 2002、及びA. Dammann, R. Raulefs, and S. Kaiser, "Beamforming in combination with space-time diversity for broadband OFDM systems", IEEE Conference on Communications (ICC), pages 165-171, April 2002に記載されている。上記の3文献に記載の技術によれば、遅延が循環的に与えられるためガードインターバルを超えることがない。

10

【0005】

従来、送信ダイバーシチ技術は、マルチユーザ環境において複数のチャネルを介して信号を送信するために適用される。ここで、送信信号は複数のユーザに関連づけられる複数の信号のストリームである。受信機側では、当該送信信号を処理することで得られる送信ダイバーシチを利用することにより、ユーザ信号ストリームの分離が行われる。

20

【0006】

送信ダイバーシチ効果を得るために、循環遅延ダイバーシチを適用し、異なる送信アンテナから同時にデータを送信してもよい。ここで、送信アンテナに関連づけられた各データストリームには他のデータストリームとは異なる遅延が与えられている。受信機側では、単一の受信アンテナを使用しても複数の受信アンテナを使用してもよい。

【0007】

周波数帯を効率的に利用するためには、適用される送信ダイバーシチ技術の特性を考慮し、空間ダイバーシチを効率的かつ最大限に利用する必要がある。例えば、マルチキャリア伝送の場合には、適用される送信ダイバーシチ技術は、受信機側においてサブキャリア間の相関特性に影響を与える。上述のように、空間ダイバーシチは、デコーダにより得られる周波数ダイバーシチに変換することができる。

30

【0008】

ブロードバンド直交周波数分割多元接続方式(OFDMA)では、利用可能な周波数が複数のユーザにより共有される。通常は、周波数ブロックインターリーブ(block frequency interleaver)を用いて、すなわちユーザの送信シンボルが、周波数ダイバーシチを利用するために、隣接するサブキャリアには相異なるユーザが割り当てられるように等間隔で配置されたサブキャリアに割り当てられる。しかし、空間ダイバーシチが隣接するサブキャリアの無相関のチャネル係数、無相関のキャリアに反映される前述の循環遅延ダイバーシチと相まって、周波数ブロックインターリーブにより空間ダイバーシチを全く利用できない。従って、復号化後のビット誤り率が高まり、周波数を効率的に利用することができない。

40

【0009】

当該システムのパフォーマンスを向上させるためには、より複雑な符号化方式を適用して、冗長性を増すことにより各ユーザのストリームを符号化してもよい。しかし、このアプローチには、冗長性が増すことによって周波数利用効率が低下するという問題がある。標準的なダイバーシチ技術を考えているのであれば、送信アンテナと受信アンテナの数を増やすことにより空間ダイバーシチを利用してもよい。しかし、受信アンテナの数を増加させると、特にマルチユーザ環境において、システム全体(特に、携帯受信機)がより複雑化することになる。

【0010】

50

ダイバーシチ技術を利用する従来のマルチキャリア伝送システムのパフォーマンスを向上させるさらに別の方法として、ガードインターバル長を越えて干渉を抑えるという方法がある。しかし、このアプローチには、周波数の利用効率が低下するという問題がある。

【0011】

図7は、従来のOFDMA (OFDMA: orthogonal frequency division multiple access) システムを示している。同図のOFDMAシステムには、入力部と出力部を有する複数のFECエンコーダ1401が含まれており、各FECエンコーダ1401の出力部はインターリーバ1403に接続されている。各インターリーバ1403は、マップ1405に接続される出力部を有する。マップ1405は、インターリーバ1403により生成される離散値を、選択された信号空間表示方式(変調)に従って信号空間表現にマッピングする。図7では、マップ1405は、例えばQAM (QAM: quadrature amplitude modulation) 方式やPSK (PSK: phase shift keying) 方式で変調を行う。各マップ1405は、インターリーバ1407に接続される出力部を有し、インターリーバ1407は、IFFT (IFFT: inverse fast fourier transform) 部1409に接続される複数の出力部を有する。IFFT部1409は、マルチキャリア変調信号を出力する出力部を有する。

【0012】

各FECエンコーダ1401はそれぞれユーザ信号を受信する。図7では、ユーザ1とユーザUが描かれている。図7の従来のOFDMAシステムでは、ダイバーシチを利用するために、利用可能なサブキャリアが、ユーザ信号のシンボルを固定間隔のサブキャリアに割り当てるインターリーバ1407により特定のユーザに割り当てられる。このようなブロックインターリーブでは、サブキャリア間の相関特性が考慮されていないため、もし循環遅延ダイバーシチが適用されるとエラーが発生する可能性がある。図7では、サブキャリア $s = 0, 3, 7, \dots$ がユーザ1に割り当てられているが、適用されている空間ダイバーシチ技術によりユーザ1に割り当てられるキャリア間に相関関係がもたらされると、ユーザ1は完全な空間ダイバーシチを得ることができない。また、図7のシステムでは固定的な割り当て方式を用いているためチャンネルの周波数選択性を考慮に入れることができないという不都合がある。従って、従来のOFDMAシステムでは周波数ダイバーシチを最大限に利用することができず、その結果、周波数利用効率が悪くなってしまう。

