

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4034760号

(P4034760)

(45) 発行日 平成20年1月16日(2008.1.16)

(24) 登録日 平成19年11月2日(2007.11.2)

(51) Int. Cl.		F I			
HO4J	15/00	(2006.01)	HO4J	15/00	
HO4B	7/02	(2006.01)	HO4B	7/02	Z
HO4B	7/04	(2006.01)	HO4B	7/04	

請求項の数 7 (全 31 頁)

(21) 出願番号	特願2004-183800 (P2004-183800)	(73) 特許権者	000003078
(22) 出願日	平成16年6月22日(2004.6.22)		株式会社東芝
(65) 公開番号	特開2006-13610 (P2006-13610A)		東京都港区芝浦一丁目1番1号
(43) 公開日	平成18年1月12日(2006.1.12)	(74) 代理人	100058479
審査請求日	平成17年9月7日(2005.9.7)		弁理士 鈴江 武彦
		(74) 代理人	100091351
			弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠
		(74) 代理人	100108855
			弁理士 蔵田 昌俊
		(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】 無線通信システム

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

複数のアンテナから信号を送信する無線送信機と、該送信された信号を複数のアンテナで受信する無線受信機を具備する無線通信システムにおいて、

前記無線送信機は、

送信ビット列を複数のビット列に分割する分割手段と、

前記分割された複数のビット列のうちのいくつかのビット列を空間分割多重方式で変調し、その他のビット列を時空間符号化方式で変調し、空間分割多重方式で変調された変調信号の信号点間の距離の大きさと時空間符号化方式で変調された変調信号の信号点間の距離の大きさを調整して変調する変調手段と、

空間分割多重方式で変調された変調信号と時空間符号化方式で変調された変調信号とを加算して送信する送信手段を具備し、

前記無線受信機は、

前記空間分割多重方式及び前記時空間符号化方式のいずれかの方式に基づいて、受信した信号を復調する第1の復調手段と、

前記受信した信号から伝送路状況を示す指標を推定する推定手段と、

前記復調された信号を前記第1の復調手段で使用した方式で変調し、前記指標に基づいて前記受信した信号から前記復調された信号の方式とは異なる方式に対応する受信信号を抽出する抽出手段と、

前記抽出された受信信号を前記第1の復調手段で採用した方式とは異なる方式で復調す

る第2の復調手段を具備することを特徴とする無線通信システム。

【請求項2】

前記変調手段は、空間分割多重方式で変調された変調信号の信号点間の距離が時空間符号化方式で変調された変調信号の信号点間の距離よりも大きくなるように変調することを特徴とする請求項1に記載の無線通信システム。

【請求項3】

前記変調手段は、空間分割多重方式で変調された変調信号の信号点間の距離が時空間符号化方式で変調された変調信号の信号点間の距離よりも小さくなるように変調することを特徴とする請求項1に記載の無線通信システム。

【請求項4】

前記抽出手段は、
前記第1の復調手段の出力から前記送信手段の出力を再生する再生手段と、
前記再生手段の出力から前記送信手段の出力が伝送する伝送路状況を再現する再現手段と、
前記再現手段の出力を前記受信した信号から減算する減算手段を具備することを特徴とする請求項1から請求項3のいずれか1項に記載の無線通信システム。

【請求項5】

前記無線送信機は伝送路状況を示す指標を取得する取得手段をさらに具備し、
前記変調手段は、該指標に基づいて、変調方式を変更することを特徴とする請求項1から請求項4のいずれか1項に記載の無線通信システム。

【請求項6】

前記変調手段は、前記指標に基づいて、変調多値数を制御する制御手段をさらに具備することを特徴とする請求項5に記載の無線通信システム。

【請求項7】

前記送信手段は、パイロット信号を多重して送信することを特徴とする請求項5又は請求項6に記載の無線通信システム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信システムに関し、特に、多入力多出力(MIMO: Multiple-Input Multiple-Output)無線通信システムに関する。

【背景技術】

【0002】

高ビットレートの無線伝送においては、複数の送受信アンテナを用いたMIMO(Multiple-Input Multiple-Output)が有効な手法とされている。

【0003】

MIMOによる伝送手法には、複数の送信アンテナから複数の情報を同時に送信することにより伝送ビットレートを高速化させる空間分割多重(SDM: Space Division Multiplexing)(例えば、非特許文献1参照)と、複数の送信アンテナからの拘束条件の下に情報を同時に送信することにより伝送ビットの誤り耐性を高める時空間符号化(STC: Space-Time Coding)(例えば、非特許文献2参照)が、代表的な手法である。

【0004】

SDMは、伝送レートの高速化には極めて有効であるが、伝送特性は伝送条件に依存し、例えば、アンテナ間の伝搬路の相関が高い場合や、信号対雑音比(SNR: Signal to Noise Ratio)が低い場合は、伝送性能が極端に低下する欠点がある。

【0005】

一方、STCは、複数の送信アンテナからの送信情報に拘束条件をつけて送信する、すなわち、冗長をつけて送信するため、伝送レートの高速化はSDMに比べると望めないが、アンテナ間の伝搬路の相関が高い場合や、SNRが低い場合においても、伝送性能の劣化は少ない利点がある。このようなMIMOにおける代表的な伝送手法とされるSDMと

10

20

30

40

50

S T Cでは、それぞれ、利点と欠点があり、適用範囲が限定される問題がある。

【 0 0 0 6 】

また、S T Cにおいて、特に、トレリス符号化方式に基づくものを、時空間トレリス符号化 (S T T C : Space-Time Trellis Coding) と呼ばれている (例えば、非特許文献 3 参照)。S T T Cは、4 P S K (Phase-Shift Keying)、8 P S K、1 6 Q A M (Quadrature Amplitude Modulation)、6 4 Q A M、2 5 6 Q A Mなどの変調方式に応じて設定する必要があり、トレリス遷移の状態数が増加するほど性能は向上するが、考慮すべき状態遷移の数の増大が、演算量の増大をもたらす問題点がある。例えば、4 P S K用のS T T Cにおいて、考慮しなければならない状態遷移は、4 状態では1 6、8 状態では3 2、そして、1 6 状態では6 4となる。また、1 6 Q A M用のS T T Cにおいては、1 6 状態
10
で2 5 6となる。

【非特許文献 1】A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, ``Space Division Multiplexing (SDM) for OFDM System'', IEEE Proceeding of VTC-Spring 2000, pp. 6-10, 1998.

【非特許文献 2】D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, ``Space-Time Coded OFDM for High Data-Rate Wireless Communication over Wideband Channels'', IEEE Proceeding of VTC '98, pp. 2232-2236, 1998.

【非特許文献 3】V. Tarokh, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, ``Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction'', IEEE Trans. Information Theory, vol. 44, No. 2, pp. 744-765, March 19
20
98.

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 0 7 】

S D Mは複数の送信アンテナから複数の情報を同時に拘束条件なしに送信するため、伝送ビットレートの高速化には極めて有効であるが、アンテナ間の伝搬路の相関が高い場合や、信号対雑音比が低い場合は、受信機における空間多重信号の分離性能が劣化するため、伝送レートが極端に低下する欠点がある。

【 0 0 0 8 】

一方、S T Cは、複数の送信アンテナからの拘束条件の下に情報を同時に送信するため
30
、伝送レートの高速化は期待できないが、伝送ビットの誤り耐性を高めることができる利点がある。このように、M I M Oにおける代表的な伝送手法とされるS D MとS T Cでは、各々、利点と欠点があり、適用範囲が限定される問題がある。

【 0 0 0 9 】

さらに、従来のS T T Cを用いた伝送方法においては、変調方式、状態数に応じた時空間符号化・復号器を要し、変調多値数、状態数の増加と共に、演算量が増加する、という問題点がある。

【 0 0 1 0 】

本発明は、従来の技術に鑑み、広範囲な伝送路状況で良好な伝送特性を確保する無線通信システムを提供する。
40

また、本発明は、従来の技術に鑑み、種々の多値変調用の時空間符号方式を用いる伝送システムにおいて、回路の簡略化を図る無線通信システムを提供する。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 1 】

本発明の無線通信システムによれば、複数のアンテナから信号を送信する無線送信機と、該送信された信号を複数のアンテナで受信する無線受信機を具備する無線通信システムにおいて、

前記無線送信機は、送信ビット列を複数のビット列に分割する分割手段と、前記分割された複数のビット列のうちのいくつかのビット列を空間分割多重方式で変調し、その他のビット列を時空間符号化方式で変調し、空間分割多重方式で変調された変調信号の信号点
50

間の距離の大きさと時空間符号化方式で変調された変調信号の信号点間の距離の大きさを調整して変調する変調手段と、空間分割多重方式で変調された変調信号と時空間符号化方式で変調された変調信号とを加算して送信する送信手段を具備し、

前記無線受信機は、前記空間分割多重方式及び前記時空間符号化方式のいずれかの方式に基づいて、受信した信号を復調する第1の復調手段と、前記受信した信号から伝送路状況を示す指標を推定する推定手段と、前記復調された信号を前記第1の復調手段で使用した方式で変調し、前記指標に基づいて前記受信した信号から前記復調された信号の方式とは異なる方式に対応する受信信号を抽出する抽出手段と、前記抽出された受信信号を前記第1の復調手段で採用した方式とは異なる方式で復調する第2の復調手段を具備することを特徴とする。

10

【発明の効果】

【0013】

本発明の無線通信システムによれば、広範囲な伝送路状況で良好な伝送特性を確保することができる。

また、本発明の無線通信システムによれば、種々の多値変調用の時空間符号方式を用いる伝送システムにおいて、回路の簡略化を図ることができる。

【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に係る本発明の無線通信システムについて詳細に説明する。

20

2送信アンテナ、2受信アンテナのMIMO (Multiple-Input Multiple-Output) システムによるQAM (Quadrature Amplitude Modulation) 信号伝送を例に、以下、詳細に説明する。

【0015】

まず、各実施形態を説明する前に、QAM信号について簡単に説明する。QAM信号の代表的なものに下記の4種類がある。

4QAM: 2ビット (a_0 、 a_1) を、4種類の複素数空間上の信号点にマッピング

16QAM: 4ビット (a_0 、 a_1 、 b_0 、 b_1) を、16種類の複素数空間上の信号点にマッピング

64QAM: 6ビット (a_0 、 a_1 、 b_0 、 b_1 、 c_0 、 c_1) を、64種類の複素数空間上の信号点にマッピング

30

256QAM: 8ビット (a_0 、 a_1 、 b_0 、 b_1 、 c_0 、 c_1 、 d_0 、 d_1) を、

256種類の複素数空間上の信号点にマッピング

ただし、 a_0 、 a_1 、 b_0 、 b_1 、 c_0 、 c_1 、 d_0 、 d_1 は、それぞれ、0、あるいは、1の値のビットである。

【0016】

[4QAM] 4QAMは、4PSK (Phase-Shift Keying) と同じである。すなわち、4QAMは、(a_0 、 a_1) の2ビットで、複素数空間の実数軸と虚数軸で区別される4個の象限のいずれかの4種類の信号点の実数成分と虚数成分を決定するものであるので、4PSKと等しい。より具体的には、(a_0 、 a_1) が信号点の実数成分、虚数成分それぞれを、

40

$A_r = \pm 8$ 、 $A_i = \pm 8j$ 、(以下、 $j^2 = -1$ とする)

と決定しており、これらが、4QAMの信号点の実数成分と虚数成分となる。

【0017】

[16QAM] 16QAMは、(a_0 、 a_1) で区別された複素数平面で、さらに、(b_0 、 b_1) の2ビットで、4種類の信号点の実数成分と虚数成分を決定するものである。すなわち、(b_0 、 b_1) が、信号点の実数成分と虚数成分それぞれを、

$B_r = \pm 4$ 、 $B_i = \pm 4j$ 、

と決定しており、16QAMの信号点の実数成分と虚数成分は、

$A_r + B_r = \pm 12$ 、 ± 4 、

50

$A_i + B_i = \pm 1, \pm 2j, \pm 4j,$
と表示することができる。

【0018】

[64QAM] 64QAMは、 (a_0, a_1, b_0, b_1) で区別された複素数平面で、さらに、 (c_0, c_1) の2ビットで、4種類の信号点の実数成分と虚数成分を決定するものである。すなわち、 (c_0, c_1) が、信号点の実数成分と虚数成分それぞれを、

$$C_r = \pm 2, C_i = \pm 2j,$$

と決定しており、64QAMの信号点の実数成分と虚数成分は、

$$A_r + B_r + C_r = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7,$$

$$A_i + B_i + C_i = \pm 1j, \pm 3j, \pm 5j, \pm 7j,$$

と表示することができる。

【0019】

[256QAM] 256QAMは、 $(a_0, a_1, b_0, b_1, c_0, c_1)$ で区別された複素数平面で、さらに、 (d_0, d_1) の2ビットで、4種類の信号点の実数成分と虚数成分を決定するものである。すなわち、 (d_0, d_1) が、信号点の実数成分と虚数成分それぞれを、

$$D_r = \pm 1, D_i = \pm 1j,$$

と決定しており、256QAMの信号点の実数成分と虚数成分は、

$$A_r + B_r + C_r + D_r = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7, \pm 9, \pm 11, \pm 13, \pm 15,$$

、
 $A_i + B_i + C_i + D_i = \pm 1j, \pm 3j, \pm 5j, \pm 7j, \pm 9j, \pm 11j, \pm 13j, \pm 15j,$
と表示することができる。

【0020】

このように各QAMの信号点を表示すると、図2に示したように、複素数信号の成分は、 $(A_r, A_i), (B_r, B_i), (C_r, C_i), (D_r, D_i)$ の順に振幅が半分になっていくことから明らかなように、ビットは、 $(a_0, a_1), (b_0, b_1), (c_0, c_1), (d_0, d_1)$ の順に、伝送路の付加雑音などにより、無線受信機で再生ビットに誤りを生じやすくなる。すなわち、誤り耐性が弱くなる。

【0021】

(第1の実施形態)

本実施形態の無線通信システムは、16QAMの場合の例である。すなわち、16QAM信号点の実数成分と虚数成分は、 $A = (A_r, A_i)$ は大振幅の4PSK信号、 $B = (B_r, B_i)$ 小振幅の4PSK信号で表示することができる。

本実施形態では、 (A_r, A_i) は誤り耐性が強いことを考慮してSDM (Space Division Multiplexing)で伝送し、 (B_r, B_i) は誤り耐性が弱いことを考慮してSTC (Space-Time Coding)で伝送する。

