

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第4722135号
(P4722135)

(45) 発行日 平成23年7月13日 (2011.7.13)

(24) 登録日 平成23年4月15日 (2011.4.15)

(51) Int. Cl.

F I

H04J 11/00 (2006.01)

H04J 11/00

Z

H04B 1/707 (2011.01)

H04J 13/00

D

請求項の数 27 (全 66 頁)

(21) 出願番号 特願2007-539480 (P2007-539480)
 (86) (22) 出願日 平成17年9月30日 (2005.9.30)
 (65) 公表番号 特表2008-519513 (P2008-519513A)
 (43) 公表日 平成20年6月5日 (2008.6.5)
 (86) 国際出願番号 PCT/EP2005/010602
 (87) 国際公開番号 W02006/048090
 (87) 国際公開日 平成18年5月11日 (2006.5.11)
 審査請求日 平成20年6月9日 (2008.6.9)
 (31) 優先権主張番号 04026082.0
 (32) 優先日 平成16年11月3日 (2004.11.3)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)
 (31) 優先権主張番号 04026071.3
 (32) 優先日 平成16年11月3日 (2004.11.3)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(73) 特許権者 000005821
 パナソニック株式会社
 大阪府門真市大字門真1006番地
 (74) 代理人 100105050
 弁理士 鷲田 公一
 (72) 発明者 ゴリチェク エドラー フォン エルプバ
 ルト アレクサンダー
 ドイツ国 64285 ダルムシュタット
 ウィルヘルミネンシュトラッセ 32
 (72) 発明者 ヴェンゲルター クリスティアン
 ドイツ国 63924 クラインホイバッ
 ハーバーンホフシュトラッセ 10デー

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル通信システムにおいてデータを送信する方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

デジタル通信システムにおいてデータを送信する方法であって、

a) 所定の変調方式におけるすべての利用可能な変調状態のうち、送信に使用するサブセットを選択するステップと、

b) 第1の複数のビットを表す第1のシンボルを送信する第1の送信ステップであって、前記シンボルは、前記サブセットに含まれている第1の変調状態を有するステップと、

c) 前記第1の複数のビットを表すさらなるシンボルを送信する少なくとも1回のさらなる送信ステップであって、前記さらなるシンボルのそれぞれは、前記サブセットに含まれているさらなる変調状態を有するステップと、

を含み、

ビット値の組合せのそれぞれの、前記第1の変調状態に関連付けられている複素数と前記さらなる変調状態に関連付けられている複素数とを加算する結果として、前記複数のビットの中のビットの値のすべての組合せに対して同じ複素位相が得られる、

方法。

【請求項 2】

ビット値の組合せのそれぞれの、前記第1の変調状態に関連付けられている複素数と前記さらなる変調状態に関連付けられている複素数との前記加算によって、前記複数のビットの中のビットの値のすべての組合せに対して同じ複素振幅が得られる、請求項1に記載の方法。

【請求項 3】

前記第 1 の変調状態は、ビット値の組合せから変調状態への第 1 のマッピングに従って得られ、

前記少なくとも 1 回のさらなる送信ステップは、正確に 1 回のさらなる送信ステップを含み、

前記 1 つのさらなる変調状態は、ビット値の組合せから変調状態への第 2 のマッピングに従って得られ、

ビット値の組合せから変調状態への前記第 2 のマッピングは、データワード値から変調状態への前記第 1 のマッピングから、

i) ビット値の組合せから変調状態への前記第 1 のマッピングを表す複素平面を、少なくとも 2 つの互いに重ならない隣接するサブ平面に分割するステップと、

ii) 前記サブ平面の少なくとも一部について、前記サブ平面の前記一部のそれぞれの中に含まれている変調状態に対する対称軸線を求めるステップと、

iii) 前記ビット値の組合せの少なくとも一部に、前記第 2 のマッピングにおける複素数を割り当てるステップであって、前記複素数は、前記第 1 の割り当てに従って前記ビット値の組合せに割り当てられている複素数のポジションから、前記第 1 の割り当てによって前記複素数が位置しているサブ平面の前記対称軸線上の点に対して本質的に鏡像変換された前記複素平面のポジションを有するステップと、

によって得られ、

前記変調状態のうち前記送信に使用する前記サブセットは、前記少なくとも 2 つのサブ平面の一方の中のすべての変調状態を含む、

請求項 1 または請求項 2 に記載の方法。

【請求項 4】

ステップ iii) において、鏡像変換の中心としての役割を果たしている、前記対称軸線上の前記点は、前記サブ平面の中に位置している、前記第 1 の割り当てにおける前記変調状態の前記少なくとも一部に割り当てられているすべての複素数の平均である、請求項 3 に記載の方法。

【請求項 5】

前記第 1 の変調状態は、ビット値の組合せから変調状態への第 1 のマッピングに従って得られ、

前記少なくとも 1 回のさらなる送信ステップは、 $m - 1$ 回の送信ステップを含み、

$m - 1$ 個の変調状態は、ビット値の組合せから変調状態への $m - 1$ 個のさらなるマッピングに従って得られ、

ビット値の組合せから変調状態への前記 $m - 1$ 個のさらなるマッピングは、ビット値の組合せから変調状態への前記第 1 のマッピングから、

i) ビット値の組合せから変調状態への前記第 1 のマッピングを表す複素平面を、少なくとも 2 つの互いに重ならない隣接するサブ平面に分割するステップであって、前記サブ平面の少なくとも一部の中の変調状態の数は m であるステップと、