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0013】

本発明の目的は、マルチキャリア変調方式に基づいた効果的なマルチユーザ伝送のコンセプトを提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0014】

この目的は、請求項1に記載の送信信号生成装置や、請求項9に記載のマルチユーザ送信機や、請求項10に記載のユーザ信号抽出装置や、請求項19に記載の送信信号生成方法や、請求項20に記載のマルチユーザ信号処理方法や、請求項21に記載のユーザ信号抽出方法や、請求項22に記載のコンピュータプログラムにより実現可能である。

本発明は、マルチキャリア伝送の場合に、サブキャリア間のある相関特性を送信前に利用することで、ユーザ信号の割り当てに従来のサブキャリア割り当て方式を用いるマルチユーザ伝送方式のパフォーマンスが向上可能であるという知見に基づいている。この知見は、より具体的には、循環遅延がユーザ数により定められる循環遅延ダイバーシチ方式が送信機または受信機において用いられた場合に、空間ダイバーシチを最大限に利用可能である、というものである。

【0015】

本発明の利点は、受信機を複雑化することなく、複数のマルチユーザ信号を同時に送信するために空間ダイバーシチを最大限に利用可能な点である。これは、本発明に係る循環

10

20

30

40

50

ダイバーシチ方式により空間ダイバーシチが周波数ダイバーシチに変換されるためである。このため、処理すべき受信信号の数を従来のアプローチよりも少なくすることが可能になり、その結果、ユーザ信号を抽出するために必要とされる信号処理リソースの削減が可能になる。

本発明の別の利点は、本発明に係るコンセプトを採用することにより、OFDM等の従来のマルチユーザ伝送方式においても空間ダイバーシチの最大限の利用が可能になる点である。これは、本発明では、送信される信号が、そのフレーム構造やスペクトラム割り当て方式を変更されることなく後処理されるためである。

本発明では、後続するユーザ信号値が関連づけられるサブキャリア同士が無相関となるように循環遅延が選択される。また、インターリーブにより、制約長の限られた前方向誤り訂正コードを用いた空間ダイバーシチの最大限の利用が確実となる。

10

本発明のさらに別の利点は、本発明に係る循環遅延ダイバーシチのコンセプトが単純であり、空間ダイバーシチを最大限に利用するために必要とされるのがシフト処理のみである点である。

本発明のさらに別の利点は、システムの線形性のゆえに、本発明に係る循環ダイバーシチ方式が受信機において利用可能である点である。

【発明を実施するための最良の形態】

【0016】

以下、本発明の実施形態について図面を参照しつつ説明する。

図1は、本発明に係るマルチユーザ信号から送信信号を生成する装置のブロック図を示している。この装置は、信号コピー機103に接続される入力部101を備えている。信号コピー機103は複数のパスを提供する。図1では、記載が煩雑になるのを避けるために、第1信号パス105、第2パス107及び他のパス109のみが図示されている。

20

【0017】

第1パス105は、循環シフト素子111を介して送信信号生成装置の複数の出力部のうちの出力部113に接続されている。信号パス107は、循環遅延素子115を介して前記装置の出力部107に接続されている。他のパス109は、送信信号生成装置の複数の出力部のうちの出力部119に接続されている。

【0018】

マルチユーザ信号は、入力部101を介して信号コピー機103に提供される。このマルチユーザ信号は、例えばそれぞれ異なるユーザに関連づけられた複数のユーザ信号が多重化された信号である。前記マルチユーザ信号は、第1の値で始まり当該第1の値の後に置かれる第2の値で終わる一組の値を含むデジタル信号、すなわち所定の時点において所定の順序で並べられた一組の値を含む信号でもよい。

30

【0019】

信号コピー機103は、例えば複数のパスを提供するマルチプレクサである。パスの数は送信されるユーザ信号の数と同じであることが好ましい。各ユーザ信号の効率的な検出に必要な循環ダイバーシチを実現するために、第2パス107は、マルチユーザ信号（又はそのコピー）を循環的にシフトして出力部117を介して送信信号を出力する循環シフト素子115に接続されている。循環シフト素子は、第2パス107を介して提供されるマルチユーザ信号に含まれる一組の値を所定の値の数だけ循環的にシフトする。尚、本発明では、前記所定の値の数はユーザ信号の数により定められる。循環シフト素子117は、例えば所定の値の数だけ左または右にシフトを行うシフトレジスタである。また、循環シフト素子は、例えば前記一組の値が常に所定の値の数だけシフトされるように配線されてもよい。図1に示される装置は、ユーザ信号の数に応じて前記所定の値の数を定める手段をさらに備えてもよい。