【0022】

本実施形態の無線通信システムは、図1に示すように、無線送信機10と無線受信機20からなる。無線送信機10は、ビット分割器101、第1の4PSK変調器102、4PSK-STC変調器103、第2の4PSK変調器104、加算器105、106、第1の送信アンテナ107、第2の送信アンテナ108を備えている。無線受信機20は、第1の受信アンテナ201、第2の受信アンテナ202、伝送路推定器203、4PSK-MLD復調器204、第3の4PSK変調器205、第4の4PSK変調器206、加算器207、208、減算器209、210、4PSK-STC復調器211、ビット合成器212を備えている。

本実施形態では、無線送信機10では情報を含めて送信する情報ビット列(送信ビット列)は12ビット、 $(x_1, x_2, \dots, x_{12})$ とする。ただし、 $x_i (i = 1, 2, \dots, 12)$ は、0、又は1である。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 3 】

ビット分割器 1 0 1 は、送信ビット列を入力し、この送信ビット列を分割して出力する。本実施形態では、1 2 ビット列を 4 ビット列ずつ分割し、それぞれ各変調器に出力する。具体的には、ビット分割器 1 0 1 は、4 ビット (x_1 、 x_2 、 x_3 、 x_4) を、2 ビットずつ、第 1 の 4 P S K 変調器 1 0 2 に入力する。同様に、ビット分割器 1 0 1 は、4 ビット (x_5 、 x_6 、 x_7 、 x_8) を、2 ビットずつ、第 2 の 4 P S K 変調器 1 0 4 に入力し、4 ビット (x_9 、 x_{10} 、 x_{11} 、 x_{12}) を、2 ビットずつ、4 P S K に対する S T C 変調器、4 P S K - S T C 変調器 1 0 3 に入力する。

【 0 0 2 4 】

第 1 の 4 P S K 変調器 1 0 2 は、受け取ったビット列を変調し 4 P S K 信号を生成する。具体的には、第 1 の 4 P S K 変調器 1 0 2 は、ある時刻 t 及び時刻 $t + 1$ で各 2 ビットのビット列から、

$A_1(t) = \pm 8 \pm 8j$ 、 $A_1(t+1) = \pm 8 \pm 8j$ 、
の 4 P S K 信号を生成する。

【 0 0 2 5 】

第 2 の 4 P S K 変調器 1 0 4 も第 1 の 4 P S K 変調器 1 0 2 と同様に、受け取ったビット列を変調し 4 P S K 信号を生成する。具体的には、第 2 の 4 P S K 変調器 1 0 4 は、ある時刻 t 及び時刻 $t + 1$ で各 2 ビットのビット列から、

$A_2(t) = \pm 8 \pm 8j$ 、 $A_2(t+1) = \pm 8 \pm 8j$ 、
の 4 P S K 信号を生成する。

【 0 0 2 6 】

4 P S K - S T C 変調器 1 0 3 は、受け取ったビット列を変調し、デジタル部 2 系列の 4 P S K 信号を生成する。具体的には、4 P S K - S T C 変調器 1 0 3 は、ある時刻 t 及び時刻 $t + 1$ で各 2 ビットのビット列から、第 1 の系列の 4 P S K 信号、

$B_1(t) = \pm 4 \pm 4j$ 、 $B_1(t+1) = \pm 4 \pm 4j$ 、
と、第 2 の系列の 4 P S K 信号、

$B_2(t) = \pm 4 \pm 4j$ 、 $B_2(t+1) = \pm 4 \pm 4j$ 、
を生成する。ただし、

$B_2(t) = -B_1(t+1)^*$ 、 $B_2(t+1) = B_1(t)^*$ 、
の関係がある。ここで、 $()^*$ は、 $()$ の複素共役を表す。

【 0 0 2 7 】

この S T C 変調は、一例として Alamouti による手法であり、その詳細は、

S. M. Alamouti, 'A simple transmitter diversity technique for wireless communications', IEEE Journal on Selected Areas in Communications, (JSAC), vol. 44, no. 10, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

に記載されている。なお、この Alamouti の手法には限定されず、例えば、

D. Agrawal, V. Tarokh, A. Naguib, and N. Seshadri, 'Space-Time Coded OFDM for High Data-Rate Wireless Communication over Wideband Channels', IEEE Proceedings of VTC '98, pp. 2232-2236, 1998.

に記載されているトレリス形式の S T C を適用してもよい。

【 0 0 2 8 】

加算器 1 0 5 は、第 1 の 4 P S K 変調器 1 0 2 の出力及び 4 P S K - S T C 変調器 1 0 3 の第 1 の系列の出力を加算して、加算した信号を第 1 の送信アンテナ 1 0 7 に出力する。具体的には、加算器 1 0 5 は、ある時刻 t で $A_1(t) + B_1(t)$ 、時刻 $t + 1$ で $A_1(t+1) + B_1(t+1)$ を第 1 の送信アンテナ 1 0 7 に出力する。そして、第 1 の送信アンテナ 1 0 7 が、ある時刻 t で $A_1(t) + B_1(t)$ 、時刻 $t + 1$ で $A_1(t+1) + B_1(t+1)$ をそれぞれ送信する。

加算器 1 0 6 は、4 P S K - S T C 変調器 1 0 3 の第 2 の系列の出力及び第 2 の 4 P S K 変調器 1 0 4 の出力を加算して、加算した信号を第 2 の送信アンテナ 1 0 8 に出力する。具体的には、加算器 1 0 6 は、ある時刻 t で $A_2(t) + B_2(t)$ 、時刻 $t + 1$ で $A_2(t+1) + B_2(t+1)$ をそれぞれ送信する。

10

20

30

40

50

$A_2(t) + B_2(t)$ を第2の送信アンテナ108に出力する。そして、第2の送信アンテナ108が、ある時刻 t で $A_2(t) + B_2(t)$ 、時刻 $t+1$ で $A_2(t+1) + B_2(t+1)$ をそれぞれ送信する。

すなわち、各アンテナから時刻 t と時刻 $t+1$ に送信される信号はそれぞれ、大振幅の4PSK信号と、小振幅の4PSK信号が合成された16QAM信号となっている。

【0029】

アンテナから送信された信号は、伝送路30で雑音、利得等の影響を受ける。第1の送信アンテナ107から第1の受信アンテナ201までのパス利得を h_{11} 、第1の送信アンテナ107から第2の受信アンテナ202までのパス利得を h_{12} 、第2の送信アンテナ108から第1の受信アンテナ201までのパス利得を h_{21} 、第2の送信アンテナ108から第2の受信アンテナ202までのパス利得を h_{22} 、とし、これらのパス利得は時刻 t と $t+1$ の間で一定とすると、時刻 t の第1の受信アンテナ201の入力は、

$$u_1(t) = h_{11}(A_1(t) + B_1(t)) + h_{21}(A_2(t) + B_2(t)) + n_1(t),$$

時刻 t の第2の受信アンテナ202の入力は、

$$u_2(t) = h_{12}(A_1(t) + B_1(t)) + h_{22}(A_2(t) + B_2(t)) + n_2(t),$$

時刻 $t+1$ の第1の受信アンテナ201の入力は、

$$u_1(t+1) = h_{11}(A_1(t+1) + B_1(t+1)) + h_{21}(A_2(t+1) + B_2(t+1)) + n_1(t+1),$$

時刻 $t+1$ の第2の受信アンテナ202の入力は、

$$u_2(t+1) = h_{12}(A_1(t+1) + B_1(t+1)) + h_{22}(A_2(t+1) + B_2(t+1)) + n_2(t+1),$$

と表される。なお、 $n_1(t)$ 、 $n_2(t)$ 、 $n_1(t+1)$ 、 $n_2(t+1)$ は、それぞれ時刻 t 、 t 、 $t+1$ 、 $t+1$ での互いに独立な白色ガウス雑音である。

【0030】

無線受信機20では、まず、受信信号 $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$ 、 $u_1(t+1)$ 、 $u_2(t+1)$ から、 $A_1(t)$ 、 $A_2(t)$ 、 $A_1(t+1)$ 、 $A_2(t+1)$ を分離し、再生し、次に、 $B_1(t)$ 、 $B_2(t+1)$ を分離し再生する。ここで、以下の説明の便宜上、受信信号 $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$ 、 $u_1(t+1)$ 、 $u_2(t+1)$ を以下のように表現する。

$$u_1(t) = h_{11}A_1(t) + h_{21}A_2(t) + v_1(t), \text{ ただし、} v_1(t) = h_{11}B_1(t) + h_{21}B_2(t) + n_1(t),$$

$$u_2(t) = h_{12}A_1(t) + h_{22}A_2(t) + v_2(t), \text{ ただし、} v_2(t) = h_{12}B_1(t) + h_{22}B_2(t) + n_2(t),$$

$$u_1(t+1) = h_{11}A_1(t+1) + h_{21}A_2(t+1) + v_1(t+1), \text{ ただし、} v_1(t+1) = h_{11}B_1(t+1) + h_{21}B_2(t+1) + n_1(t+1),$$

$$u_2(t+1) = h_{12}A_1(t+1) + h_{22}A_2(t+1) + v_2(t+1), \text{ ただし、} v_2(t+1) = h_{12}B_1(t+1) + h_{22}B_2(t+1) + n_2(t+1).$$

【0031】

伝送路推定器203は、各受信アンテナから受信信号を入力する。無線送信機10からの送信信号には情報信号とは別にパイロット信号が多重されている。伝送路推定器203はこのパイロット信号に基づいて伝送路推定を行い、上記の h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を推定する。

【0032】

4PSK-MLD復調器204は、4PSK信号に対する最尤復号(MLD: Maximum Likelihood Decoding)に基づく復調を実行する。MLDの詳細は、例えば下記の文献に記載されている。

10

20

30

40

50

A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, ``Space Division Multiplexing (SDM) for OFDM System'', Proceeding of VTC-Spring 2000, pp. 6-10, 1998.

$A_1(t)$ と $A_2(t)$ の送信信号は16通り考えられるので、4PSK-MLD復調器204は、これらの候補をそれぞれ $A_1(t)'$ 、 $A_2(t)'$ としたとき、 $u_1(t)'$ 、 $u_2(t)'$ と $u_1(t)$ 、 $u_2(t)$ との差が最小となる候補 $A_1(t)'$ 、 $A_2(t)'$ を送信信号と推定する。ここで、

$$u_1(t)' = h_{11} A_1(t)' + h_{21} A_2(t)',$$

$$u_2(t)' = h_{12} A_1(t)' + h_{22} A_2(t)',$$

である。この様にして4PSK-MLD復調器204は $A_1(t)$ と $A_2(t)$ を再生し、ビットを得る。

10

【0033】

4PSK-MLD復調器204は、 $A_1(t+1)$ と $A_2(t+1)$ の送信信号についても $A_1(t)$ と $A_2(t)$ の場合と同様に復調する。すなわち、 $A_1(t+1)$ と $A_2(t+1)$ の送信信号は16通り考えられるので、4PSK-MLD復調器204は、これらの候補をそれぞれ $A_1(t+1)'$ 、 $A_2(t+1)'$ としたとき、 $u_1(t+1)'$ 、 $u_2(t+1)'$ と $u_1(t+1)$ 、 $u_2(t+1)$ との差が最小となる候補 $A_1(t+1)'$ 、 $A_2(t+1)'$ を送信信号と推定する。ここで、

$$u_1(t+1)' = h_{11} A_1(t+1)' + h_{21} A_2(t+1)',$$

$$u_2(t+1)' = h_{12} A_1(t+1)' + h_{22} A_2(t+1)',$$

である。この様にして4PSK-MLD復調器204は $A_1(t+1)$ と $A_2(t+1)$ を再生し、ビットを得る。

20

以上のようにして、4PSK-MLD復調器204により第1の4PSK変調器102及び第2の4PSK変調器104で変調されたビットを得ることができる。

【0034】

次は、4PSK-STC変調器103で変調されたビットを得るために、再び4PSK-MLD復調器204で得られたビットを変調し、伝送路推定器203で得られた h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} により伝送路30を再現し、伝送路30を経た $A_1(t)$ と $A_2(t)$ 、 $A_1(t+1)$ と $A_2(t+1)$ を計算し、第1の受信アンテナ201及び第2の受信アンテナ202で受信した受信信号から $B_1(t)$ と $B_2(t+1)$ を求め、これを復調することにより、4PSK-STC変調器103で変調される前のビットを得ることができる。

30

【0035】

すなわち、第3の4PSK変調器205が4PSK-MLD復調器204で得られたビットに基づいて $A_1(t)$ 及び $A_1(t+1)$ を求め、第4の4PSK変調器206が4PSK-MLD復調器204で得られたビットに基づいて $A_2(t)$ 及び $A_2(t+1)$ を求める。これらの $A_1(t)$ 、 $A_2(t)$ 、 $A_1(t+1)$ 、 $A_2(t+1)$ 、伝送路推定器203で得られた h_{11} 、 h_{12} 、 h_{21} 、 h_{22} を使用して、伝送路30で受けたと想定される利得を考慮し加算器207、208によって無線受信機20が受信したと想定される信号を計算する。

【0036】

そして、減算器209で第1の受信アンテナ201からの受信信号から伝送モデルで計算された信号を減算することで、上述した $v_1(t)$ 、 $v_2(t)$ 、 $v_1(t+1)$ 、 $v_2(t+1)$ を得る。すなわち、

40

$$\begin{aligned} v_1(t) &= u_1(t) - h_{11} A_1(t) - h_{21} A_2(t) \\ &= h_{11} B_1(t) + h_{21} B_2(t) + n_1(t) \\ &= h_{11} B_1(t) - h_{21} B_1(t+1)^* + n_1(t), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_2(t) &= u_2(t) - h_{12} A_1(t) - h_{22} A_2(t) \\ &= h_{12} B_1(t) + h_{22} B_2(t) + n_2(t) \\ &= h_{12} B_1(t) - h_{22} B_1(t+1)^* + n_2(t), \end{aligned}$$

$$v_1(t+1) = u_1(t+1) - h_{11} A_1(t+1) - h_{21} A_2(t+1)$$

50

$$\begin{aligned}
 &= h_{11} B_1(t+1) + h_{21} B_2(t+1) + n_1(t+1) \\
 &= h_{11} B_1(t+1) + h_{21} B_1(t)^* + n_1(t+1), \\
 v_2(t+1) &= u_2(t+1) - h_{12} A_1(t+1) - h_{22} A_2(t+1) \\
 &= h_{12} B_1(t+1) + h_{22} B_2(t+1) + n_2(t+1) \\
 &= h_{12} B_1(t+1) + h_{22} B_1(t)^* + n_2(t+1),
 \end{aligned}$$