ii) 前記データワード値の少なくとも一部に、各マッピングごとに同じサブ平面の中の相異なる 1 つの変調状態を割り当てるステップと、

によって得られ、

前記変調状態のうち前記送信に使用する前記サブセットは、前記少なくとも 2 つのサブ平面の一方の中のすべての変調状態を含んでいる、

請求項 1 または請求項 2 に記載の方法。

【請求項 6】

位相変調を採用しているデジタル通信システムにおいて適用され、

前記第 1 の変調状態は、ビット値の組合せから変調状態への第 1 のマッピングに従って得られ、

前記少なくとも 1 回のさらなる送信ステップは、正確に 1 回のさらなる送信ステップを含み、

10

20

30

40

50

前記 1 つのさらなる変調状態は、ビット値の組合せから変調状態への第 2 のマッピングに従って得られ、

ビット値の組合せから変調状態への前記第 2 のマッピングは、データワード値から変調状態への前記第 1 のマッピングから、

i) ビット値の組合せから変調状態への前記第 1 のマッピングを表す複素平面を、互いに重ならない隣接するサブ平面に分割するステップであって、前記サブ平面の少なくとも一部は、前記サブ平面に含まれているすべての変調状態のポジションに対する対称軸線を有するステップと、

ii) 前記サブ平面の少なくとも一部について、前記サブ平面の前記一部のそれぞれの中に含まれている変調状態に対する対称軸線を求めるステップと、

iii) 前記データワード値の少なくとも一部のそれぞれに、前記第 2 のマッピングにおける複素数を割り当てるステップであって、前記複素数は、前記第 1 のマッピングに従って前記ビット値の組合せに割り当てられている変調状態のポジションから、前記第 1 のマッピングによって前記変調状態が位置しているサブ平面の前記対称軸線に対して近似的に鏡像変換された前記複素平面内のポジションを有するステップと、

によって得られ、

前記変調状態のうち前記送信に使用する前記サブセットは、前記少なくとも 2 つのサブ平面の一方の中のすべての変調状態を含んでいる、

請求項 1 または請求項 2 に記載の方法。

【請求項 7】

前記複素平面は、前記第 1 のマッピングに含まれているすべての変調状態の前記複素数のポジションに対する対称軸線によって前記サブ平面に分割される、請求項 3 から請求項 6 のいずれかに記載の方法。

【請求項 8】

前記複素平面は、サブ平面の間の境界線上に変調状態の複素数が位置しないように前記サブ平面に分割される、請求項 3 から請求項 7 のいずれかに記載の方法。

【請求項 9】

前記互いに重ならない隣接するサブ平面は、前記複素平面の半平面である、請求項 3 から請求項 8 のいずれかに記載の方法。

【請求項 10】

前記送信ステップは、同じ伝送チャネル上において連続的に実行される、請求項 1 から請求項 9 のいずれかに記載の方法。

【請求項 11】

前記デジタル通信システムは、時分割要素、周波数分割要素、符号分割要素または OFDM 要素のうちの少なくとも 1 つを含み、

前記送信ステップは、前記要素の少なくとも 1 つにおける隣接するインスタンスにおいて実行される、請求項 1 から請求項 9 のいずれかに記載の方法。

【請求項 12】

前記送信ステップは、送信されるシンボルのそれぞれに適用される、請求項 1 から請求項 11 のいずれかに記載の方法。

【請求項 13】

前記第 2 および第 3 以降の送信ステップは、送信フレームあたり所定の数のデータシンボルに適用される、請求項 1 から請求項 11 のいずれかに記載の方法。

【請求項 14】

サブ平面の数が 2 に等しい、請求項 3 から請求項 13 のいずれかに記載の方法。

【請求項 15】

前記第 1 のマッピングおよび前記少なくとも 1 つのさらなるマッピングは、各データワードに先頭の制御ワードを付加することによって共通のスーパーマッピングから得られ、

前記スーパーマッピングは、制御ワードとデータワードとを連結した値を変調状態にマッピングし、各送信に制御ワードの特定の値が関連付けられている、

10

20

30

40

50

請求項 1 から請求項 1 4 のいずれかに記載の方法。

【請求項 1 6】

ステップ a) は、前記第 1 の複数のビットのうちの少なくとも 1 つを固定値に置き換えて第 2 の複数のビットを得るステップを含み、

ステップ b) は、前記第 2 の複数のビットを前記第 1 のシンボルにマッピングするステップであって、前記第 1 のシンボルは、ビット列から変調状態への所定のマッピングによる前記第 1 の変調状態を有するステップを含み、

ステップ c) は、前記第 2 の複数のビットのうちの少なくとも 1 つのサブセットのビットを反転させ、かつ、前記サブセットに含まれていないビットを変更せずそのままに維持して、少なくとも 1 つのさらなる複数のビットを得るステップと、前記少なくとも 1 つのさらなる複数のビットを前記少なくとも 1 つのさらなるシンボルにマッピングするステップであって、前記少なくとも 1 つのさらなるシンボルは、ビット列から変調状態への前記所定のマッピングによる前記少なくとも 1 つのさらなる変調状態を有するステップと、を含む、

10

請求項 1 または請求項 2 に記載の方法。

【請求項 1 7】

ステップ a) において、ステップ b) で前記第 2 の複数のビットから生成することのできるすべての変調状態が、関連付けられている複素数によって前記変調状態を表している前記複素平面の 1 つの半平面の中に位置するように、前記第 1 の複数のビットのうちの 1 つを固定値に置き換えて第 2 の複数のビットを取得する、請求項 1 6 に記載の方法。

20

【請求項 1 8】

各回のステップ c) は、前記第 2 の複数のビットのサブセットの中に含まれているすべてのビットを反転させるステップであって、前記サブセットは、最小で 1 個、最大で前記第 2 の複数のビットのうちの 1 つを除くすべてのビットによる一連の組合せのサブセットであるステップを含み、