40

【0020】

本発明によれば、固定インターリーブ(fix interleaving)とユーザ割り当てを行う既存の標準的なシステムにおいても循環遅延により空間ダイバーシチを最大限に利用することができる。以下の説明では、入力部101を介して提供されるマ

50

マルチユーザ信号が図7に示される従来の送信機により生成されるものとする。特に、マルチユーザ信号は、キャリア周波数が N_s であるマルチキャリア信号から生成され、送信信号は総数が n_T である送信アンテナのうちいずれかの送信アンテナから送信され、各送信アンテナは、例えば0より大きくかつアンテナの数以下である番号の付いた識別番号に関連づけられるものとする。循環シフト素子115は前記一組の値を n だけ循環的にシフトする。

$$\Delta_n = \frac{N_s(n-1)}{n_T U}$$

ここで n は、出力部117を介して出力される送信信号を送信するために使用される送信アンテナと関連づけられた識別番号を示す。 U はユーザ数を示す。

【0021】

すでに述べたように、ユーザ数により、前記一組の値がシフトされる分の値の数が定められる。また、アンテナの数により、信号コピー機103により提供されるパスの数が定められる。

アンテナの数が2つの場合には、信号コピー機103は、送信信号を送信するためにマルチユーザ信号の2つのコピーを生成し、さらに他のアンテナにより送信される他の送信信号を生成する。

【0022】

他の送信信号を生成するために、前記装置は、信号コピー機103を介して提供されるマルチユーザ信号のコピーから他の送信信号を生成する手段を備えてもよい。アンテナの数が2の場合には、前記手段はマルチユーザ信号のコピーを他の送信信号として提供してもよい。この場合は、他のパス109と変わらない。尚、この場合、当該装置には第2パス105や当該第2パス105に関連する処理素子が存在しないため、その構成が簡略化される。

【0023】

アンテナの数が2より多い場合には、信号コピー機103は、アンテナの数と同数のコピーを生成する。この場合、前記装置は、図1に示されるように、第2信号パス105を介して提供されるマルチユーザ信号のコピーを循環的にシフトして他の送信信号を出力する他のシフト素子を備える。マルチユーザ信号のコピーは、記述のものと同じ構成の一組の値を有する。図1に示される循環シフト素子111は、アンテナの数が2より大きい場合の他のシフト素子を示している。循環シフト素子111は、一組の数を別の所定数の値だけシフトし、この別の所定数の値はユーザ数により定められる。他のシフト素子111は、上述した機能を有するシフトレジスタであってもよい。本発明では、前記別の所定数は次式のように表される。

$$\Delta_k = \frac{N_s(k-1)}{n_T U}$$

ここで k は、他の送信アンテナに関連づけられる識別番号を示し、0より大きくかつアンテナの数以下である。

【0024】

図1に示される装置は、シフト素子111及び115の動作を制御するために前記所定数の値及び前記別の所定数の値を生成する手段をさらに備えてもよい。

前記所定数の値及び前記別の所定数の値を生成する手段は上記の2式を用いて各値を算出する。又は、当該手段は、各マルチユーザ状況及び各アンテナごとに値の数を記憶している記憶素子を備えてもよい。

【0025】

以上説明したように、本発明のコンセプトは、マルチキャリア伝送方式を用いるあらゆるマルチユーザシステムに適用することが可能である。本発明によれば、上述のマルチユーザ信号から送信信号を生成する装置を、ユーザ信号の数に基づいてマルチユーザ信号を

10

20

30

40

50

生成する手段を備えるマルチユーザ送信機と統合することが可能である。ここで、マルチユーザ信号を生成する手段とは、例えば図7に示される従来の送信機である。

【0026】

本発明の循環ダイバーシチ方式は、一般的な相関特性を効果的に利用することを特徴としている。

本発明に係る遅延(シフト)は、一連のユーザ信号の値がキャリア周波数により送信される際に、ユーザ数及び用いられるサブキャリア割り当て方式に応じて、当該一連のユーザ信号が割り当てられるキャリア周波数が互いに無相関であるか又はほぼ無相関となるように選択される。OFDM伝送の場合では、循環遅延の効果的な選択により、キャリア周波数すなわち実効チャネル周波数応答の相関特性が向上するか、またはその特定がなされる。本発明によれば、受信機の前方向誤り訂正デコーダが、ユーザごとに空間ダイバーシチを最大限利用できるように循環遅延が選択される。