を得る。

【0037】

4PSK-STC復調器211が得られた $v_1(t)$ 、 $v_2(t)$ 、 $v_1(t+1)$ 、 $v_2(t+1)$ に基づいて $B_1(t)$ と $B_2(t+1)$ を再生し、4PSK-STC変調器103で変調したビットを得ることができる。

10

4PSK-STC復調器211は、 $v_1(t)$ 、 $v_2(t)$ 、 $v_1(t+1)$ 、 $v_2(t+1)$ に対し下記の演算を行う。

【0038】

$$\begin{aligned}
 w_1(t) &= h_{11}^* v_1(t) + h_{21} v_1(t+1)^* \\
 &= h_{11}^* h_{11} B_1(t) - h_{11}^* h_{21} B_1(t+1)^* + h_{11}^* n_1(t) \\
 &+ h_{21} h_{11}^* B_1(t+1)^* + h_{21} h_{21}^* B_1(t) + h_{21} n_1(t+1) \\
 &= h_{11}^* h_{11} B_1(t) + h_{21}^* h_{21} B_1(t) + h_{11}^* n_1(t) \\
 &+ h_{21} n_1(t+1)^*,
 \end{aligned}$$

20

$$\begin{aligned}
 w_1(t+1)^* &= -h_{21}^* v_1(t) + h_{11} v_1(t+1)^* \\
 &= -h_{21}^* h_{11} B_1(t) + h_{21}^* h_{21} B_1(t+1)^* - h_{21}^* n_1(t) \\
 &+ h_{11} h_{11}^* B_1(t+1)^* + h_{11} h_{21}^* B_1(t) + h_{11} n_1(t+1)^* \\
 &= h_{11}^* h_{11} B_1(t+1)^* + h_{21}^* h_{21} B_1(t+1) \\
 &- h_{21}^* n_1(t) + h_{11} n_1(t+1)^*,
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 w_2(t) &= h_{12}^* v_2(t) + h_{22} v_2(t+1)^* \\
 &= h_{12}^* h_{12} B_1(t) - h_{12}^* h_{22} B_1(t+1)^* + h_{12}^* n_2(t) \\
 &+ h_{22} h_{12}^* B_1(t+1)^* + h_{22} h_{22}^* B_1(t) + h_{22} n_2(t+1)^* \\
 &= h_{12}^* h_{12} B_1(t) + h_{22}^* h_{22} B_1(t) + h_{12}^* n_2(t) \\
 &+ h_{22} n_2(t+1)^*,
 \end{aligned}$$

30

$$\begin{aligned}
 w_2(t+1)^* &= -h_{22}^* v_2(t) + h_{12} v_2(t+1)^* \\
 &= -h_{22}^* h_{12} B_1(t) + h_{22}^* h_{22} B_1(t+1)^* - h_{22}^* n_2(t) \\
 &+ h_{12} h_{12}^* B_1(t+1)^* + h_{12} h_{22}^* B_1(t) + h_{12} n_2(t+1)^* \\
 &= h_{12}^* h_{12} B_1(t+1)^* + h_{22}^* h_{22} B_1(t+1) \\
 &- h_{22}^* n_2(t) + h_{12} n_2(t+1)^*.
 \end{aligned}$$

【0039】

この演算式に基づいて4PSK-STC復調器211は、 $w_1(t) + w_2(t)$ より、 $B_1(t)$ が再生され、 $w_1(t+1) + w_2(t+1)$ より、 $B_1(t+1)$ が再生される。さらに、 $B_2(t) = -B_1(t+1)^*$ 、 $B_2(t+1) = B_1(t)^*$ の関係式により、 $B_2(t)$ 、 $B_2(t+1)$ も再生することができ、4PSK-STC変調器103で復調されたビットを得ることができる。

40

【0040】

ビット合成器212は、4PSK-MLD復調器204で得られたビットと4PSK-STC復調器211で得られたビットを合成して、受信ビット列を得る。

【0041】

以上の本実施形態によれば、4ビットの情報を16種類の複素数空間上の信号点にマッピングして伝送する16QAM伝送で、4ビットのうち、誤り耐性の強くなるようにマッ

50

ピングされる2ビットをSDMで伝送し、残りの2ビットをSTCで伝送することにより、SDMは伝送効率が高いが伝送誤りを起こしやすく、一方、STCは伝送効率が低いが伝送誤りを起こしにくいという、各伝送方式の特徴を生かした伝送を実現することができる。

【0042】

ところで、本実施形態は、2送信2受信アンテナによる伝送には限定されず、例えば、図3のように、4送信4受信アンテナによる伝送に容易に拡張することができる。

なお、前記のAlamoutiによるSTCは2送信アンテナに適用されるものであるが、4送信アンテナに適用するSTCについては、例えば、

V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-Time Block Codes from Orthogonal Designs", IEEE Trsns. Information Theory, vol. 45, no. 5, pp. 1456-1467, July 1999. 10

又は、

M. O. Damen, K. A. Meraim, and J. C. Belfiore, "Diagonal Algebraic Space-Time Block Codes", IEEE Trans. Information Theory, vol.48, n0.3, pp. 628-636, March 2002.

に記載されている手法により実現することができる。

このうち、後者の文献に記載されているSTCの復号には、例えば、

M. O. Damen, A. Chkeif, and J. C. Belfiore, "Lattice Code Decoder for Space-Time Codes", IEEE Communications Letter, vol. 4, no. 5, pp. 161-163, May 2000. 20

に記載されているSphere復号により容易に行うことができるが、このSphere復号は、無線受信機でのSDMの分離復調において、4PSK-MLD復調器の代わりに適用することもできる。

【0043】

また、本実施形態では、16QAM伝送を、大振幅の4PSKのSDMと、小振幅の4PSKのSTCを混合して伝送することにより実現したが、これには限定されない。例えば、64QAM伝送を、図4に示すように、大振幅の16QAMのSDMと、小振幅の4PSKのSTCの混合伝送、又は、図5に示すように、大振幅の4PSKのSDMと、小振幅の16QAMのSTCの混合伝送による実現も可能である。

図4と図5に示したこれら両者を比較すると、伝送効率の観点では、前者の方がSDMに割り当てられるビット数が多いため伝送効率は良く優れているが、誤り耐性の観点では、後者の方がSTCに割り当てられるビット数が多いため優れている。 30

【0044】

また、本実施形態では、

大振幅の4PSK信号を、 $A_1(t)$ 、 $A_1(t+1) = \pm 8 \pm 8j$ 、

小振幅の4PSK信号を、 $B_1(t)$ 、 $B_1(t+1) = \pm 4 \pm 4j$

とレベルを設定して、

$\pm(12, \text{or}, 4) \pm(12j, \text{or}, 4j)$ 、

のように均一な格子状の16QAM信号を設定したが、レベルの関係は、これには限定されない。例えば、 40

大振幅の4PSK信号を、 $A_1(t)$ 、 $A_1(t+1) = \pm 10 \pm 10j$ 、

小振幅の4PSK信号を、 $B_1(t)$ 、 $B_1(t+1) = \pm 2 \pm 2j$

とレベルを設定して、

$\pm(12, \text{or}, 8) \pm(12j, \text{or}, 8j)$ 、

のような不均一な格子状の16QAM信号を設定することも可能である。この場合、大振幅の4PSK信号の誤り耐性が強くなるが、小振幅の4PSKの誤り耐性は弱くなる。この設定は、SDMのMLD復調性能が悪いとき有効である。このように、伝送路状況に応じてレベルの関係を適応的に制御することにより、広範囲な伝送路状況で良好な伝送特性を確保することができる。

【0045】

(第2の実施形態)

本実施形態は、伝送路状況に応じて適応制御を実行する無線通信システムを図6を参照して説明する。第1の実施形態では、16QAM伝送を、常にSDMとSTCの混合により伝送したが、本実施形態では、伝送路状況に応じて、例えば、信号対雑音比(SNR: Signal to Noise Ratio)に応じて全てSDMで伝送したり、SDMとSTCの混合により伝送したり、又は全てSTCで伝送したりする。

【0046】

本実施形態の無線通信システムでは、無線送信機が、新たに、第3の受信アンテナ143、伝送路推定器144、及び制御器145を備え、無線受信機が、新たに、制御器255及び第3の送信アンテナ256を備える。このほかに、本実施形態で使用される変調器及び復調器も第1の実施形態のものとは異なる。

すなわち、無線送信機11では、第1の実施形態での第1の4PSK変調器102、4PSK-STC変調器103、第2の4PSK変調器104の代わりに、第1の16QAM、4PSK変調器140、16QAM、4PSK-STC変調器141、第2の16QAM・4PSK変調器142を備えている。この変更に伴い、無線送信機11では、第1の実施形態の無線送信機10と異なり、各変調器で16QAMの変調方式を採用することができる。

【0047】

この無線送信機11に伴い、無線受信機21でも、4PSK-MLD復調器204、第3の4PSK変調器205、第4の4PSK変調器206、4PSK-STC復調器211の代わりに、16QAM・4PSK-MLD復調器250、第3の16QAM・4PSK変調器251、第4の16QAM・4PSK変調器252、16QAM・4PSK-STC復調器253を備えている。これらの変更により、無線受信機21では、第1の実施形態の無線受信機20とは異なり、16QAMの変復調にも対応することができる。

【0048】

第3の受信アンテナ143は、伝送路状況を推定するためのものであり、無線受信機21からの信号を受信する。伝送路推定器144は、第3の受信アンテナ143で受信した受信信号に基づいて無線受信機21が無線送信機11に送信した信号の周波数の伝送路状況を検出する。伝送路推定器144は、例えば、SNR(signal-to-noise ratio)により伝送路状況を検出する。伝送路のSNRは、例えば、本実施形態の無線送信機11が基地局、無線受信機21が端末である場合、端末から基地局に向けたアップリンクで伝送路状況を通知することによって、無線送信機11はダウンリンクの伝送路状況の検出が可能である。また、例えば、基地局と端末間の双方向通信が、同一周波数伝送路で時分割を行う場合は、基地局が受信する信号の品質から伝送路推定器144を使用して伝送路状況の検出が可能である。

【0049】

制御器145は、伝送路推定器144が検出した伝送路状況に応じて各変調器でどの変調方式を使用するかを示す指示を各変調器に指示する。後述する例では、伝送路推定器144が検出した伝送路状況であるSNRの大きさに応じて、制御を変更する。この制御は、SNRが変化しても正確な伝送を行うためには、SNRが高い場合は低い誤り耐性が許容され、SNRが低い場合は高い誤り耐性が要求されることに基づく。

具体的には、制御器145及び制御器255は、時刻tと時刻t+1において、SNRが高く、低い誤り耐性が許容される場合は、16ビットの情報に対して全て高効率のSDM伝送が行われるように制御し、SNRが中程度で、中程度の誤り耐性が要求される場合は、12ビットの情報に対してSDMとSTCの混合伝送で実行し、SNRが低く、強い誤り耐性が許容される場合は、8ビットの情報に対して全てSTC伝送が行われるように制御する。

【0050】

無線送信機11での制御器145が行う制御と同様に、無線受信機21でも制御器255が伝送路状況に応じた制御を行う。無線受信機21に含まれる16QAM・4PSK-

10

20

30

40

50

M L D復調器 2 5 0 及び 1 6 Q A M ・ 4 P S K - S T C 復調器 2 5 3 は、無線送信機 1 1 で選択された変調方式に対応した方式で復調する。また、無線受信機 2 1 に含まれる第 3 の 1 6 Q A M ・ 4 P S K 変調器 2 5 1 及び第 4 の 1 6 Q A M ・ 4 P S K 変調器 2 5 2 は、無線送信機 1 1 で選択された変調方式と同一の変調方式で変調する。これらの変調方式の情報は、無線送信機 1 1 が無線受信機 2 1 宛てに送信する送信信号に含めて送信する。その他の構成は、第 1 の実施形態と同様である。

【 0 0 5 1 】

次に、伝送路状況に応じた無線送信機 1 1 及び無線受信機 2 1 の制御内容を説明する。

(1) 無線受信機 2 1 が受信した受信信号の S N R が高いと判定された場合、(2) 無線受信機 2 1 が受信した受信信号の S N R が中程度と判定された場合、(3) 無線受信機 2 1 が受信した受信信号の S N R が低いと判定された場合、にわけて無線送信機 1 1 及び無線受信機 2 1 での変調方式及び復調方式を変更させる。ここで S N R の大きさは、第 1 及び第 2 の閾値 (第 1 の閾値 > 第 2 の閾値) との比較により、上記の (1) から (3) のいずれかになるかが判定される。すなわち、制御器 1 4 5 は、S N R が第 1 の閾値よりも大きい場合は (1) と判定し、S N R が第 1 の閾値以下で、かつ第 2 の閾値よりも大きい場合は (2) と判定し、S N R が第 2 の閾値以下である場合は (3) と判定する。これら第 1 及び第 2 の閾値は、無線送信機 1 1 及び無線受信機 2 1 の性能を参照して適切に設定することが必要であり、実験又はシミュレーション等を参照して設定することが望ましい。

【 0 0 5 2 】

(1) S N R が高い場合：1 6 Q A M 伝送を、全て S D M 伝送で実行する。すなわち、無線送信機 1 1 で、1 6 ビットの情報ビットを (x_1 、 x_2 、 \dots 、 x_{16}) とする。ただし、 x_i ($i = 1, 2, \dots, 16$) は、0、又は 1 である。ビット分割器 1 0 1 は、8 ビット (x_1 、 x_2 、 \dots 、 x_8) を、4 ビットずつ、第 1 の 1 6 Q A M ・ 4 P S K 変調器 1 4 0 に入力し、第 1 の 1 6 Q A M ・ 4 P S K 変調器 1 4 0 は、

$$A_1(t) = \pm(1, 2, \text{or}, 4) \pm(1, 2, \text{or}, 4)j,$$

$$A_1(t+1) = \pm(1, 2, \text{or}, 4) \pm(1, 2, \text{or}, 4)j$$

の 1 6 Q A M 信号を生成する。同様に、ビット分割器 1 0 1 は、8 ビット (x_9 、 x_{10} 、 \dots 、 x_{16}) を、4 ビットずつ、第 2 の 1 6 Q A M ・ 4 P S K 変調器 1 4 2 に入力し、第 2 の 1 6 Q A M ・ 4 P S K 変調器 1 4 2 は、

$$A_2(t) = \pm(1, 2, \text{or}, 4) \pm(1, 2, \text{or}, 4)j,$$

$$A_2(t+1) = \pm(1, 2, \text{or}, 4) \pm(1, 2, \text{or}, 4)j$$

の 1 6 Q A M 信号を生成する。そして、無線送信機 1 1 は、第 1 の送信アンテナ 1 0 7 から時刻 t に $A_1(t)$ を、時刻 $t+1$ に $A_1(t+1)$ をそれぞれ送信する。また、無線送信機 1 1 は、第 2 の送信アンテナ 1 0 8 から時刻 t に $A_2(t)$ を、時刻 $t+1$ に $A_2(t+1)$ をそれぞれ送信する。