ステップ a) は、前記第 1 の複数のビットのうち前記 1 つのビットを固定値に置き換えるステップであって、前記 1 つのビットは、前記第 2 の複数のビットのうち、前記一連の組合せに含まれていないビットに対応するステップを含む、

請求項 1 6 または請求項 1 7 に記載の方法。

【請求項 1 9】

前記所定のマッピングは、位相変調の変調状態を定義するグレイマッピングである、請求項 1 8 に記載の方法。

30

【請求項 2 0】

前記所定のマッピングは、振幅変調と位相変調とを含む混合型変調の変調状態を定義するグレイマッピングであり、

前記第 1 の複数のビットは、前記グレイマッピングにおける前記複数のビットに関連付けられている変調状態の複素数の絶対値を定義する振幅変調セット (amplitude shift key set) と、前記グレイマッピングの中の前記複数のビットに関連付けられている変調状態の複素数の位相値を定義する位相変調セット (phase shift key set) とを有し、

ステップ c) は、

40

i) 前記振幅変調セットに対して実行される少なくとも 1 回の反転サブステップであって、

前記振幅変調セットの 1 つのサブセットに含まれるすべてのビットを反転させるステップであって、前記サブセットは、すべての既存の変調状態のうち最小の送信出力を有する変調状態にマッピングされるすべての複数ビットの半分において同じ値を有する ビット から成るステップ、

または、

前記振幅変調セットの 1 つのサブセットに含まれているすべてのビットを反転させるステップであって、前記サブセットは、すべての既存の変調状態のうち最大の送信出力を有する変調状態にマッピングされているすべての複数ビットの半分において同じ値を有す

50

るビットから成るステップ、
を含む、反転サブステップ、
または、

ii) 前記位相変調セットに対して実行される、請求項 15 に定義されている少なくとも 1 回の反転サブステップ、
を含む、
請求項 18 に記載の方法。

【請求項 21】

前記所定のマッピングは、第 1 の成分と第 2 の成分とを含む変調を定義するグレイマッピングであり、

前記第 2 の成分は、前記第 1 の成分に対して本質的に直交しており、

前記第 1 の複数のビットは、ビット列から第 1 の変調状態セットへの第 2 のグレイマッピングに従って前記第 1 の成分に関連付けられている第 1 のビットセットと、ビット列から第 2 の変調状態セットへの第 3 のグレイマッピングに従って前記第 2 の成分に関連付けられている第 2 のビットセットとを含み、

ステップ c) は、

i) 前記第 1 のビットセットに含まれているビットを反転させるサブステップであって、前記ビットは、前記第 2 のグレイマッピングによる前記第 1 の変調状態セットの中のすべての既存の変調状態のうち最小の送信出力を有する変調状態にマッピングされるすべての複数のビットの半分において同じ値を有するサブステップ、

または、

前記第 1 のビットセットに含まれているビットを反転させるサブステップであって、前記ビットは、前記第 2 のグレイマッピングによる前記第 1 の変調状態セットの中のすべての既存の変調状態のうち最大の送信出力を有する変調状態にマッピングされるすべての複数のビットの半分において同じ値を有するサブステップ、

および、

ii) 前記第 2 のビットセットに含まれているビットを反転させるサブステップであって、前記ビットは、前記第 2 の変調状態セットのうち、前記第 3 のグレイマッピングの中の前記複数のビットに関連付けられている前記第 2 の変調状態セットの前記第 2 の成分の前記複素数の符号が同じである変調状態セット、にマッピングされている複数のビットのすべてにおいて同じ値を有するサブステップ、

を含む、

請求項 18 に記載の方法。

【請求項 22】

前記変調は、方形直交振幅変調 (square quadrature amplitude modulation) である、請求項 21 に記載の方法。

【請求項 23】

前記第 1 の複数のビットのうち、固定値に置き換えられる前記少なくとも 1 つのビットのアイデンティティに関する情報を送信するステップをさらに含む、請求項 16 から請求項 22 のいずれかに記載の方法。

【請求項 24】

プログラム命令を格納しているコンピュータ可読ストレージメディアであって、デジタル通信システムの送信器のプロセッサにおいて前記プログラム命令が実行されると、前記送信器は、請求項 1 から請求項 23 のいずれかに記載の方法を実行する、コンピュータ可読ストレージメディア。

【請求項 25】

請求項 1 から請求項 23 のいずれかに記載の方法を実行するように構成されている、デジタル通信システムの送信器。

【請求項 26】

請求項 25 に記載の送信器を備える、モバイル通信システムの基地局。

10

20

30

40

50

【請求項 27】

請求項 25 に記載の送信器を備える、モバイル通信システムの移動局。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、デジタル通信システムにおいてデータを送信する方法に関する。本発明は、具体的には、時間とともに変化する (time-variant) チャネルまたは周波数が変化する (frequency-variant) チャネルを通じてデータが送信される通信システム (例：モバイル通信システムまたは衛星通信) に適用することができる。本発明は、具体的には、ノイズや干渉効果を受けるチャネルを通じてデータが送信される通信システムに適用することができる。

10

【背景技術】

【0002】

長距離、または無線リンクを通じて送信する場合、デジタルデータを 1 つ以上の搬送波に変調する。先行技術においては、様々な変調方式が知られており、例えば、振幅変調 (amplitude shift keying: ASK)、位相変調 (phase shift keying: PSK)、振幅および位相の混合型の変調 (例：直交振幅変調 (quadrature amplitude modulation: QAM)) などである。ここに挙げたいずれの変調タイプにおいても、変調信号は、例えば電圧あるいは電磁界強度によって、次の式 (1) によって表すことができる。