10

【0027】

図2は、フラットフェージングチャネルにおいて2つの送信アンテナを用い循環遅延が $\Delta_2 = \frac{N_g}{2U} = \frac{N_g}{2 \cdot 4}$ である循環遅延ダイバーシチを利用する場合の相関関数 $R_{1,d}$ を示している。循環遅延(循環シフト)は次式に従って選択される。

$$\Delta_n = \frac{N_g(n-1)}{n_r U}$$

20

ここでUは、ユーザ数が、又は各ユーザに割り当てられるサブキャリア間隔である。図2に示される相関関数はユーザが4名の場合のものである。

本発明に係る循環遅延により、 $U=4$ のスペースをもつサブキャリア同士が無相関となり、 $2U=8$ のスペースをもつサブキャリア同士が同じになる。その結果、Uのスペースをもつサブキャリア同士の間において空間ダイバーシチが周波数ダイバーシチに変換される。Uのスペースをもつサブキャリアは一人のユーザ(図2においてマークで示されている)に割り当てられるため、各ユーザは空間ダイバーシチを最大限に得ることができる。図12に示されるように、本発明のコンセプトは、サブキャリアの割り当てが行われるいかなるシステムにも適用可能である。

上述のように、本発明のコンセプトは受信機にも適用することができる。これは、伝送システムが線形システムと考えられるからである。

30

【0028】

図3は、本発明に係る第1及び第2受信信号からユーザ信号を抽出する装置を示している。

この装置は、入力部303と出力部305とを有する第1送信信号生成手段301を備えている。この装置はまた、入力部309と出力部311とを有する循環シフト素子307を備えている。

第1送信信号生成手段301の出力部305と循環シフト素子307の出力部311は、出力部315を有するユーザ信号抽出手段313に接続されている。

第1送信信号生成手段301は、第1受信アンテナ317と関連づけられた第1受信信号を入力部303を介して受信する。一方、循環シフト素子307は、第2受信アンテナ319と関連づけられた第2受信信号を入力部309を介して受信する。第1受信アンテナ317と第2受信アンテナ319は、複数設けられる受信アンテナの一例であり、各受信アンテナは受信パスを規定する。これらの受信アンテナは送信信号の受信バージョンを検出する。すなわち、第1受信信号は、複数の(すべての)受信アンテナのうち第1受信アンテナ317により受信されたバージョンの送信信号である。一方、第2受信信号は、すべての受信アンテナのうち第2受信アンテナにより受信されたバージョンの送信信号である。第1受信信号と第2受信信号は、それぞれ検出された高周波信号から生成される。高周波周波数はベースバンドにダウンコンバートされ、任意のアナログ・デジタル変換を経て、第1受信信号と第2受信信号はデジタル信号として提供される。第1受信信号は、

40

50

第1の値で始まり当該第1の値の後に置かれる最終値で終わる第1の組の値を含む。一方、第2受信信号は、第1の値で始まり当該第1の値の後に置かれる最終値で終わる第2の組の値を含む。すなわち、第1受信信号と第2受信信号は、第1の組の値または第2の組の値に含まれる値の数により定められる信号空間内のベクトルと考えることもできる。送信信号が複数のユーザ信号の重ね合わせにより構成されていると仮定すると、第1受信信号と第2受信信号は複数の通信チャネルを介して送信アンテナから送信される複数のユーザ信号の重ね合わせを含むことになる。

【0029】

第1入力信号生成手段301は第1受信信号を受信して出力部305を介して第1入力信号を出力する。この第1入力信号生成手段301の動作と構成はアンテナの数により異なる。例えば、アンテナの数が2の場合には、第1入力信号生成手段301は第1受信信号を第1入力信号として出力する。この場合、第1入力信号を生成する手段301は、入力部303と出力部とを例えばワイヤにより接続する構成となる。

アンテナの数が2より多い場合は、第1入力信号生成手段301は第1受信信号を他の値の数だけ循環的にシフトして第1入力信号を生成する。この場合、第1入力信号生成手段301は、第2受信信号と関連づけられる循環シフト素子307と同様の循環シフト素子でもよい。このシフト素子は、例えば、出力部と接続された入力部を有し（循環的な）左または右シフトを行うレジスタでもよい。

循環シフト素子307は、第2受信信号を第1入力信号と比して所定の値の数だけ循環的にシフトして第2入力信号を生成する。

第1入力信号及び第2入力信号、その他入力信号一般は、入力信号からユーザ信号を抽出する手段313に引き渡される。このユーザ信号抽出手段313は、さらなる処理を施すために出力部315を介してユーザ信号を出力する。ユーザ信号抽出手段313の動作については後述する。