【 0 0 5 3 】

無線受信機 2 1 では、1 6 Q A M ・ 4 P S K - M L D 復調器 2 5 0 が 1 6 Q A M 信号に対する M L D の復調により、情報ビット (x_1 、 x_2 、 \dots 、 x_{16}) を再生する。この場合は、1 6 Q A M ・ 4 P S K - S T C 変調器 1 4 1、第 3 の 1 6 Q A M ・ 4 P S K 変調器 2 5 1、第 4 の 1 6 Q A M ・ 4 P S K 変調器 2 5 2、1 6 Q A M ・ 4 P S K - S T C 復調器 2 5 3 を動作させる必要はなく、制御器 2 5 5 は、これらの電源をオフにする又は、バッテリーセービングモードに設定する制御をする。

【 0 0 5 4 】

(2) S N R が中程度の場合：第 1 の実施形態と同様に、1 2 ビットの情報ビット (x_1 、 x_2 、 \dots 、 x_{12})、に対する伝送を、大振幅の 4 P S K 信号に対する S D M 伝送、小振幅の 4 P S K 信号に対する S T C 伝送の混合で実行する。

【 0 0 5 5 】

(3) S N R が低い場合：1 6 Q A M 伝送を、全て S T C 伝送で実行する。すなわち、無線送信機 1 1 で、8 ビットの情報ビットを (x_1 、 x_2 、 \dots 、 x_8) とする。

ただし、 x_i ($i = 1, 2, \dots, 8$) は、0、又は1である。ビット分割器101は、8ビット(x_1, x_2, \dots, x_8)を、4ビットずつ、16QAM・4PSK-STC変調器141に入力し、16QAM・4PSK-STC変調器141は、

$$B_1(t) = \pm(12, \text{ or }, 4) \pm (12, \text{ or }, 4)j,$$

$$B_1(t+1) = \pm(12, \text{ or }, 4) \pm (12, \text{ or }, 4)j$$

の第1系列の16QAM信号と、

$$B_2(t) = \pm(12, \text{ or }, 4) \pm (12, \text{ or }, 4)j,$$

$$B_2(t+1) = \pm(12, \text{ or }, 4) \pm (12, \text{ or }, 4)j$$

の第2系列の16QAM信号を生成する。ただし、

$$B_2(t) = -B_1(t+1)^*,$$

$$B_2(t+1) = B_1(t)^*,$$

の関係がある。このSTCは第1の実施形態と同様に、Alamoutiの方法に基づいている。そして、無線送信機11は、第1の送信アンテナ107から時刻 t に $B_1(t)$ を、時刻 $t+1$ に $B_1(t+1)$ をそれぞれ送信する。また、無線送信機11は、第2の送信アンテナ108から、時刻 t に $B_2(t)$ を、時刻 $t+1$ に $B_2(t+1)$ をそれぞれ送信する。

【0056】

無線受信機21では、16QAM・4PSK-STC復調器253が16QAM信号に対するSTCの復調により、情報ビット(x_1, x_2, \dots, x_8)を再生する。この場合は、第1の16QAM・4PSK変調器140、第2の16QAM・4PSK変調器142、16QAM・4PSK-MLD復調器250、第3の16QAM・4PSK変調器251、第4の16QAM・4PSK変調器252を動作させる必要はなく、制御器255は、これらの電源をオフにする又は、バッテリーセービングモードに設定する制御をする。

【0057】

なお、上記の適応制御では、変調の形態により、送信平均電力が異なるため、変調の形態に応じて、送信電力の利得調整が必要である。

【0058】

以上をまとめると、時刻 t と $t+1$ において、SNRが高く、低い誤り耐性が許容される場合は、16ビットの情報に対して全て高効率のSDM伝送で実行し、SNRが中程度で、中程度の誤り耐性が要求される場合は、12ビットの情報に対してSDMとSTCの混合伝送で実行し、SNRが低く、強い誤り耐性が許容される場合は、8ビットの情報に対して全てSTC伝送で実行する。

したがって、SNRに応じて、伝送効率と誤り耐性の適切なトレードオフが実現される。

【0059】

受信機では、送信の変調の方式を知る必要があるが、通信では、情報ビットの送受信以外に、制御信号の送受信を行っており、その制御信号に、現在の送信が、いかなる変調方式であるかの制御情報が含まれていると、受信機は受信した信号の変調方式を識別できる。

【0060】

上記のSNRに基づく適応制御は、送受信アンテナ間の経路の相関の大小による適応制御に置き換えることができる。すなわち、時刻 t と時刻 $t+1$ において、相関が低く、受信機でSDMの分離復調が高精度に行える場合は、16ビットの情報に対して全て高効率のSDM伝送で実行し、相関が中程度の場合は、12ビットの情報に対してSDMとSTCの混合伝送で実行し、相関が高く、受信機でSDMの分離復調が困難な場合は、8ビットの情報に対して全てSTC伝送で実行する。

【0061】

(第3の実施形態)

本実施形態では、伝送路状況、例えばSNRに関わらず、最低限の4PSKの伝送が確

10

20

30

40

50

保され、伝送路状況に応じて、伝送効率を高める無線通信システムを図7を参照して説明する。

【0062】

本実施形態の無線通信システムでは、第2の実施形態の無線送信機11での第1の16QAM・4PSK変調器140、16QAM・4PSK-STC変調器141、第2の16QAM・4PSK変調器142の代わりに、無線送信機12では、第1の4PSK・16QAM・64QAM変調器150、第1の4PSK-STC変調器151、第2の4PSK・16QAM・64QAM変調器152を備えている。この変更に伴い、無線受信機22では、第2の実施形態の無線受信機21での16QAM・4PSK-MLD復調器250、第3の16QAM・4PSK変調器251、第4の16QAM・4PSK変調器252、16QAM・4PSK-STC復調器253の代わりに、4PSK-STC復調器260、第2の4PSK-STC変調器261、4PSK・16QAM・64QAM-STC復調器262を備えている。この他の構成は第2の実施形態と同様である。

10

【0063】

本実施形態では、時刻 t と時刻 $t+1$ において、4ビット(x_1, x_2, x_3, x_4)は、常に4PSKのSTC伝送が行われており、SNRに関わらず、強い誤り耐性が確保されるように制御器145及び制御器255が制御するので、確実な伝送がなされる。SNRの向上に伴い、付加的なビットがSDMにより伝送され、SNRが高いほど、制御器145及び制御器255は付加的なビットに対する変調多値数、4、16、64、と多くするように制御し、伝送効率を増大させる。本実施形態は、SNRに関わらず、たとえ伝送ビットが少なくとも、確実な伝送を実行したい場合に適用される。

20

【0064】

次に、伝送路状況に応じた無線送信機12及び無線受信機22の制御内容を説明する。

(1)無線受信機21が受信した受信信号のSNRが低いと判定された場合、(2)無線受信機21が受信した受信信号のSNRが中程度と判定された場合、(3)無線受信機21が受信した受信信号のSNRが高いと判定された場合、(4)無線受信機21が受信した受信信号のSNRが(3)の場合よりもさらに高いと判定された場合、にわけて無線送信機11及び無線受信機21での変調方式及び復調方式を変更させる。ここでSNRの大きさは、第1、第2及び第3の閾値(第1の閾値>第2の閾値>第3の閾値)との比較により、上記の(1)から(3)のいずれかになるかが判定される。すなわち、制御器145は、SNRが第3の閾値以下の場合(1)と判定し、SNRが第3の閾値よりも大きく、かつ第2の閾値以下である場合は(2)と判定し、SNRが第2の閾値よりも大きく、かつ第1の閾値以下である場合は(3)と判定し、SNRが第1の閾値よりも大きい場合は(4)と判定する。これら第1、第2及び第3の閾値は、無線送信機12及び無線受信機22の性能を参照して適切に設定することが必要であり、実験又はシミュレーション等を参照して設定することが望ましい。

30

【0065】

(1)SNRが低い場合：4PSKのSTC伝送を実行する。すなわち、無線送信機12で、4ビットの情報ビットを(x_1, x_2, x_3, x_4)とする。ただし、 x_i ($i=1, 2, 3, 4$)は、0、又は1である。ビット分割器101は、この4ビット(x_1, x_2, x_3, x_4)を、2ビットずつ、第1の4PSK-STC変調器151に投入し、第1の4PSK-STC変調器151は、

$$A_1(t) = \pm 8 \pm 8j、$$

$$A_1(t+1) = \pm 8 \pm 8j$$

の第1系列の4PSK信号と、

$$A_2(t) = \pm 8 \pm 8j、$$

$$A_2(t+1) = \pm 8 \pm 8j$$

の第2系列の4PSK信号を生成する。ただし、

$$A_2(t) = -A_1(t+1)^*、$$

$$A_2(t+1) = A_1(t)^*$$

40

50

の関係がある。このSTCは第1の実施形態と同様に、Alamoutiの方法に基づいている。そして、無線送信機12は、第1の送信アンテナ107から、時刻 t に $A_1(t)$ を、時刻 $t+1$ に $A_1(t+1)$ をそれぞれ送信する。また、無線送信機12は、第2の送信アンテナ108から、時刻 t に $A_2(t)$ を、時刻 $t+1$ に $A_2(t+1)$ をそれぞれ送信する。

【0066】

無線受信機22では、4PSK-STC復調器260が4PSK信号に対するSTCの復調により、情報ビット(x_1, x_2, x_3, x_4)を再生する。この場合は、第1の4PSK・16QAM・64QAM変調器150、第2の4PSK・16QAM・64QAM変調器152、第2の4PSK-STC変調器261、4PSK・16QAM・64QAM-STC復調器262を動作させる必要はなく、制御器255は、これらの電源をオフにする又は、バッテリーセービングモードに設定する制御をする。

10

【0067】

(2) SNRが中程度の場合：4PSKのSTCと4PSKのSDMの混合伝送を実行する。すなわち、無線送信機12で、12ビットの情報ビットを(x_1, x_2, \dots, x_{12})とする。ただし、 x_i ($i=1, 2, \dots, 12$)は、0、又は1である。ビット分割器101は、このうちの4ビット(x_1, x_2, x_3, x_4)を、2ビットずつ、第1の4PSK-STC変調器151に入力し、第1の4PSK-STC変調器151は、

$$\begin{aligned} A_1(t) &= \pm 8 \pm 8j, \\ A_1(t+1) &= \pm 8 \pm 8j \end{aligned}$$

20

の第1系列の4PSK信号と、

$$\begin{aligned} A_2(t) &= \pm 8 \pm 8j, \\ A_2(t+1) &= \pm 8 \pm 8j \end{aligned}$$

の第2系列の4PSK信号を生成する。ただし、

$$\begin{aligned} A_2(t) &= -A_1(t+1)^*, \\ A_2(t+1) &= A_1(t)^* \end{aligned}$$

の関係がある。次に、ビット分割器101は、4ビット(x_5, x_6, x_7, x_8)を、2ビットずつ、第1の4PSK・16QAM・64QAM変調器150に入力し、第1の4PSK・16QAM・64QAM変調器150は、

30

$$\begin{aligned} B_1(t) &= \pm 4 \pm 4j, \\ B_1(t+1) &= \pm 4 \pm 4j \end{aligned}$$

の4PSK信号を生成する。同様に、ビット分割器101は、4ビット($x_9, x_{10}, x_{11}, x_{12}$)を、2ビットずつ、第2の4PSK・16QAM・64QAM変調器152に入力し、第2の4PSK・16QAM・64QAM変調器152は、

$$\begin{aligned} B_2(t) &= \pm 4 \pm 4j, \\ B_2(t+1) &= \pm 4 \pm 4j \end{aligned}$$

の4PSK信号を生成する。そして、無線送信機12は、第1の送信アンテナ107から時刻 t に $A_1(t) + B_1(t)$ を、時刻 $t+1$ に $A_1(t+1) + B_1(t+1)$ をそれぞれ送信する。また、無線送信機12は、第2の送信アンテナ108から時刻 t に $A_2(t) + B_2(t)$ を、時刻 $t+1$ に $A_2(t+1) + B_2(t+1)$ をそれぞれ送信する。すなわち、各アンテナから時刻 t と時刻 $t+1$ に送信される信号は、それぞれ、大振幅の4PSK信号と、小振幅の4PSK信号が合成された16QAM信号となっている。

40

【0068】

無線受信機22では、まず4PSK-STC復調器260が受信信号に対して4PSKのSTC復調を行い、(x_1, x_2, x_3, x_4)を再生した後、第2の4PSK-STC変調器261、加算器207、208、減算器209、210が、受信信号から、 $A_1(t)$ 、 $A_1(t+1)$ 、 $A_2(t)$ 、 $A_2(t+1)$ 成分を除去した後、4PSK・16QAM・64QAM-STC復調器262が4PSK信号に対するMLD復調を行い、(x_5, x_6, \dots, x_{12})を再生する。

50

【 0 0 6 9 】

(3) S N R が高い場合： 4 P S K の S T C と 1 6 Q A M の S D M の混合伝送を実行する。すなわち、無線送信機 1 2 で、 2 0 ビットの情報ビットを $(x_1, x_2, \dots, x_{20})$ とする。ただし、 x_i ($i = 1, 2, \dots, 20$) は、 0、又は 1 である。ビット分割器 1 0 1 は、このうちの 4 ビット (x_1, x_2, x_3, x_4) を、 2 ビットずつ、第 1 の 4 P S K - S T C 変調器 1 5 1 に入力し、第 1 の 4 P S K - S T C 変調器 1 5 1 は、

$$A_1(t) = \pm 8 \pm 8j, \\ A_1(t+1) = \pm 8 \pm 8j$$

の第 1 系列の 4 P S K 信号と、

$$A_2(t) = \pm 8 \pm 8j, \\ A_2(t+1) = \pm 8 \pm 8j$$

の第 2 系列の 4 P S K 信号を生成する。ただし、

$$A_2(t) = -A_1(t+1)^*, \\ A_2(t+1) = A_1(t)^*,$$

の関係がある。次に、ビット分割器 1 0 1 は、 8 ビット $(x_5, x_6, \dots, x_{12})$ を、 4 ビットずつ、第 1 の 4 P S K ・ 1 6 Q A M ・ 6 4 Q A M 変調器 1 5 0 に入力し、第 1 の 4 P S K ・ 1 6 Q A M ・ 6 4 Q A M 変調器 1 5 0 は、

$$B_1(t) = \pm(6, \text{or}, 2) \pm(6, \text{or}, 2)j, \\ B_1(t+1) = \pm(6, \text{or}, 2) \pm(6, \text{or}, 2)j,$$