【0003】

20

【数 1】

$$u(t) = \text{Re}(\underline{A} \cdot e^{j\omega t}) \quad \cdots (1)$$

ビット列、またはデータワードは、特定の時間間隔 (シンボル持続時間) に対する複素数 \underline{A} を有するシンボルによって表される。この場合、次の式 (2)、

【数 2】

$$|\underline{A}| = \sqrt{(\text{Re}(\underline{A}))^2 + (\text{Im}(\underline{A}))^2} \quad \cdots (2)$$

は、変調信号の瞬間的な振幅を表し、次の式 (3)、

【数 3】

30

$$\varphi(\underline{A}) = \arctan(\text{Im}(\underline{A})/\text{Re}(\underline{A})) \quad \cdots (3)$$

は、変調信号の瞬間的な位相を表す。ビット値の組合せと複素数 (変調状態) との間の割り当てをマッピングと称する。一般的には、 b 個のビットのビット列から成るデータワードでは、 2^b 個のビット列から 2^b 個の複素数へのマッピングとなる。

【0004】

実際の伝送チャネルでは、位相のシフトおよび減衰によって変調信号が歪み、信号にノイズが加わると、復調後の受信データに誤りが発生する。誤りの確率は、通常では、データレートが高いほど、すなわち変調状態の数が多いほど、シンボル持続時間が短いほど、高くなる。そのような誤りに対処するため、データに冗長性を加えることができ、これにより、誤りのあるシンボルを認識して訂正することができる。より経済的な方法としては、訂正できない誤りが起きたデータの送信のみを繰り返す方法、例えば、ハイブリッド自動再送要求 (HARQ) や増加的冗長性 (incremental redundancy) が挙げられる。

40

【0005】

繰り返されるデータを送信するための、先行技術における基本的な方法では、最初の送信に適用したマッピングを再送時にもそのまま使用する。したがって、繰り返されるデータワードを表す複素数は、元のデータワードの複素数と同じである。これを「単純マッピング」と称する。

【0006】

欧州特許第 1 2 9 3 0 5 9 号明細書には、全ビットの平均信頼度を高める目的でデジタ

50

ル変調シンボルを並びかえる方法が開示されている。これは、変調シンボルへのビットのマッピング規則を変更することによって達成される。この特許の中心的なテーマは、A R Qシステムにおいて再送するデータワードを並びかえることである。

【 0 0 0 7 】

国際公開第 2 0 0 4 / 0 3 6 8 1 7 号パンフレットおよび国際公開第 2 0 0 4 / 0 3 6 8 1 8 号パンフレットには、システムの信頼性を平均化する効果を達成する方法が記載されており、この方法では、元のデータワードおよび繰り返されるデータワードを、異なるダイバシティブランチ (diversity branch) を通じて、または A R Qシステムとの組合せにおいて送信する。

【 0 0 0 8 】

上に引用した特許公報における方法およびメカニズムを、「コンスタレーションリアレンジメント (Constellation Rearrangement)」または単純に「C o R e」と称する。

【 0 0 0 9 】

有線通信システムと無線通信システムとの間の主たる違いは、情報を伝送する物理チャネルの挙動である。無線チャネルまたはモバイルチャネルは、その本質的な性質に起因して、時間とともに変化したり、周波数が変化したり、またはその両方の変化が生じる。最近のほとんどのモバイル通信システムでは、良好なパフォーマンスのためには、受信器においてデータシンボルの復調時にチャネルの正確な推定 (通常はチャネル係数 (channel coefficient) を測定する) が必要であり、このチャネル係数には、チャネルの利得もしくは位相シフトまたはその両特性に関する情報が含まれる。これを容易にするため、通常は何らかのパイロットシンボルを、データシンボルストリームの中またはデータシンボルストリーム間に挿入する。パイロットシンボルは所定の正確な振幅値もしくは位相値またはその両方を持ち、これらを使用してチャネル係数を求めることができる。このチャネル係数は、適応フィルタリングなどの訂正手法に用いられる。

【 0 0 1 0 】

通信チャネルは、ノイズや干渉の影響も受ける。これらは、そのようなパイロットシンボルの送信にも影響する。たとえチャネルの振幅特性および位相特性が変化しなくても、ノイズや干渉のため、受信器におけるチャネルの推定に誤りが生じうる。本文書では、説明を簡潔にするため、ノイズおよび干渉の影響のことを単にノイズと称する。当業者には、以下の説明におけるノイズに関する言及が、必要な変更を加えて干渉にもあてはまる

【 0 0 1 1 】

「判定帰還復調 (Decision-Feedback Demodulation)」は、反復プロセスであり、最初のおおまかなチャネル推定 (または推定なし) を使用してデータシンボルを復調する。復調した後、好ましくはさらに復号化した後、得られた情報をチャネル推定器にフィードバックし、そのデータシンボルからさらに良好な推定を得る。明らかに、このプロセスに起因して遅延が生じるのみならず、反復ステップのそれぞれにおいて多量の計算が必要となり、また、フィードバックループが含まれているため、このプロセスは最初のおおまかなチャネル推定の質に大きく依存する。このような手順は、例えば、「Lutz H.-J.Lampe and Robert Schober, "Iterative Decision-Feedback Differential Demodulation of Bit-Interleaved Coded MDPSK for Flat Rayleigh Fading Channels", IEEE Transactions on Communications, Volume 49, Issue 7, July 2001, p. 1176-1184.) から公知である。