【0030】

上述のように、本発明に係るユーザ信号抽出装置はマルチキャリア環境により好適である。この場合、受信信号の数により定められる複数のチャネルを介して送信される送信信号は、OFDM等のマルチキャリア変調方式を用いて N_s のサブキャリアから生成される。アンテナの数が2よりも多い場合には、第1入力信号生成手段は、第1の組の値を次式により表される所定の値の数だけ循環的にシフトする。

$$\Delta_k = \frac{N_s(k-1)}{n_T U}$$

ここで、 k は第1受信アンテナと関連づけられ識別番号を示し、 n_T は受信アンテナの総数を示し、 U はユーザ数を示す。

受信又は送信アンテナと関連づけられる識別番号は自由に選択可能である。好適な態様としては、1に相当する識別番号で始まり n_T に相当する識別番号で終わるように受信又は送信アンテナをナンバリングすることが考えられる。しかしながら、識別番号は降順で付されてもよい。

【0031】

循環シフト素子307の動作も同様である。第2受信信号は次式により表される所定の値の数だけシフトされる。

$$\Delta_n = \frac{N_s(n-1)}{n_T U}$$

ここで、 n は第2受信アンテナと関連づけられる識別番号を示す。この第2受信アンテナに関連づけられる識別番号は第1受信アンテナに関連づけられる識別番号と異なることが好ましい。第2入力信号は第1入力信号と比して前記所定の値の数と同じ値の数だけシフトされる。

本発明に係る循環シフト処理によれば、入力信号の位相に影響を及ぼす循環遅延が各受

信号に与えられる。従って、この処理は周波数領域においても実行可能である。この場合、第1受信信号と第2受信信号は周波数領域における表現に変換され、振幅と位相により特徴づけられる複数の値からなる周波数領域における信号が得られる。各値の位相に処理を施した後に周波数領域における信号は時間領域における表現に再変換され、その結果、各受信信号の遅延バージョンが得られる。周波数領域への変換にはフーリエ変換が利用可能である。また時間領域への変換には逆フーリエ変換が利用可能である。尚、同様の処理は送信機においても実行可能である。

【0032】

本発明に係るユーザ信号抽出装置に使用される循環シフト素子の動作は、本発明に係る送信信号生成装置に関連して説明した循環シフト素子の動作と同様である。このユーザ信号抽出装置は、さらに、所定の値の数及び/又は別の所定の値の数を生成する手段を備えてもよい。この手段の動作は、本発明に係る送信信号生成装置に関連して説明した所定の値の数及び/又は別の所定の値の数を生成する手段の動作と同様である。

上述のようにユーザ信号抽出手段313は、第1入力信号と第2入力信号とに基づいてユーザ信号を生成する。一般的にユーザ信号抽出手段313は、受信機において適用される空間ダイバーシチを利用してユーザ信号の抽出を行う。このユーザ信号抽出手段313は、例えば最大比合成器である。この場合、各入力信号は、送信にあたり適用される変調方式に対して逆変調方式を適用する復調器により復調される。復調された信号は最大比合成方式を用いて合成され、SN比が最適化される。

より具体的には、マルチキャリア変調方式の場合、複数のアンテナにより受信された送信信号は、複数のサブキャリアにより構成されるマルチキャリア信号をマルチキャリア変調することにより生成される。ユーザ信号は、図7に示される従来方式に関連して説明したようにキャリア周波数と関連づけることができる。仮にユーザ信号抽出手段313が最大比合成器を備える場合には、入力信号は逆フーリエ変換等のマルチキャリア変調方式を用いて復調される。

【0033】

好ましい態様としてユーザ信号抽出手段303は、変調の前に複数の入力信号を合成する加算器を備えてもよい。この場合、ユーザ信号抽出手段303に含まれる加算器は、第1入力信号と第2入力信号とを合成し時間領域におけるマルチキャリア変調信号となる合成入力信号を生成する。この合成入力信号を復調するために、ユーザ信号抽出手段313は、合成入力信号を復調し、復調された入力信号を生成するマルチキャリア復調器を備えてもよい。このマルチキャリア復調器は、OFDM伝送方式が用いられる場合、逆フーリエ変換かあるいは逆離散フーリエ変換を行う。復調後、抽出されるべきユーザ信号と関連づけられたキャリア周波数は、ユーザ信号抽出手段313が備えるセレクトタにより選択される。

キャリア周波数の選択を行うためにユーザ信号抽出手段はユーザ指定情報を受信する。そのため、抽出されるべきユーザ信号に関連づけられたキャリア周波数のみにさらなる処理が行われる。ユーザ指定情報は、抽出されるユーザ信号を示す情報であり、信号情報を受信するユーザ指定情報生成手段により生成される。