の 1 6 Q A M 信号を生成する。同様に、ビット分割器 1 0 1 は、 8 ビット $(x_{13}, x_{14}, \dots, x_{20})$ を、 4 ビットずつ、第 2 の 4 P S K ・ 1 6 Q A M ・ 6 4 Q A M 変調器 1 5 2 に入力し、第 2 の 4 P S K ・ 1 6 Q A M ・ 6 4 Q A M 変調器 1 5 2 は、

$$B_2(t) = \pm(6, \text{or}, 2) \pm(6, \text{or}, 2)j, \\ B_2(t+1) = \pm(6, \text{or}, 2) \pm(6, \text{or}, 2)j,$$

の 1 6 Q A M 信号を生成する。そして、無線送信機 1 2 は、第 1 の送信アンテナ 1 0 7 から時刻 t に $A_1(t) + B_1(t)$ を、時刻 $t + 1$ に $A_1(t+1) + B_1(t+1)$ をそれぞれ送信する。また、無線送信機 1 2 は、第 2 の送信アンテナ 1 0 8 から時刻 t に $A_2(t) + B_2(t)$ を、時刻 $t + 1$ に $A_2(t+1) + B_2(t+1)$ をそれぞれ送信する。すなわち、各アンテナから時刻 t と時刻 $t + 1$ に送信される信号は、それぞれ、大振幅の 4 P S K 信号と、小振幅の 1 6 Q A M 信号が合成された 6 4 Q A M 信号となっている。

【 0 0 7 0 】

無線受信機 2 2 では、まず第 2 の 4 P S K - S T C 変調器 2 6 1 が受信信号に対して 4 P S K の S T C 復調を行い、 (x_1, x_2, x_3, x_4) を再生した後、第 2 の 4 P S K - S T C 変調器 2 6 1、加算器 2 0 7、2 0 8、減算器 2 0 9、2 1 0 が、受信信号から、 $A_1(t)$ 、 $A_1(t+1)$ 、 $A_2(t)$ 、 $A_2(t+1)$ 成分を除去した後、 4 P S K ・ 1 6 Q A M ・ 6 4 Q A M - S T C 復調器 2 6 2 が 1 6 Q A M 信号に対する M L D 復調を行い、 $(x_5, x_6, \dots, x_{20})$ を再生する。

【 0 0 7 1 】

(4) S N R がさらに高い場合： 4 P S K の S T C と 6 4 Q A M の S D M の混合伝送を実行する。すなわち、無線送信機 1 2 で、 2 8 ビットの情報ビットを $(x_1, x_2, \dots, x_{28})$ とする。ただし、 x_i ($i = 1, 2, \dots, 28$) は、 0、又は 1 である。ビット分割器 1 0 1 は、(3) の場合と同様に、このうちの 4 ビット (x_1, x_2, x_3, x_4) を、 2 ビットずつ、第 1 の 4 P S K - S T C 変調器 1 5 1 に入力し、第 1 の 4 P S K - S T C 変調器 1 5 1 は、(3) の場合と同様に、

$$A_1(t) = \pm 8 \pm 8j, \\ A_1(t+1) = \pm 8 \pm 8j,$$

の第 1 系列の 4 P S K 信号と、

$$A_2(t) = \pm 8 \pm 8j,$$

10

20

30

40

50

$A_2(t+1) = \pm 8 \pm 8j$ 、
の第2系列の4PSK信号を生成する。ただし、

$$A_2(t) = -A_1(t+1)^*$$

$$A_2(t+1) = A_1(t)^*$$

の関係がある。次に、ビット分割器101は、12ビット(x_5, x_6, \dots, x_{16})を、6ビットずつ、第1の4PSK・16QAM・64QAM変調器150に入力し、第1の4PSK・16QAM・64QAM変調器150は、

$$B_1(t) = \pm(7, \text{or}, 5, \text{or}, 3, \text{or}, 1) \pm(7, \text{or}, 5, \text{or}, 3, \text{or}, 1)j$$

$$B_1(t+1) = \pm(7, \text{or}, 5, \text{or}, 3, \text{or}, 1) \pm(7, \text{or}, 5, \text{or}, 3, \text{or}, 1)j \quad 10$$

の64QAM信号を生成する。同様に、ビット分割器101は、12ビット($x_{17}, x_{18}, \dots, x_{28}$)を、6ビットずつ、第2の4PSK・16QAM・64QAM変調器152に入力し、第2の4PSK・16QAM・64QAM変調器152は、

$$B_2(t) = \pm(7, \text{or}, 5, \text{or}, 3, \text{or}, 1) \pm(7, \text{or}, 5, \text{or}, 3, \text{or}, 1)j$$

$$B_2(t+1) = \pm(7, \text{or}, 5, \text{or}, 3, \text{or}, 1) \pm(7, \text{or}, 5, \text{or}, 3, \text{or}, 1)j$$

の64QAM信号を生成する。そして、無線送信機12は、第1の送信アンテナ107から時刻tに $A_1(t) + B_1(t)$ を、時刻t+1に $A_1(t+1) + B_1(t+1)$ をそれぞれ送信する。また、無線送信機12は、第2の送信アンテナ108から時刻tに $A_2(t) + B_2(t)$ を、時刻t+1に $A_2(t+1) + B_2(t+1)$ をそれぞれ送信する。すなわち、各アンテナから時刻tと時刻t+1に送信される信号は、それぞれ、大振幅の4PSK信号と、小振幅の64QAM信号が合成された256QAM信号となっている。 20

【0072】

無線受信機22では、まず第2の4PSK-STC変調器261が受信信号に対して4PSKのSTC復調を行い、(x_1, x_2, x_3, x_4)を再生した後、第2の4PSK-STC変調器261、加算器207、208、減算器209、210が、受信信号から、 $A_1(t), A_1(t+1), A_2(t), A_2(t+1)$ 成分を除去した後、4PSK・16QAM・64QAM-STC復調器262が64QAM信号に対するMLD復調を行い、(x_5, x_6, \dots, x_{28})を再生する。 30

【0073】

なお、上記の適応制御では、変調の形態により、送信平均電力が異なるため、変調の形態に応じて、送信電力の利得調整が必要である。

【0074】

以上をまとめると、時刻tとt+1において、4ビット(x_1, x_2, x_3, x_4)は、常に4PSKのSTC伝送が行われており、SNRに関わらず、強い誤り耐性が確保されており、確実な伝送がなされる。SNRの向上に伴い、付加的なビットがSDMにより伝送され、SNRが高いほど、付加的なビットに対する変調多値数、4、16、64、と多くなり、伝送効率が増す。また、上記のSNRに基づく適応制御は、送受信アンテナ間の経路の相関の大小による適応制御に置き換えることができる。 40

【0075】

(第4の実施形態)

本実施形態では、種々の多値変調用の時空間符号を用いる方式を用いる伝送システムに対して、同等の伝送特性を4PSKのSTCにより実現することにより、回路の簡略化を図ることができる。多値変調信号を複数の4PSK信号に分割することにより、回路が4PSK用のSTC符号化・復号器だけで済み、また、この場合、状態数を増加しても、16、64QAM用STCの場合のような、膨大な演算量とはならない利点があることを以下に説明する。

【 0 0 7 6 】

本実施形態の無線通信システムは、図 8 に示しように、無線送信機 1 3 と無線受信機 2 3 からなる。無線送信機 1 3 は、ビット分割器 1 5 5、第 1 の S T T C 符号化器 1 5 6、第 2 の S T T C 符号化器 1 5 7、加算器 1 0 5、1 0 6、各加算器につながる送信アンテナを備えている。無線受信機 2 3 は、1 つの受信アンテナ、受信アンテナから信号を入力する加算器 2 6 5、伝送路推定器 2 6 6、第 1 の S T T C 復号器 2 6 7、第 3 の S T T C 符号化器 2 6 8、第 2 の S T T C 復号器 2 7 3、乗算器 2 6 9、2 7 0、加算器 2 7 1、2 7 2、ビット合成器 2 7 4 を備えている。

1 6 Q A M (Quadrature Amplitude Modulation) 信号を対象とした時空間符号化伝送を例に、以下、図 8 を参照しながら本実施形態について詳細に説明する。

10

【 0 0 7 7 】

1 6 Q A M の 4 ビットのデータから定まる 1 6 種類の複素数信号を

$$(\pm 1, \pm 3) + (\pm 1, \pm 3)j$$

と表したとき、この複素数信号は、それぞれ 2 ビットのデータで定まる大振幅と小振幅の 2 個の 4 P S K 信号、

$$\pm 2 \pm 2j \quad (\text{大振幅}),$$

$$\pm 1 \pm 1j \quad (\text{小振幅})$$

の加算で表すことができる。大振幅の 4 P S K 信号を決定する 2 ビットデータは、小振幅の 4 P S K 信号を決定する 2 ビットデータよりも伝送誤りを生じにくいという特徴がある。

20

【 0 0 7 8 】

無線送信機 1 3 では、ビット分割器 1 5 5 が送信ビット列を 4 ビット毎に分割し、さらに各 4 ビットデータを 2 ビット毎に分割して、一方の 2 ビットを、大振幅の 4 P S K 信号に割り当てるデータ、他方の 2 ビットを、小振幅の 4 P S K 信号に割り当てるデータとする。

【 0 0 7 9 】

第 1 の S T T C 符号化器 1 5 6 は、ビット分割器 1 5 5 から大振幅の 4 P S K 信号に割り当てるデータを入力し、第 2 の S T T C 符号化器 1 5 7 は、ビット分割器 1 5 5 から小振幅の 4 P S K 信号に割り当てるデータを入力する。

【 0 0 8 0 】

各 2 ビットのデータは、上述した実施形態のように 4 P S K 変調器ではなく、4 P S K 用の時空間トレリス符号 (S T T C : Space-time trellis codes) の符号化器にそれぞれ入力して、4 P S K 符号化信号を生成するが、ここで S T T C 符号化器として、例えば、文献

30

A. van Zelst, R. van Nee, and G. A. Awater, "Space Division Multiplexing (SDM) for OFDM System", IEEE Proceeding of VTC-Spring 2000, pp. 6-10, 1998.

に示されているトレリス遷移の状態数が 4 で、かつ、2 個の送信アンテナから送信するものを用いる。この S T T C 符号化器の状態遷移を図 9 (a) に示す。

【 0 0 8 1 】

第 1 の S T T C 符号化器 1 5 6 及び第 2 の S T T C 符号化器 1 5 7 では、4 P S K の 4 種類の複素数信号を、4 個の整数信号、0、1、2、3 で表す。そして、複数の信号からなる信号列をフレームと呼ぶとき、4 P S K 変調器の出力フレーム、すなわち、S T T C 符号化器の入力フレームが、例えば、次の 6 つの信号からなるものが 1 フレームとして、

$$0, 2, 3, 1, 2, 0$$

であるとき、第 1 の送信アンテナに入力する第 1 の S T T C 出力フレームは、

$$0, 0, 2, 3, 1, 2$$

そして、第 2 の送信アンテナに入力する第 2 の S T T C 出力フレームは、

$$0, 2, 3, 1, 2, 0$$

となる。このフレーム内の各整数信号を、それぞれ複素数信号に戻して、各アンテナから送信する。

30

40

50

【0082】

この原理に基づき、ビット分割器155は一方の2ビットデータを第1のSTTC符号化器156に入力して、第1のSTTC符号化器156が第1、第2の送信アンテナから送出する信号、

$$u_1(k) = \pm 2 \pm 2j, u_2(k) = \pm 2 \pm 2j$$

をそれぞれ生成する。kは時刻を表す信号番号である。同様に、ビット分割器155は他方の2ビットデータを、第2のSTTC符号化器に入力して、第2のSTTC符号化器157が第1、第2の送信アンテナから送出する信号、

$$v_1(k) = \pm 1 \pm 1j, v_2(k) = \pm 1 \pm 1j$$

をそれぞれ生成する。すると、第1の送信アンテナ、第2の送信アンテナからの出力信号は、加算器105、106によって、それぞれ、

$$u_1(k) + v_1(k), u_2(k) + v_2(k)$$

になる。

【0083】

伝送路状況を、各信号フレーム内で定常、かつ、周波数選択性のないフェージング環境を想定すると、送信アンテナから送信された信号は、伝送路33で雑音、利得等の影響を受ける。第1の送信アンテナから受信アンテナまでのパス利得を h_1 、第2の送信アンテナから受信アンテナまでのパス利得を h_2 とし、これらのパス利得は時刻tとt+1の間で一定とすると、時刻tの受信アンテナの入力は、

$$r(k) = h_1(u_1(k) + v_1(k)) + h_2(u_2(k) + v_2(k)) + n(k) \quad 20$$

と表すことができる。ここで、 h_1 、 h_2 は、互いに無相関な複素ガウス信号とする。 $n(k)$ は付加雑音で複素ガウス信号である。送信信号には、情報信号とは別に、パイロット信号が多重されており、無線受信機23で、そのパイロット信号を受信して、伝送路推定器266により伝送路推定がなされ、 h_1 、 h_2 を正確に検出されたと仮定する。

【0084】

無線受信機23では、第1のSTTC復号器267、第2のSTTC復号器273により、2段階の復号を行う。まず、第1のSTTC復号器267は、第1のSTTC符号化器156の出力信号に対する復号を行う。

第1のSTTC復号器267は、第1のSTTC符号化器156によって生成されたとあろうSTTC信号の第1アンテナから送出する信号、第2アンテナから送出する信号を、それぞれ、 $p_1(k)$ 、 $p_2(k)$ と想定する。 $p_1(k)$ 、 $p_2(k)$ の候補は、それぞれ、 $\pm 2 \pm 2j$ の4通りである。第1のSTTC復号器267は、

$$d_1 = |r(k) - h_1 p_1(k) - h_2 p_2(k)|^2$$

を評価値として、 d_1 が最小となるような、 $p_1(k)$ 、 $p_2(k)$ の信号列をビタピアルゴリズムにより探索する。このことは、第1のSTTC符号化器156に入力した最も尤もらしい信号(すなわち、符号化される前のビット列)を探索していることに対応する。