【 0 0 1 2 】

通常、復調前には振幅もしくは位相またはその両方が未知であるため、データシンボル自体を使用してチャネルを正確に推定することはできない。受信器は、チャネルを推定するためには、受信した信号に基づいて送られたシンボルについて結論しなければならない。シンボルの認識に誤りが含まれるため、チャネル推定にはあいまい性 (ambiguity) が生じる。この挙動は、図 1 に見ることができ、表 1 は、さらに詳しい説明として、様々なデジタル変調方式において生じるあいまい性の数を示している。

【 0 0 1 3 】

10

20

30

40

50

【表 1】

表 1：様々なデジタル変調方法の特性

変調方式	シンボルあたりのビット数	振幅のあいまい性	位相のあいまい性
BPSK	1	なし／1レベル	2レベル
QPSK	2	なし／1レベル	4レベル
8-PSK	3	なし／1レベル	8レベル
2-ASK／4-PSK	3	2レベル	4レベル
4-ASK／2-PSK	3	4レベル	2レベル
8-ASK	3	8レベル	なし／1レベル
16-PSK	4	なし／1レベル	16レベル
16-QAM	4	3レベル	12レベル
4-ASK／4-PSK	4	4レベル	4レベル
64-QAM	6	9レベル	52レベル

10

【0014】

表 1 からさらに明らかであるように、反復式の判定帰還復調方式のパフォーマンスは、変調方式に伴うあいまい性の数にも大きく依存する。送られたシンボルの想定に間違いがあると、結果として間違ったチャネル推定となる。特に、変調状態の数の多い変調方式においては、避けられないノイズのため、シンボルに誤りが含まれる確率が高い。チャネル推定に間違いがあると、間違った訂正が行われ、その結果として受信したシンボルの誤りが増す。したがって、関連する技術分野には、チャネル推定の信頼性を高める必要性が存在している。

20

【0015】

上述した先行技術では、1つのデジタルシンボルにマッピングされるビットの平均ビット信頼度 (mean bit reliabilities) を、マッピングを並びかえることによって、またはマッピング前のビット操作によって平均化するだけである。この方策は、時間とともに変化したり周波数が変化するチャネル、またはノイズの多いチャネルが非常に正確に認識されるならば良好な効果をもたらすが、コヒーレントな時間／周波数がデータパケットに対して比較的小さい場合、時間とともに変化したり周波数が変化するチャネル、ノイズなチャネルのいずれについても、チャネルに関する受信器側の情報の精度は高まらない。

30

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0016】

したがって、本発明の目的は、デジタル通信システムにおけるチャネル推定の信頼度を高めることである。

【0018】

本発明の具体的な目的は、同じデータを表す、元のシンボルと再送されたシンボルとを合成した後における位相のあいまい性を完全に排除することである。

【課題を解決するための手段】

【0019】

この目的は、繰り返されるデータワードを信号点にマッピングする特殊な方法を定義することによって達成される。再配列後のコンスタレーション (信号空間) パターンとして、元のデータシンボルと繰り返されるデータシンボルとを合成したときにあいまい性の数が減少するパターンを選択する。すなわち、最初の送信の信号点を表す複素平面における複素数または複素ベクトルと、同じデータワードの再送の信号点を表す複素数または複素ベクトルとを加えることによって得られる異なる結果の数が、元の信号点または変調状態の数よりも小さい。さらに、元のシンボルおよびペアのシンボルの変調状態として、使用する変調 (マッピング) 方式において可能であるすべての変調状態のうちのサブセットのみを使用することによって、位相のあいまい性の数が 1 に減少する (すなわち、位相のあいまい性は完全に排除される)。このサブセットは、サブセットに含まれるすべての変調

40

50

シンボルを表す複素数（変調状態）が、複素平面の一方の半平面の中である、またはその半平面のサブ平面の中であるように選択する。以下では、説明の便宜上、このサブセットを「位相のあいまい性が1であるサブセット（phase ambiguity one subset）」または短く「PAOサブセット」と称する。

【0020】

振幅のあいまい性を低減し、かつ位相のあいまい性を排除することにより、送信される実際のデータシンボルによる影響の小さい、または影響されない、良好なチャネル推定が達成される。

【0021】

振幅のあいまい性の数を低減する手順は以下のとおりである。

10

【0022】

1. 元のコンスタレーションの各信号点の振幅値および位相値を求める。これは、複素数によって表すことができる。

2. 元のコンスタレーションの各信号点について、以下であるように1つ以上のペアの複素数を求める。

a. すべてのデータワードの元の複素数と（1つ以上の）ペアの複素数とのコヒーレント合成の結果として、元のコンスタレーションと比較して振幅レベルの数が低減する

b. （1つ以上の）ペアのコンスタレーションの平均送信出力が、元のコンスタレーションの平均送信出力と同じである（オプション）

【0023】

20

位相のあいまい性を排除する手順は以下のとおりである。

【0024】

1. 元のコンスタレーションの各信号点の振幅値および位相値を求める。これは、複素数によって表すことができる。

2. 元のコンスタレーションの各信号点について、以下であるように（1つ以上の）ペアの複素数を求める。

a. すべてのデータワードのそれぞれ、または少なくともその一部のそれぞれの元の複素数と（1つ以上の）ペアの複素数のコヒーレント合成の結果として、元のコンスタレーションと比較して位相レベルの数が低減する

b. （1つ以上の）ペアのコンスタレーションの平均送信出力が、元のコンスタレーションの平均送信出力と同じである（オプション）

30

3. 送信に使用する変調シンボル（信号点）のPAOサブセットを元のコンスタレーションから選択する。この場合、PAOサブセットは、そこに含まれるすべての変調シンボルを表す複素数が複素平面の一方の半平面の中であるように選択する。この場合、半平面の境界が複素平面の原点 $0 + j0$ を通過し、PAOサブセット内の各シンボルについて、第2ステップによる（1つ以上の）ペアの複素数が、同じ半平面の中に含まれている。