【0034】

図4は、インターリーバ503に接続されるエンコーダ501を示している。インターリーバ503の出力部は本発明に係るマルチキャリア信号生成装置501に接続されている。図4に示される実施形態と比較して、本発明に係る装置501は、デマルチプレクス505、複数のインターリーバ507、複数のエンコーダ509及び割り当て部(assigner)511を備えている。マルチキャリア信号は変換器513に引き渡され、変換された信号は乗算ポイント(multiplying point)にて送信アンテナ525と同数のコピーに増加される。

図4に示されるように、信号パス517を介して提供される信号は変換器により変換された信号と同じである。一方、信号パス521を介して提供される変換された信号のコピーは、手段522により一係数分だけシフトされる。また、信号パス523を介して提供

10

20

30

40

50

される変換された信号のコピーは、信号パス521を介して提供されるコピーよりもさらに一係数分だけシフトされる。図4に示される遅延付与手段522はそれぞれ左シフトを行う。しかし、この手段522は右シフトを行ってもよい。また、信号がシフトされる係数の数は可変であり、2よりも大きくてもよい。

【0035】

一般的に、データは例えば前方向誤り訂正エンコーダFEC501により符号化され、インターリーブされる。インターリーブ503によるインターリーブ(任意)の後、コードビットは直交振幅変調方式(QAM: quadrature amplitude modulation)や位相偏移変調方式(PSK: phase shift keying)等により変調される。次に、サイズ N_s の逆高速フーリエ変換(IFFT)を行う変換器513によりOFDMが行われる。ここで、 N_s

はサブキャリアの数を示す。IFFT513の出力シンボルは、 $\mathbf{x}_t, t = 0, \dots, N_s - 1$ により表される。循環遅延 $\Delta_n (n = 1, \dots, n_T)$ はアンテナごとに異なる。すなわち、時間Tにおいてアンテナから送信される送信シンボルは次式により表される。

$$\mathbf{x}_t^{(n)} = \mathbf{x}_{(t-\Delta_n) \bmod N_s}, t = 0, \dots, N_s - 1, n = 1, \dots, n_T.$$

送信の前には、送信アンテナごとに手段519により循環ガードインターバル(GI)が挿入される。

図4に示されるシステムは、次式により表されるインパルス応答が、受信アンテナ $m (m = 1, \dots, n_R)$ が

ら1つの送信アンテナ n へ与えられる周波数選択性チャネルにおけるシーケンス $\mathbf{x} = [\mathbf{x}_0, \dots, \mathbf{x}_{N_s-1}]$ の送信

と等価である。

$$\mathbf{h}_{\text{equ},t}^{(1m)} = [h_{\text{equ},t}^{(1m)}(0), \dots, h_{\text{equ},t}^{(1m)}(N_s - 1)]$$

$$\mathbf{h}_{\text{equ},t}^{(1m)}(d) = \sum_{n=1}^{n_T} h_t^{(nm)}((d - \Delta_n) \bmod N_s)$$

図4に示されるように、送信アンテナ525は、すでに検討したように受信アンテナ503へ信号を送信する。

【0036】

図5は、対応するOFDM受信機の構成を示している。このOFDM受信機は受信アンテナ502を備え、この受信アンテナ502により信号が受信される。受信された信号は、図5には図示されていない複数の処理手段を経てガードインターバル除去手段601に引き渡される。このガードインターバル除去手段601は、高速フーリエ変換(FFT)を行う時間・周波数変換器603に接続されている。変換器603により変換された信号は、その出力部から復調手段605に引き渡される。この復調手段605は、前方向誤り訂正デコーダ609に接続される出力部を有するインターリーブ607に接続されている。この復調手段605は送信機において行われた処理と逆の処理を行う。

【0037】

循環遅延ダイバーシチにより、MIMO(multiple-input-multiple-output)チャネルから、より周波数選択性の高いSIMO(single-input-multiple-output)チャネルへの変換が行われる。すなわち、空間ダイバーシチが周波数ダイバーシチへ変換されるのである。この効果は図6a及び6bに示されている。

図6aの上図には、周波数に対するチャネル係数 $H(f)$ の絶対値が示されている。尚、ここではフラットフェージングチャネルの場合が想定されている。図6aの下図には、周波数に対する符号化されていない誤り率が示されている。図6aではフラットフェージングチャネルの場合が想定されているため、符号化されていない誤り率は、あくまで一例