【0085】

次に、第2のSTTC符号化器157で変調されたビットを得るために、再び第1のSTTC復号器267で得られたビットを変調し、伝送路推定器266で得られた h_1 、 h_2 を使用して伝送路レプリカにより伝送路を再現し、伝送路33を経た $u_1(k)$ と $u_2(k)$ を計算し、受信アンテナで受信した受信信号から $v_1(k)$ と $v_2(k)$ を求め、これを復調することにより、第2のSTTC符号化器157で変調される前のビットを得ることができる。

【0086】

すなわち、探索された第1のSTTC符号化器156の入力信号を、第3のSTTC符号化器268でSTTC符号化を行う。また、第3のSTTC符号化器268は第1のSTTC符号化器156と同一の特性を有する。第3のSTTC符号化器268により生成された信号は、

$$u_1(k) = \pm 2 \pm 2j, u_2(k) = \pm 2 \pm 2j$$

になる。受信信号 $r(k)$ に含まれる $u_1(k)$ 、 $u_2(k)$ 成分を、図 8 に示した、乗算器 269、270、加算器 271 からなる伝送レプリカを使用して、

$$s(k) = r(k) - h_1 u_1(k) - h_2 u_2(k)$$

により、除去する。そして、第 2 の STTC 復号器 273 は、第 2 の STTC 符号化器 157 の出力信号に対する復号を行う。第 2 の STTC 復号器 273 は、第 2 の STTC 符号化器 157 によって生成されたであろう STTC 信号の第 1 の送信アンテナからの送信信号、第 2 の送信アンテナからの送信信号を、それぞれ、 $q_1(k)$ 、 $q_2(k)$ と想定する。 $q_1(k)$ 、 $q_2(k)$ の候補は、整数で表すと、それぞれ、0、1、2、3 である。第 2 の STTC 復号器 273 は、

$$d_2 = |s(k) - h_1 q_1(k) - h_2 q_2(k)|^2$$

を評価値として、 d_2 が最小となるような、 $q_1(k)$ 、 $q_2(k)$ の信号列をビタビアルゴリズムにより探索する。このことは、第 2 の STTC 符号化器 157 に入力したのも最も尤もらしい信号（すなわち、符号化される前のビット列）を探索していることに対応する。

【0087】

すなわち、無線受信機 23 では受信信号に対して、まず、第 1 の STTC 符号化器 156 の入力を第 1 の STTC 復号器 267 により再生し、受信信号から、第 1 の STTC 符号化信号成分を除去した後、第 2 の STTC 符号化器 157 の入力を第 2 の STTC 復号器 273 により再生している。以上により、16QAM 信号の STTC 伝送を、2 個の 4-STTC 伝送により実現できる。

【0088】

本実施形態では、STTC の状態数は 4 であるが、STTC の状態数は 4 に限定されず、従来の 8、16 などの状態数の STTC を用いることができる。このように、状態数を増加したほうが、復号特性は向上する。例えば、状態数 8 の場合の状態遷移は、図 9 (b) に示したようになる。

【0089】

また、第 1 の STTC 符号化器 156 及び第 2 の STTC 符号化器 157 の状態数は同一である必要はない。また、本実施形態では、送信アンテナの数は 2、受信アンテナの数は 1 としたが、これには限定されない。特に、受信アンテナの数は、送信側の構成を変更することなく、容易に増やすことができる。

【0090】

(第 5 の実施形態)

本実施形態は、64QAM 伝送へ適用した実施形態を図 10 を用いて示す。すなわち、本実施形態では、第 4 の実施形態のように 16QAM 伝送にしか適用できないわけではないことの一例を示す。

【0091】

64QAM の 6 ビットのデータから定まる 64 種類の複素数信号を

$$(\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7) + (\pm 1, \pm 3, \pm 5, \pm 7)j$$

と表したとき、この複素数信号は、2 ビットのデータで定まる大振幅、中振幅、そして、小振幅の 3 個の 4PSK 信号

$$\pm 4 \pm 4j \quad (\text{大振幅}),$$

$$\pm 2 \pm 2j \quad (\text{中振幅}),$$

$$\pm 1 \pm 1j \quad (\text{小振幅})$$

の加算で表すことができる。振幅の大きな 4PSK 信号を決定する 2 ビットデータは、振幅の小さな 4PSK 信号を決定する 2 ビットデータよりも伝送誤りを生じにくいという特徴がある。

【0092】

無線送信機 14 では、ビット分割器 160 が、送信ビット列を 6 ビット毎に分割し、さらに各 6 ビットデータを 2 ビット毎に分割して、各 2 ビットデータを、第 1 の STTC 符

10

20

30

40

50

号化器 156、第2のSTTC符号化器 157、第3のSTTC符号化器 161に、それぞれ入力して各符号化器がそれぞれ、符号化出力信号、 $u_1(k)$ 及び $u_2(k)$ 、 $v_1(k)$ 及び $v_2(k)$ 、 $w_1(k)$ 及び $w_2(k)$ を生成する。そして、第1の送信アンテナ、第2の送信アンテナからの出力信号は、加算器 105、106によって、それぞれ

$$u_1(k) + v_1(k) + w_1(k)、$$

$$u_2(k) + v_2(k) + w_2(k)$$

になる。

【0093】

伝送路状況を、各信号フレーム内で定常、かつ、周波数選択性のないフェージング環境を想定する送信アンテナから送信された信号は、伝送路 33で雑音、利得等の影響を受ける。第1の送信アンテナから受信アンテナまでのパス利得を h_1 、第2の送信アンテナから受信アンテナまでのパス利得を h_2 とし、これらのパス利得は時刻 t と $t+1$ の間で一定とすると、時刻 t の受信アンテナの入力は、

$$r(k) = h_1 (u_1(k) + v_1(k) + w_1(k)) + h_2 (u_2(k) + v_2(k) + w_2(k)) + n(k)$$

と表すことができる。 h_1 、 h_2 は、互いに無相関な複素ガウス信号とする。 $n(k)$ は付加雑音で複素ガウス信号である。送信信号には、情報信号とは別に、パイロット信号が多重されており、無線受信機 24で、そのパイロット信号を受信して、伝送路推定器 266により伝送路推定がなされ、 h_1 、 h_2 を正確に検出されたと仮定する。

【0094】

無線受信機 24では、第1のSTTC符号化器 156、第2のSTTC符号化器 157、第3のSTTC符号化器 161の4PSK用のSTTCを復号器により、3段階の復号を行う。まず、第1のSTTC復号器 267が、 $r(k)$ に対して、第1のSTTC符号化器 156の入力信号を第4の実施形態に示したようにして再生し、第4のSTTC符号化器 275により、

$$u_1(k) = \pm 4 \pm 4j、u_2(k) = \pm 4 \pm 4j$$

を再生する。受信信号 $r(k)$ に含まれる $u_1(k)$ 、 $u_2(k)$ 成分を、

$$s(k) = r(k) - h_1 u_1(k) - h_2 u_2(k)$$

により、除去する。次に、第2のSTTC復号器 276が、 $s(k)$ に対して、第2のSTTC符号化器 157の入力信号を再生し、第5のSTTC符号化器 278により、

$$v_1(k) = \pm 2 \pm 2j、v_2(k) = \pm 2 \pm 2j$$

を再生する。受信信号 $s(k)$ に含まれる $v_1(k)$ 、 $v_2(k)$ 成分を、

$$t(k) = s(k) - h_1 v_1(k) - h_2 v_2(k)$$

により、除去する。次に、第3のSTTC復号器 280が、 $s(k)$ に対して、第3のSTTC符号化器 161の入力信号を再生する。以上により、本実施形態によれば、64QAM伝送においても、64QAM用のSTTC符号化器及び復号器を用いることなく、4PSK用のSTTC符号化器及び復号器によるSTTC伝送を実現することができる。

【0095】

(第6の実施形態)

第4の実施形態では16PSK信号を2個の4PSK信号の合成とみなし、第2の実施形態では64QAM信号を3個の4PSK信号の合成とみなしたが、4PSKのみによる合成とみなすことに限定はされない。本実施形態では、この一例として、64QAM信号を4PSK信号と16QAM信号の合成と見なした場合の無線通信システムを図11を参照して説明する。

【0096】

64QAMの6ビットのデータから定まる64種類の複素数信号を、例えば、

$$(\pm 1、\pm 3、\pm 5、\pm 7) + (\pm 1、\pm 3、\pm 5、\pm 7)j$$

と表したとき、この複素数信号は、2ビットのデータで定まる4PSK信号

$$\pm 4 \pm 4j$$

10

20

30

40

50

と、4ビットのデータで定まる16QAM信号

$$(\pm 2 \pm 1) + (\pm 2 \pm 1)j$$

の加算で表すことができる。したがって、無線送信機15では、ビット分割器155が、送信ビット列を6ビット毎に分割し、さらにその6ビットを2ビットと4ビットに分割し、前者2ビットを4PSK用の第1のSTTC符号化器165に入力して符号化信号、

$$u_1(k), u_2(k) = \pm 4 \pm 4j$$

を生成し、後者2ビットを16QAM用の第2のSTTC符号化器166に入力して符号化信号、

$$v_1(k), v_2(k) = (\pm 2 \pm 1) + (\pm 2 \pm 1)j$$

を生成する。そして、第1送信アンテナから $u_1(k) + v_1(k)$ を、第2送信アンテナから $u_2(k) + v_2(k)$ を送信する。 10

【0097】

無線受信機25では、第4の実施形態での無線受信機23での動作のように、受信信号 $r(k)$ に対して、4PSK用の第1のSTTC復号器285により第1のSTTC符号化器165の入力を再生し、伝送レプリカを使用して、 $r(k)$ に含まれる $u_1(k)$ 、 $u_2(k)$ 成分を除去した $s(k)$ に対して、16QAM用の第2のSTTC復号器287により、第2のSTTC符号化器入力を再生する。

【0098】

(第7の実施形態)

第4、第5、第6の実施形態では、時空間符号化手法としてSTTCを用いたが、これには限定されない。本実施形態では、時空間符号として、STTCではなく、時空間ブロック符号(STBC: Space-Time Block Codes)を使用する一例を図12を参照して説明する。STBCについては、例えば、下記の文献に詳細に記載されている。 20

S. Alamouti, "A simple transmitter diversity technique for wireless communications", IEEE J. Select Areas. Commun., vol. 16, pp.1451-1258, . Oct. 1998.

本実施形態では、第4の実施形態での第1のSTTC符号化器156及び第3のSTTC符号化器268の代わりにそれぞれ第1のSTBC符号化器172及び第2のSTBC符号化器293、第1のSTTC復号器267の代わりにSTBC復号器290を用いる。

【0099】

STBCの符号化は、任意の複素数信号に対する線形変換であり、STBC符号化器(例えば、図12の第1のSTBC符号化器172、第2のSTBC符号化器293)に先立った変調器(図12の4PSK変調器171、292)によりビットデータが複素数信号に変換されている必要がある。したがって、STBC復号器(図12のSTBC復号器290)の後段には、複素数信号をビットデータに変換する復調器(図12の4PSK復調器291)を必要とする。 30

【0100】

無線送信機16では、ビット分割器170が、送信ビット列を4ビット毎に分割し、さらに各4ビットデータを2ビット毎に分割して、一方の2ビットを、4PSK変調器171に入力して、複素数の4PSK信号 $x(k) = \pm 2 \pm 2j$ を生成し、この信号を第1のSTBC符号化器172に入力する。第1のSTBC符号化器172の出力、すなわち、第1、第2の送信アンテナから送出する信号は、 40

$$u_1(k) = \pm 2 \pm 2j, u_2(k) = \pm 2 \pm 2j$$

である。ところで、これらの信号と、 $x(k)$ の関係は、

$$u_1(k) = x(k), u_1(k+1) = x(k+1),$$

$$u_2(k) = -x(k+1)^*, u_2(k+1) = x(k)^*$$

となる。すなわち、連続する2個の4PSK出力信号 $x(k)$ 、 $x(k+1)$ ごとに処理する。

【0101】

他方の2ビットデータは、STTC符号化器173に入力して、STTC符号化器17 50

3は、第1、第2の送信アンテナから送出する信号、

$$v_1(k) = \pm 1 \pm 1j, v_2(k) = \pm 1 \pm 1j$$

をそれぞれ生成する。したがって、第1と第2の送信アンテナからはそれぞれ、

$$u_1(k) + v_1(k), u_2(k) + v_2(k)$$

の出力信号が送信される。

【0102】

伝送路状況を、各信号フレーム内で定常、かつ、周波数選択性のないフェージング環境を想定する送信アンテナから送信された信号は、伝送路33で雑音、利得等の影響を受ける。第1の送信アンテナから受信アンテナまでのパス利得を h_1 、第2の送信アンテナから受信アンテナまでのパス利得を h_2 とし、これらのパス利得は時刻 t と時刻 $t+1$ の間

10

$$r(k) = h_1(u_1(k) + v_1(k)) + h_2(u_2(k) + v_2(k)) + n(k)$$

と表すことができる。 h_1 、 h_2 は、フェージング利得で、互いに無相関な複素ガウス信号とする。 $n(k)$ は付加雑音で、複素ガウス信号である。送信信号には、情報信号とは別に、パイロット信号が多重されており、無線受信機23で、そのパイロット信号を受信して、伝送路推定器266により伝送路推定がなされ、 h_1 、 h_2 を正確に検出されたと仮定する。

【0103】

無線受信機26では、STBC復号器290、STTC復号器294により、2段階の復号を行う。まず、STBC復号器290は、第1のSTBC符号化器172の出力信号に対する復号を行う。STBC復号器290は、受信信号 $r(k)$ に対して以下の演算を行い、 $y(k)$ 、 $y(k+1)$ を得る。

20

【0104】

$$y(k) = h_1^* r(k) - h_2 r(k+1)^* \\ y(k+1)^* = -h_2^* r(k) - h_1 r(k+1)^*$$

これらの $y(k)$ 、 $y(k+1)$ を4PSK復調器291で判定することにより、第1のビット列を再生する。すなわち、4PSK復調器291の出力信号が第1のビット列になる。