【0025】

いずれの場合にも、ステップbはオプションであり、あいまい性の低減に必須ではない。しかしながら、ステップbは、送信信号と再送信信号とでチャネルにおける送信出力が均一であるという利点を提供する。

40

【0026】

なお、当然ながら、各データワードについて、元のコンスタレーションとペアのコンスタレーションとの間には一対一の対応が存在する。したがって、元のコンスタレーションとペアの各コンスタレーションとの間での信号点の関係は一義に決まるが、任意の関係とすることができる。さらに、ペアのコンスタレーションのすべては、元のコンスタレーションと同じ数の信号点（異なる変調状態、割り当てられた異なる複素数）を持つ。

【0027】

以下は、（1つ以上の）ペアのコンスタレーションを生成し、PAOサブセットを選択する方法である。

【0028】

50

1. 複素平面を、それぞれが信号点のうちの半分を含んでいる、互いに重ならない隣接する2つのサブ平面に分割する。

2. 各サブ平面について、そのサブ平面内のすべての信号点の平均複素数点(average complex value point)を求める。

3. 各サブ平面について、各サブ平面の信号点を平均複素数点に対してほぼ鏡像変換する(mirroring)ことによって、ペアのコンスタレーションを得る。

4. 2つのサブ平面のうち的一方の中のシンボルを、送信に使用するシンボルのPAOサブセットとして選択する。

【0029】

変調方式における利用可能な変調状態のすべてが、最初から複素平面の少なくとも半平面の中である場合、ステップ4は必要ない。例えば、図1に示した8-ASKなどの純粋な振幅変調の場合がこれにあたる。

【0030】

各システムにおいて送信信号には多かれ少なかれノイズおよび歪み加わるため、上記の鏡像変換は数学的に正確であることが好ましい(ただし必須ではない)。実際のシステムでは、近似的な鏡像変換で十分である。この場合の「近似的」とは、実際の信号点と理想的に鏡像変換されたポジションとの間の距離が、そのデータワードの異なる値を表す最も近い信号点までの距離の1/2未満であることを意味する。そのような近似的な鏡像変換は、複素数の固定小数点表現(固定小数点数の精度が低い場合数学的に正確な解を表すことができない)において有利に採用することができる。

【0031】

平均送信出力が一定であるという条件が要求されない場合、より一般的な以下の方法を適用することができる。

【0032】

1. 複素平面を、それぞれが信号点の半分を含んでいる、互いに重ならない隣接する2つのサブ平面に分割する。

2. 各サブ平面について、そのサブ平面内の少なくともいくつかの信号点に対する対称軸線を得る。

3. 各サブ平面について、信号点を、そのサブ平面の対称軸線上の事前定義されている1つの点に対して近似的に鏡像変換することによって、ペアのコンスタレーションを得る。

4. 2つのサブ平面のうち的一方を、送信に使用するシンボルのPAOサブセットとして選択する。

【0033】

この場合にも、変調方式における利用可能な変調状態のすべてが、最初から複素平面の少なくとも半平面の中である場合、ステップ4は必要ない。

【0034】

当業者には、これらのステップに必要とされるのが、幾何学分野または計算に関する非常に単純な技能であることが理解されるであろう。

【0035】

なお、コンスタレーションが、複素平面内の少なくとも1本の任意の軸線に対称である場合、2つの半平面への分割は、(信号点が含まれていない)そのような対称軸線に対して行うことが好ましい。コンスタレーションが実軸または虚軸に対称である場合、その軸線を使用し、それ以外の場合、対称軸線は傾いたものとなる。

【0036】

この方法では、コンスタレーションが各サブ平面内で鏡像変換点に対して点対称ではない場合、ペアのコンスタレーションの形状が元のコンスタレーションの形状と異なることが明らかである。このことは、特に、元のコンスタレーションが、QAMではなくPSK変調、あるいは任意の混合型のASK/PSK変調を表す場合に当てはまる。

【0037】

元のコンスタレーションの形状を維持することは、受信器の復調器（LLR計算器）の実施において有利となり得るが、これに関して本明細書では詳しくは説明しない。

【0038】

ペアのコンスタレーションの形状を元のコンスタレーションの形状と同じに維持するためには、ペアのコンスタレーションを生成するステップ1～ステップ4を以下のように変更する必要がある。

【0039】

1．複素平面を、それぞれが信号点の半分を含んでいる、互いに重ならない隣接する2つのサブ平面に分割する。

2．ペアのコンスタレーションの数が、サブ平面内の信号点の数より1だけ少なくなるように、ペアのコンスタレーションを作成する。

3．ペアのコンスタレーションのそれぞれにおける各サブ平面について、元のコンスタレーションおよびペアのコンスタレーションにおいて各データワードが信号点のそれぞれに1回ずつマッピングされるように、データワードから信号点へのマッピングを変更する。

4．2つのサブ平面のうち的一方を、送信に使用するシンボルのPAOサブセットとして選択する。

【0040】

なお、元のコンスタレーションとペアのコンスタレーションの形状が同じである場合、元のコンスタレーションのPAOサブセットに含まれているシンボルを表す複素数と、ペアのコンスタレーションの同じ半平面の中のシンボルを表す複素数とが同じである。

【0041】

特定の変調方式では、振幅のあいまい性と位相のあいまい性の両方を同時に低減することは、復調において必ずしも必要ない。例えば、PSK方式では、すべてのデータ情報が変調シンボルの位相角度に含まれ、振幅はほとんど重要ではない。PSKの場合、以下の手順を適用してペアのコンスタレーションを得ることにより、位相のあいまい性が排除される。