10

20

30

40

50

ではあるが周波数に対して水平な直線を描く。

【0038】

図6(b)には、循環遅延ダイバーシチによりもたらされる変化が示されている。

図6(b)の上図には、周波数に対するチャネル係数の絶対値が示されている。同図より明らかなように、チャネルは、フラットフェージングチャネルから、エネルギーが増減する周波数選択性チャネル(frequency selective channel)へと変換されている。図6(b)の下図には、符号化されていない誤り率が示されている。同図からわかるように、符号化されていない(ビット)誤り率はサブキャリアに対して一定ではない。しかし、符号化しない送信の平均ビット誤り率は図6(a)のフラットフェージングチャネルの場合と同様である。それにもかかわらず、外部の前方向誤り訂正デコーダは周波数ダイバーシチを得ることができる。

10

【0039】

本発明に係る方法は、実施要件によってはハードウェア又はソフトウェアにより実施可能である。また、本発明は、プログラマブルなコンピュータシステムと協働して本発明に係る方法を実行する電氣的に読み取り可能な制御信号を記憶するディスクやCD等のデジタル記憶媒体として実施することも可能である。一般的に述べると、本発明は、コンピュータが解釈可能な媒体に記憶され、コンピュータ上で実行された際に本発明に係る方法を実行するプログラムコードを有するコンピュータプログラムプロダクトとして実施される。すなわち、コンピュータ上で実行された際に本発明に係る方法を実行するプログラムコードを有するコンピュータプログラムとして実施される。

20

【図面の簡単な説明】

【0040】

【図1】本発明の第1実施形態に係るマルチユーザ信号から送信信号を生成する装置のブロック図を示している。

【図2】2つの送信アンテナを用いて循環遅延ダイバーシチ方式を利用する場合の相関関数を示している。

【図3】本発明の第1実施形態に係る第1及び第2受信信号からユーザ信号を抽出する装置のブロック図を示している。

【図4】Coded OFDM(送信機)における循環遅延ダイバーシチの様子を示している。

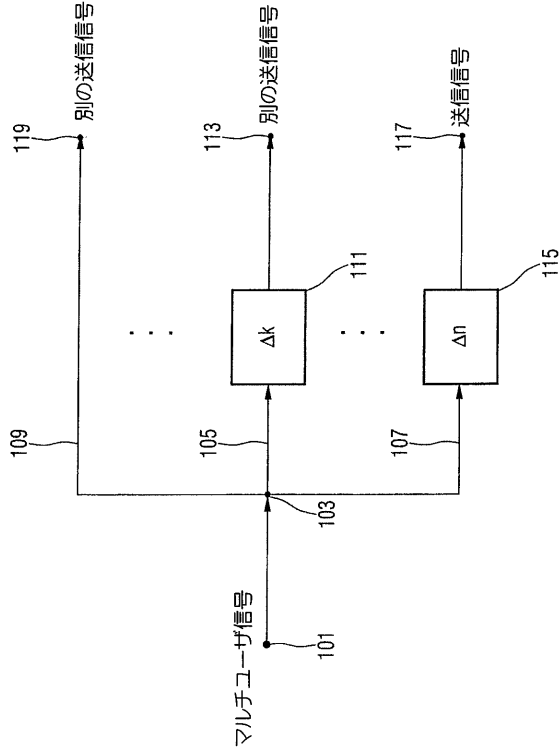
30

【図5】Coded OFDM(受信機)における循環遅延ダイバーシチの様子を示している。

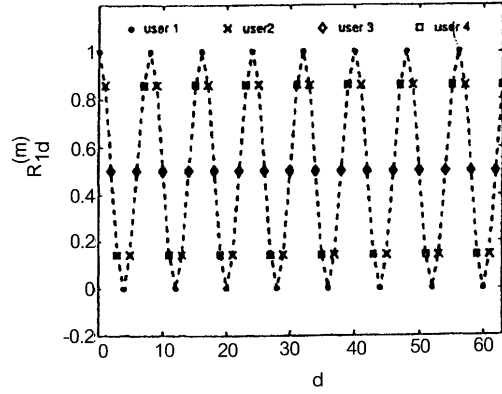
【図6】(a)はフェージングチャネルと符号化されていない誤り率を示しており、(b)は循環遅延ダイバーシチにより変換された(a)のチャネルと符号化されていない誤り率を示している。