【0105】

30

次に、再生された第1のビット列を、無線受信機26の第2のSTBC符号化器293でSTBC符号化を行う。第2のSTBC符号化器は第1のSTBC符号化器と同一の特性を有するように設定されている。第2のSTBC符号化器293により生成された信号は、

$$u_1(k) = \pm 2 \pm 2j, u_2(k) = \pm 2 \pm 2j$$

になる。これらの信号により、伝送路レプリカを使用して受信信号 $r(k)$ に含まれる $u_1(k)$ 、 $u_2(k)$ 成分を、

$$s(k) = r(k) - h_1 u_1(k) - h_2 u_2(k)$$

により、除去する。そして、STTC復号器294が、 $s(k)$ に対して、STTC符号化器173出力信号に対する復号を行い、STTC符号化器173の入力信号を再生する

40

。すなわち、無線受信機26では受信信号に対して、まず、第1のビット列をSTBC復号により再生し、受信信号から、第1のSTBC符号化器172に基づく信号成分を除去した後、第2のビット列をSTTC復号により再生している。

以上により、STTCとSTBCを組み合わせた16QAM信号の時空間符号化を実現できる。

【0106】

(第8の実施形態)

本実施形態は、伝送路状況に応じて、伝送効率及び誤り耐性を制御する適応変調を適用する場合を図13を参照して説明する。

適応変調技術は、無線伝送で伝送路状況を観測して、伝送路状況が良好な場合は、例え

50

ば、64QAMによる効率伝送、伝送路状況が悪くなるにつれて16QAM、4PSK、と伝送効率を落として、その代わりに、誤り耐性を高める、という技術である。

従来のSTTCで、適応変調を行う場合、STTCは64QAM、16QAM、4PSKごとに、符号化器、復号器の構成が異なり、それぞれに応じたものを備える必要がある。

ところで、第4、第5の実施形態で示したことから明らかなように、4PSK用のSTTC符号化器、復号器で、16QAM、64QAMに対するSTTC符号化・復号が可能であるので、これらの実施形態を応用して適応変調を実現する。

【0107】

無線送信機17では、伝送路状況を把握する必要があるが、それは、双方向伝送が、同一周波数帯域で時分割に行われるTDD(Time Division Duplex)の場合は、送信アンテナが受信する受信信号から伝送路状態を推定する伝送路推定器があれば容易に行われる。また、双方向伝送が、異なる周波数帯域で行われるFDD(Frequency Division Duplex)の場合は、通信相手から、伝送路状況を通知してもらうことにより容易に行われる。図13は、前者の場合を想定している。

【0108】

本実施形態の無線通信システムは、上述した実施形態と異なる点は、無線送信機17ではスイッチON/OFF制御部180、送信ビット列の出力を切り替えることができるスイッチを有したビット分割器175を有することであり、これに応じて無線受信機27では、合成するビットを変更することが可能なビット合成器298を有する点である。この他の構成は上述した実施形態で説明したものである。

【0109】

伝送路推定器144は、ビット分割器175に含まれる、スイッチSW1-1、SW1-2、SW1-3のOn/Off制御と、第2のSTTC符号化器166、第3のSTTC符号化器176の電源のOn/Off制御を行う。なお、SW1-1は、運用時は常にOnである。

例えば、伝送路推定器144が、伝送路状態が雑音などで劣悪と判定した場合は、4PSKの符号化信号を送信するために、SW1-2とSW1-3をOffにして、第2のSTTC符号化器166及び第3のSTTC符号化器176の電源をOffにする。このときは、第1のSTTC符号化器165にのみ、送信ビットが供給され、第1のSTTC符号化器165の出力 $u_1(k)$ 、 $u_2(k)$ だけが出力され、第1、第2のアンテナから、送信される。このようにして、無線送信機17は4PSKの符号化信号を送信する。

【0110】

また、伝送路推定器144が、伝送路状態が中程度と判定した場合は、第4の実施形態で説明したように16QAMの符号化信号を送信するために、SW1-2をOn、SW1-3をOffにして、第2のSTTC符号化器166の電源をOn、第3のSTTC符号化器176の電源をOffにする。このときは、第1のSTTC符号化器165の出力 $u_1(k)$ 、 $u_2(k)$ 、及び、第2のSTTC符号化器166の出力 $v_1(k)$ 、 $v_2(k)$ が出力され、第1、第2のアンテナから送信される。このようにして、無線送信機17は16QAMの符号化信号を送信する。

【0111】

さらに、伝送路推定器144が、伝送路状態が良好であると判定した場合は、第5の実施形態で説明したように64QAMの符号化信号を送信するために、SW1-2、SW1-3をOnにして、第2のSTTC符号化器166、第3のSTTC符号化器176の電源をOnにする。このときは、第1のSTTC符号化器165の出力 $u_1(k)$ 、 $u_2(k)$ 、第2のSTTC符号化器166の出力 $v_1(k)$ 、 $v_2(k)$ 、及び、第3のSTTC符号化器176の出力 $w_1(k)$ 、 $w_2(k)$ が出力され、第1、第2のアンテナから送信される。このようにして、無線送信機17は、第2の実施形態に相当する64QAMの符号化信号を送信する。

【0112】

10

20

30

40

50

次に、無線受信機 27 での制御を説明する。

送信ビットに対する符号化信号は、パケットの情報フィールドに収められている。通常、送信信号はパケットの構造を有していることが多くので、パケット構造を有している場合にはこの符号化信号を含めることが可能である。また、パケットには各種の制御信号を収めるヘッダが存在する。このヘッダに、現在の送信信号が 4 P S K、1 6 Q A M、6 4 Q A M のいずれであるかの制御情報を含めておく。すると、無線受信機 27 は、このヘッダを参照して受信した信号がこれらのいずれかであることを識別することができる。

【0113】

無線受信機 27 では、ヘッダを参照して受信信号が 4 P S K、1 6 Q A M、6 4 Q A M のいずれであるかを判定する。この判定に基づいて、第 4 の S T T C 符号化器 275 及び第 2 の S T T C 復号器 276 の O n / O f f、第 5 の S T T C 符号化器 278 及び第 3 の S T T C 復号器 280 の O N / O F F、ビット合成器 298 内の各スイッチの O N / O F F を制御する。この制御は、無線受信機 27 内の制御部 (図示せず) が行う。なお、S W 2 - 1 は運用時は常に O n である。

10

【0114】

制御部が 4 P S K と判定した場合は、第 4 の S T T C 符号化器 275、第 2 の S T T C 復号器 276、第 5 の S T T C 符号化器 278、第 3 の S T T C 復号器 280 を O f f にし、S W 2 - 2、S W 2 - 3 を O f f とする。このときは、第 1 の S T T C 復号器 267 の出力が再生ビットとなり、4 P S K の符号化伝送のデータ再生となる。

【0115】

また、制御部が 1 6 P S K と判定した場合は、第 4 の S T T C 符号化器 275、第 2 の S T T C 復号器 276 は O n にし、第 5 の S T T C 符号化器 278、第 3 の S T T C 復号器 280 は O f f にし、S W 2 - 2 を O n、S W 2 - 3 を O f f とする。このときは、第 1 の S T T C 復号器 267 と第 2 の S T T C 復号器 276 の出力が再生ビットとなり、第 4 の実施形態に相当する 1 6 Q A M の符号化伝送のデータ再生となる。

20

【0116】

さらに、制御部が 6 4 Q A M と判定した場合は、第 4 の S T T C 符号化器 275、第 2 の S T T C 復号器 276、第 5 の S T T C 符号化器 278、第 3 の S T T C 復号器 280 を O n にし、S W 2 - 2、S W 2 - 3 を O n にする。このときは、第 1 の S T T C 復号器 267 と第 2 の S T T C 復号器 276 と第 3 の S T T C 復号器 280 の出力が再生ビットとなり、第 5 の実施形態に相当する 6 4 Q A M の符号化伝送のデータ再生となる。

30

【0117】

以上示したように、本実施形態によれば、4 P S K 用の S T T C 符号化器、復号器で、4 P S K、1 6 Q A M、6 4 Q A M に対する適応的な S T T C 符号化・復号を実現することができる。

【0118】

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。

40

【図面の簡単な説明】

【0119】

【図 1】本発明の第 1 の実施形態に係る無線通信システムのブロック図。

【図 2】Q A M の信号点数に応じた誤り耐性の強度を説明した図。

【図 3】図 1 の変形例である、4 送信 4 受信アンテナによる伝送の場合のブロック図。

【図 4】図 1 の変形例である、1 6 Q A M の S D M と 4 P S K の S T C の混合伝送の場合のブロック図。

【図 5】図 1 の変形例である、4 P S K の S D M と 1 6 Q A M の S T C の混合伝送の場合のブロック図。

50

【図6】本発明の第2の実施形態に係る無線通信システムのブロック図。

【図7】本発明の第3の実施形態に係る無線通信システムのブロック図。

【図8】本発明の第4の実施形態に係る無線通信システムのブロック図。

【図9】(a)は4PSKのSTTC符号器での状態数4の状態遷移を示し図であり、(b)は4PSKのSTTC符号器での状態数8の状態遷移を示す図。

【図10】本発明の第5の実施形態に係る無線通信システムのブロック図。

【図11】本発明の第6の実施形態に係る無線通信システムのブロック図。

【図12】本発明の第7の実施形態に係る無線通信システムのブロック図。

【図13】本発明の第8の実施形態に係る無線通信システムのブロック図。

【符号の説明】

10

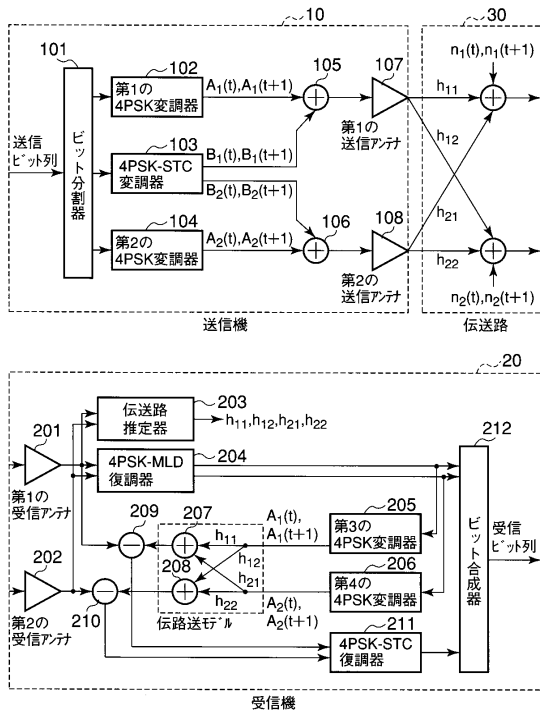
【0120】

10、11、12、13、14、15、16、17・・・無線送信機、20、21、22、23、24、25、26、27・・・無線受信機、30、33・・・伝送路、101、155、160、170、175・・・ビット分割器、102・・・第1の4PSK変調器、103・・・4PSK-STC変調器、104・・・第2の4PSK変調器、105、106、207、208、265、271・・・加算器、107、108・・・送信アンテナ、140・・・第1の16QAM・4PSK変調器、141・・・16QAM・4PSK-STC変調器、142・・・第2の16QAM・4PSK変調器、143・・・受信アンテナ、144、203、266・・・伝送路推定器、145、225・・・制御器、150・・・第1の4PSK・16QAM・64QAM変調器、151・・・第1の4PSK-STC変調器、152・・・第2の4PSK・16QAM・64QAM変調器、156、165・・・第1のSTTC符号化器、157、166・・・第2のSTTC符号化器、161、176、268・・・第3のSTTC符号化器、171・・・4PSK変調器、172・・・第1のSTBC符号化器、173・・・STTC符号化器、180・・・制御部、201・・・第1の受信アンテナ、202・・・第2の受信アンテナ、204・・・4PSK-MLD復調器、205・・・第3の4PSK変調器、206・・・第4の4PSK変調器、209、210・・・減算器、211、260・・・4PSK-STC復調器、212、274、298・・・ビット合成器、250・・・16QAM・4PSK-MLD復調器、251・・・第3の16QAM・4PSK変調器、252・・・第4の16QAM・4PSK変調器、253・・・16QAM・4PSK-STC復調器、256・・・第3の送信アンテナ、261・・・第2の4PSK-STC変調、262・・・4PSK・16QAM・64QAM-STC復調器、267、285・・・第1のSTTC復号器、269・・・乗算器、273、276、287・・・第2のSTTC復号器、275・・・第4のSTTC符号化器、278・・・第5のSTTC符号化器、280・・・第3のSTTC復号器、290・・・STBC復号器、291・・・4PSK復調器、293・・・第2のSTBC符号化器、294・・・STTC復号器