【0042】

1．複素平面を、それぞれが同じ数の信号点を含んでいる、互いに重ならない隣接する2つのサブ平面に分割する。

2．各サブ平面について、そのサブ平面の中の信号点の少なくとも一部のポジションに対する対称軸線を求める。

3．各サブ平面の信号点を、そのサブ平面の対称軸線に対して鏡像変換することによって、ペアのコンスタレーションを得る。

4．2つのサブ平面のうち的一方を、送信に使用するシンボルのPAOサブセットとして選択する。

【0043】

元のコンスタレーションを使用してワードをマッピングする、すなわち、データワードを元のコンスタレーションに従って複素数にマッピングすると、元のコンスタレーションのシンボル、または（略称として）元のシンボルになる。同様に、ペアのコンスタレーションを使用してデータワードをマッピングする、すなわち、データワードをペアのコンスタレーションに従って複素数にマッピングすると、ペアのコンスタレーションのシンボル、または（略称として）ペアのシンボルになる。

【0044】

本発明の代替方法においては、本発明の目的は、（1回以上の）再送において、（データワードを構成する）複数のビットから変調シンボルへの同じマッピングを使用し、それぞれの複数ビットに対する所定のビット操作を使用することによって、達成される。類似する方法において、送信に使用するシンボルのPAOサブセットの選択は、変調シンボルにマッピングされるワード（複数のビット）中の少なくとも1つのビットを、固定値（例：0または1）に置き換えることによって行われる。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 5 】

本発明の1つの態様によると、デジタル通信システムにおいてデータを送信する方法は、a) 所定の変調方式におけるすべての利用可能な変調状態のうち、送信に使用するサブセットを選択するステップと、b) 第1の複数のビットを表す第1のシンボルを送信する第1の送信ステップであって、前記シンボルは、前記サブセットに含まれている第1の変調状態を有するステップと、c) 前記第1の複数のビットを表すさらなるシンボルを送信する少なくとも1回のさらなる送信ステップであって、前記さらなるシンボルのそれぞれは、前記サブセットに含まれているさらなる変調状態を有するステップと、を含み、ビット値の組合せのそれぞれの、前記第1の変調状態に関連付けられている複素数と前記さらなる変調状態に関連付けられている複素数とを加算する結果として、前記複数のビットの中のビットの値のすべての組合せに対して同じ複素位相が得られる。

10

【 0 0 4 6 】

本発明のさらなる態様によると、コンピュータ可読ストレージメディアがプログラム命令を格納しており、デジタル通信システムの送信器のプロセッサにおいてこのプログラム命令が実行されると、前記送信器は、第1の態様による方法を実行する。

【 0 0 4 7 】

本発明のさらに別の態様によると、デジタル通信システムの送信器は、第1の態様の方法を実行するように構成されている。

【 0 0 4 8 】

本発明のさらに別の態様によると、モバイル通信システムの基地局は、上に記載した態様による送信器を備える。

20

【 0 0 4 9 】

本発明のさらに別の態様によると、モバイル通信システムの移動局は、上に記載した態様に定義されている送信器を備える。

【 発明を実施するための最良の形態 】

【 0 0 5 8 】

添付の図面は、本発明の原理を説明する目的で本明細書に組み込まれており、その一部を形成している。これらの図面は、本発明の実施方法および使用方法を図示および説明している例に本発明を制限することを意図するものではないことを理解されたい。添付の図面に図示したように、本発明の以下のさらに具体的な説明から、さらなる特徴および利点が明らかになるであろう。

30

【 0 0 5 9 】

マッピングまたはコンスタレーションを示しているすべての図において、点は数字のラベルによって識別してある。これらのラベルは、通信における、あるデータワードまたはビット列を表すことを目的とするものであり、ラベル自体は、特定の任意のデータワードを表しているにすぎないことが、当業者には明らかであろう。したがって、連続するラベルは、2進、8進、10進、16進表現、またはその他の数値表現による連続するビット列を表しているとは限らない。

【 0 0 6 0 】

図2は、16-QAM変調方式を使用する送信の例を示している。表1によると、16-QAM方式でのデータ変調シンボルは4つのビットを伝える。本明細書に説明する方法においては、これら4つのビットを、以下のように2回送信する。

40

【 0 0 6 1 】

1. 4つのビットの元のデータワードに対して第1のコンスタレーションマッピング201を使用して送信する

2. 4つのビットの繰り返されるデータワードに対して第2の別のコンスタレーション202を使用して送信する

【 0 0 6 2 】

以下の説明では、一般性を失うことなく、コンスタレーションの平均送信出力が1に等しいことを前提とする。図に示してある値は、その状況における値である。平均送信出力

50

が1以外である場合に値を適切に調整する方法は、当業者には明らかであろう。また、すべてのデジタル変調シンボルの平均送信出力が1である、または他の任意の値であるように、デジタル変調シンボルの送信出力値を得る方法も明らかである。

【0063】

元のコンスタレーション201からペアのコンスタレーション202を取得するため、複素平面を虚軸203に沿って、互いに重ならない隣接する2つのサブ平面204、205に分割する。図2におけるコンスタレーションの場合、虚軸は対称軸線である。対角線206を使用することもできるが、両方のサブ平面について信号点に乗っていない分割線を選択することが有利である。次に、両方のサブ平面の対称軸線を求める。図2の場合、実軸207が、両方のサブ平面の対称軸線である。元の送信データワードとその繰り返しバージョンとを合成した後のあいまい性が減少するように、ペアのコンスタレーションにおける信号点のポジションとして、元の信号点を、対称軸線（すなわち実軸207）上の点208、209に対して鏡像変換する必要がある。サブ平面204、205への分割に従って、サブ平面204に属しているすべての信号点を点208に対して鏡像変換する一方で、サブ平面205に属しているすべての信号点を点209に対して鏡像変換する必要がある。送信と再送とで同じ平均送信出力を達成するため、鏡像変換点208、209は、各サブ平面内のすべての複素数の平均に等しくすべきである。