【図7】従来のOFDMマルチユーザ送信機における従来のスペクトラム割り当てシステムのブロック図を示している。

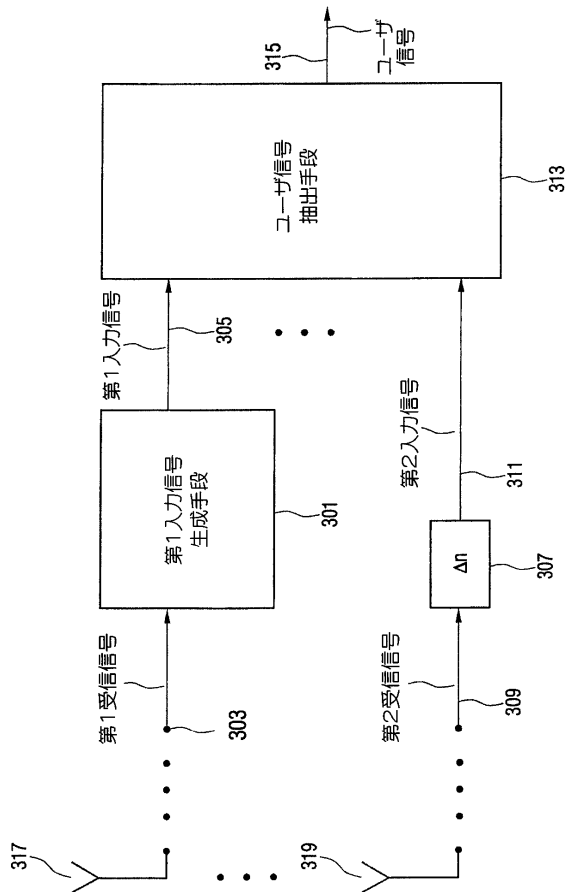
【 図 1 】



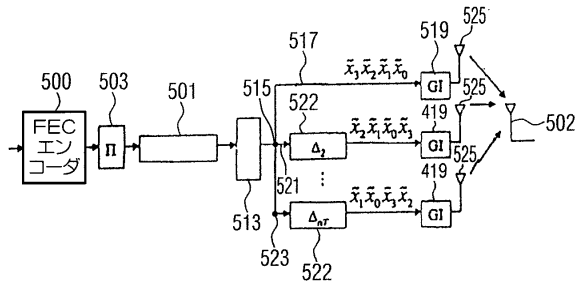
【 図 2 】



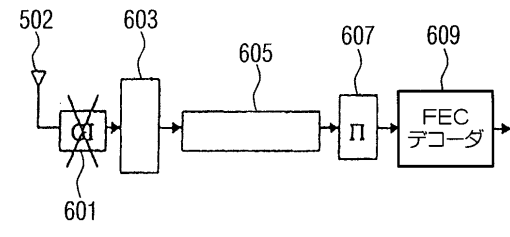
【 図 3 】



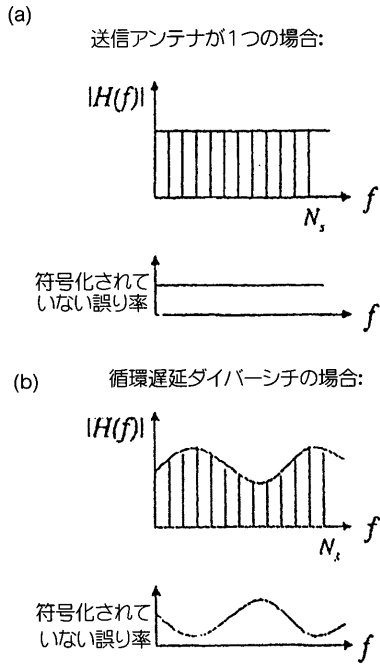
【 図 4 】



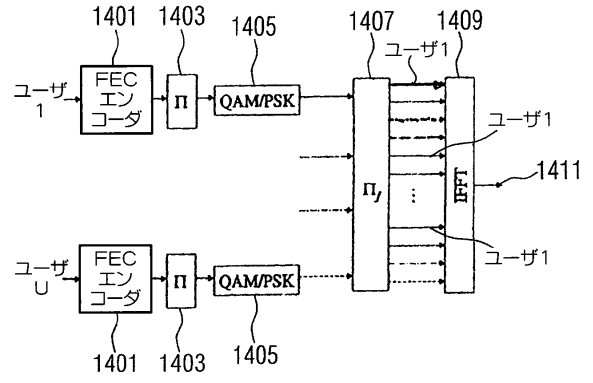
【 図 5 】



【 図 6 】



【 図 7 】



フロントページの続き

(56)参考文献 米国特許第6377632 (US, B1)

Huebner, A. Schuehle, F. Bossert, M. Costa, E. Haas, H. , A simple space-frequency coding scheme with cyclic delay diversity for OFDM, Personal Mobile Communications Conference, 2003. 5th European (Conf. Publ. No. 492) , 米国, 2003年 4月25日, 106 - 110

Dammann, A. Kaiser, S. , Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM and its application to the DVB-T system, Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE , 米国, 2001年11月19日, 3100 - 3105 vol.5

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/02-7/12

H04J 11/00、15/00

IEEE Explore