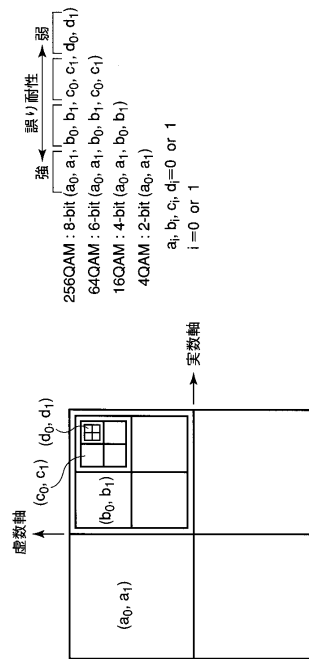
20

30

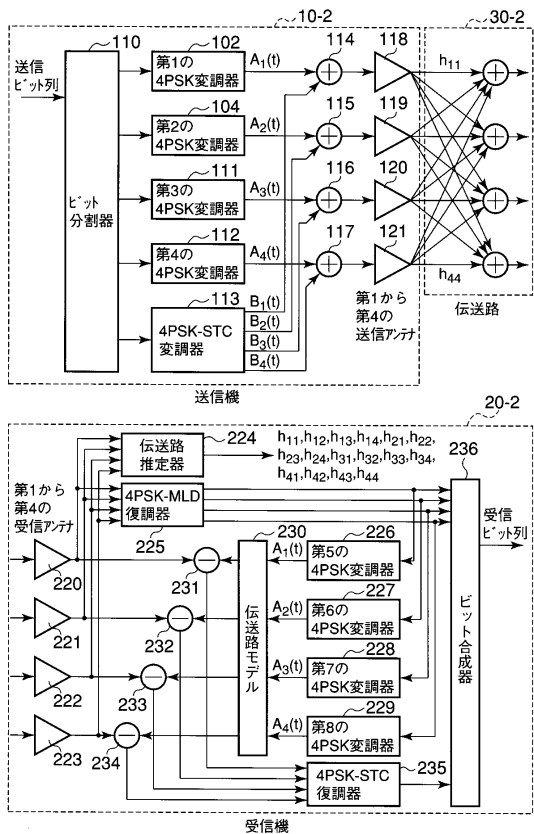
【図1】



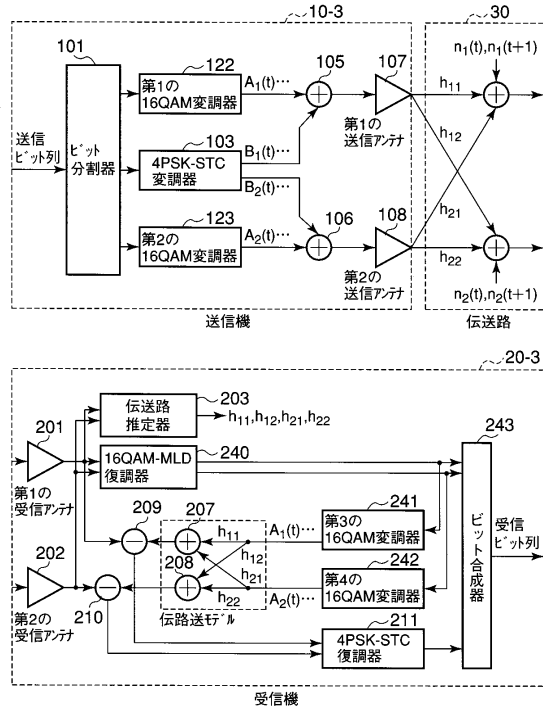
【図2】



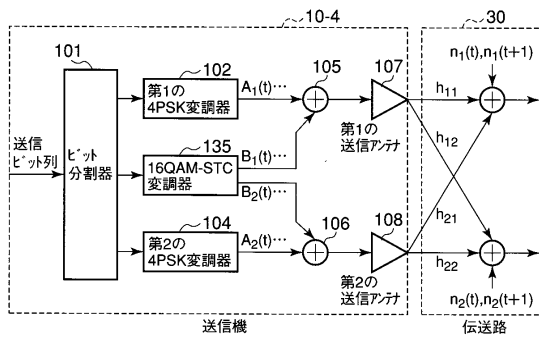
【図3】



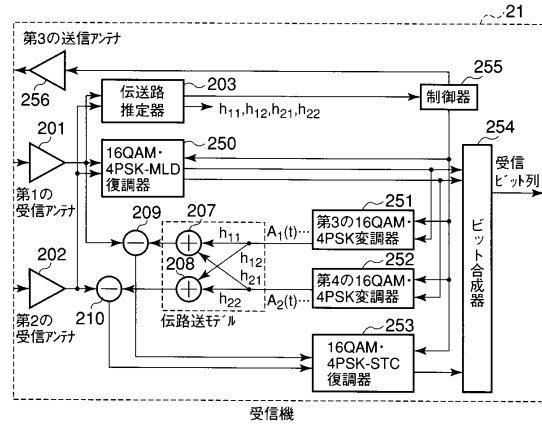
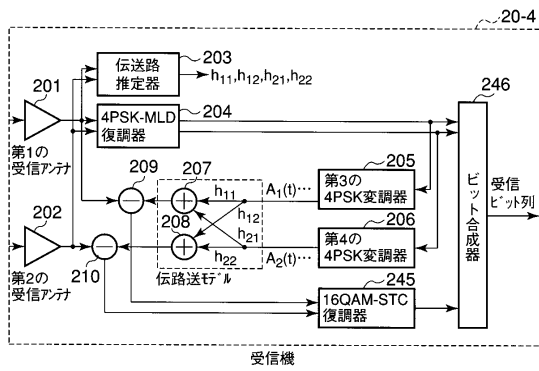
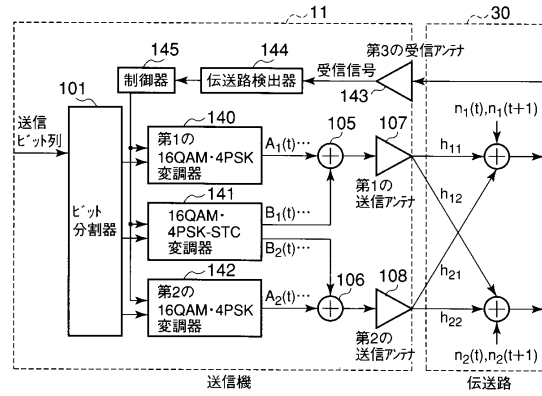
【図4】



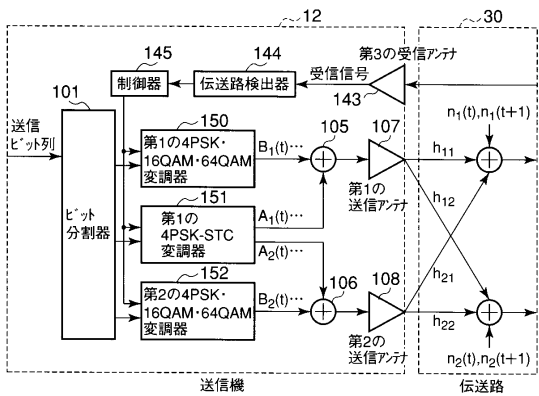
【図5】



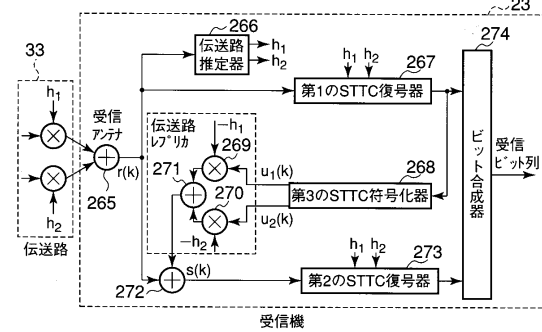
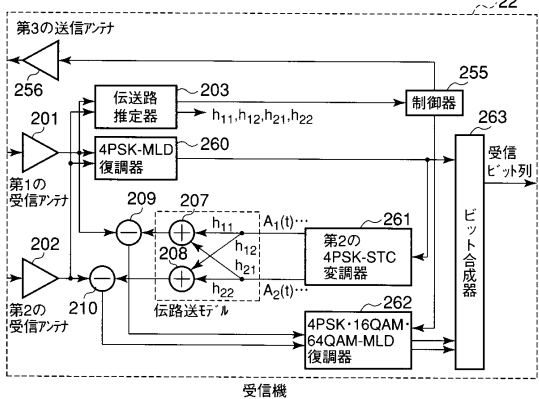
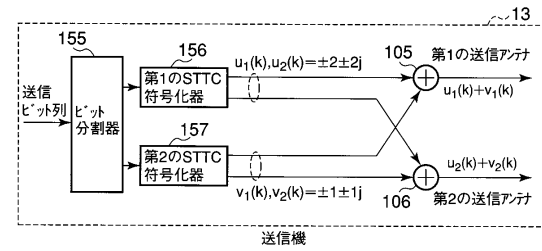
【図6】



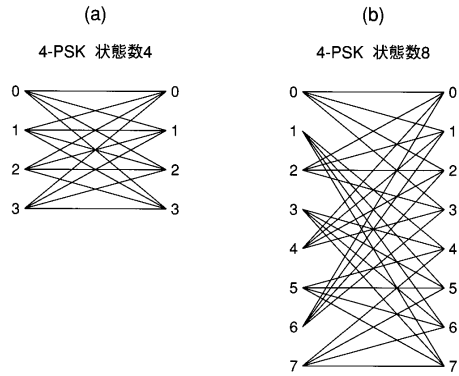
【図7】



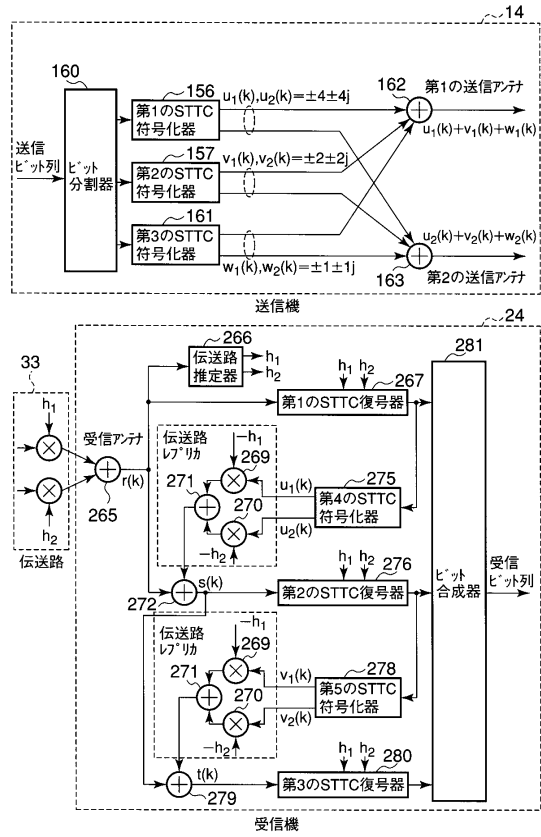
【図8】



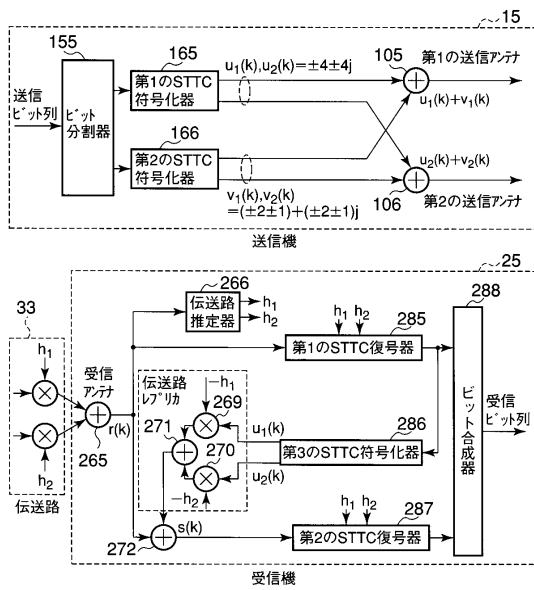
【 図 9 】



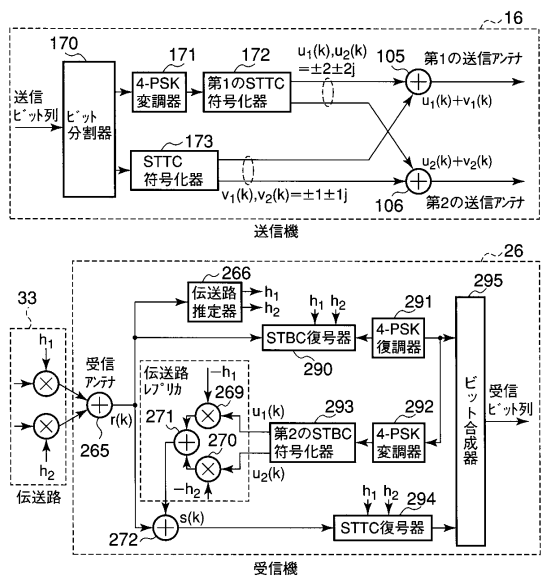
【 図 1 0 】



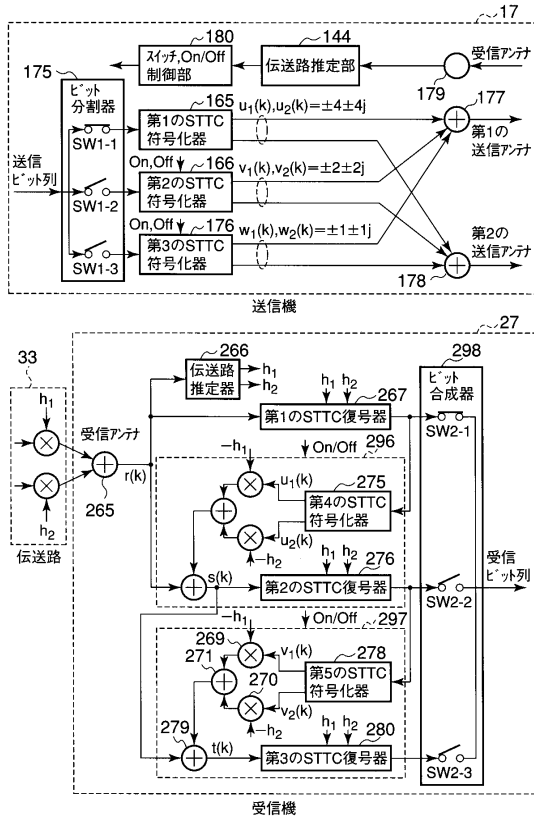
【 図 1 1 】



【 図 1 2 】



【 図 1 3 】



フロントページの続き

- (72)発明者 山崎 彰一郎
神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝研究開発センター内
- (72)発明者 田中 宏和
東京都港区芝浦一丁目1番1号 株式会社東芝本社事務所内

審査官 矢頭 尚之

(56)参考文献 国際公開第02/100031(WO, A1)

Jiangbo Dong Yongzhong Zou Daoben Li , Combined adaptive modulation and coding with space-time block code for high data rate transmission , in: Communication Technology Proceedings, 2003. ICCT 2003. International , 2003年 4月11日, vol.2 , On page(s): 1476 - 1479 , URL , <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/8586/27227/01209807.pdf?tp=&isnumber=27227&arnumber=1209807&punumber=8586>

Miyauchi, K. Seki, S. Ishio, H. , New Technique for Generating and Detecting Multilevel Signal Formats , in: Communications, IEEE Transactions on , 1976年 2月, Volume: 24 , Issue: 2 , On page(s): 263 - 267 , URL , <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/8159/23863/01093267.pdf?tp=&isnumber=23863&arnumber=1093267&punumber=8159>

Hill, T. Feher, K. , A Performance Study of NLA 64-State QAM , in: Communications, IEEE Transactions on [legacy, pre - 1988] , 1983年 6月, Volume: 31 , Issue: 6 , On page(s): 821 - 826 , ISSN: 0096-2244 , URL , <http://ieeexplore.ieee.org/iel5/8159/23972/01095894.pdf?tp=&isnumber=23972&arnumber=1095894&punumber=8159>

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H04J 15/00
H04B 7/02
H04B 7/04