10

【0064】

図2では、元のマッピングおよびペアのコンスタレーションの変調状態または信号点のうち、ワードNo.10を強調してある。

20

【0065】

元のシンボルとペアのシンボルを完全に合成した後の位相のあいまい性を排除するため、サブ平面204および205のうちの一方を、送信に使用するPAOサブセットとして選択する。サブ平面204を選択する場合、信号点（変調状態）9～16のみが、送信および再送の両方に使用される。逆に、サブ平面205をPAOサブセットとして選択する場合、信号点1～8のみが、送信および再送の両方に使用される。

【0066】

図43および図44は、複素平面を互いに重ならない隣接するサブ平面（本明細書においては半平面）に分割する方法の例を示している。サブ平面4301または4302、サブ平面4303または4304、サブ平面4401または4402、サブ平面4403または4404、サブ平面4405または4406、サブ平面4407または4408のうちの一方の中の変調状態を、送信に使用する変調状態のサブセットとして選択することができる。半平面4305または4306は、サブ平面を分割している線上に変調状態が存在しているため、推奨されない。

30

【0067】

PAOサブセットに含まれるのは、元の変調方式における利用可能な信号点のうちの一部のみであるため、送信するデータを減少したチャネル容量に適應させる必要がある。PAOサブセットには、元の変調方式における利用可能な信号点のうち正確に半分が含まれていると想定すると、例えば以下の方策によって行うことができる。

40

【0068】

- ・より多数の変調シンボルにデータビットを分散させる（例えば、それぞれ4ビットを有する3つのワードを、3つではなく4つのシンボルにおいて送信する）
- ・送信するシンボルあたり1つのビットをパンクチャリング（puncturing）する
- ・あるいは、より高次の変調方式を使用する（例：16-QAMの代わりに32-QAM）

【0069】

図3は、64-QAMの場合の最初のマッピング301とさらなるマッピング302とを示している。この場合にも、複素平面を虚軸303に沿って、互いに重ならない隣接する2つのサブ平面に分割する。次に、2回目のマッピングにおいては、サブ平面に従って、各信号点を第1のコンスタレーションにおける元のポジションからそれぞれ同じサブ平

50

面における平均複素数 3 0 4 , 3 0 5 に対して鏡像変換する。右側または左側の半平面を送信に使用するものとして選択する。すなわち、P A O サブセットには、信号点 1 ~ 3 2、または信号点 3 3 ~ 6 4 のいずれかが含まれる。

【 0 0 7 0 】

図 4 は、Q P S K を例にとり、任意の同じワードの元の送信と繰り返された（ペアの）送信を合成する結果を示している。第 1 または元のマッピング 4 0 1 から第 2 のまたはさらなるペアのマッピング 4 0 2 を取得するため、複素平面を虚軸 4 0 3 に沿って、互いに重ならない隣接する 2 つのサブ平面 4 0 4 , 4 0 5 に分割する。各サブ平面において、それぞれ平均値 4 0 6、4 0 7 に対して信号点を鏡像変換する。ワード N o . 「 1 」 は、第 1 のマッピングにおいてはベクトル 4 0 8 によって表されており、第 2 のマッピングにおいてはベクトル 4 0 9 によって表されている。平均搬送波振幅が 1 であると定義されているため、各ベクトルの長さは 1 である。シンボルのコヒーレント合成は、両方のベクトルを加えることと等しく、これにより実数 4 1 0 として 2 が得られる。図 4 (B) ~ (D) は、それぞれ、ワード N o . 「 2 」、「 3 」、「 4 」のコヒーレント合成を示している。図からわかるように、あいまい性の数が 1 つの振幅レベルと 2 つの位相レベル 4 1 0 , 4 1 1 に低減しており、これは B P S K 変調に類似している。これにより、伝送チャネルの減衰と - ~ + の間の位相シフトとを容易かつ正確に求めることができる。使用する信号点が、「 1 」および「 2 」のみ、または「 3 」および「 4 」のみのいずれかに減少する結果として、生じうる合成結果は、それぞれ点 4 1 0 のみまたは点 4 1 1 のみにさらに減少する。

【 0 0 7 1 】

Q P S K を例として図 4 を参照しながら説明した原理は、すべての Q A M コンスタレーションに同じように適用することができ、変調状態または信号点の数には関係なく、コヒーレント合成の結果は 1 つの値となる。

【 0 0 7 2 】

ペアの（または第 2 の、あるいはさらなる）コンスタレーションにおいて、元のコンスタレーションの形状を維持することが要求されない場合、あいまいさを完全に排除するという条件を満たす単一のペアのコンスタレーションを必ず見つけることが可能である。図 5 は、この状況の例を示しており、元の（第 1 の）マッピングは 8 - P S K 方式に従っている。2 つのマッピングのコヒーレント合成の後に B P S K と同等のあいまい性を達成するため、複素平面を虚軸 5 0 3 に沿って、互いに重ならない隣接するサブ平面 5 0 4 , 5 0 5 に分割する。各サブ平面において、各信号点をそれぞれ平均複素数 5 0 6、5 0 7 に対して鏡像変換する。例えば、ワード N o . 「 1 」の信号点は、点 5 0 7 に対してポジション 5 0 8 に鏡像変換される。結果的に、ペアの（第 2 の）マッピング 5 0 2 は、A S K / P S K 混合型のコンスタレーションとなる。この場合にも、サブ平面 5 0 4（点 5 ~ 8）またはサブ平面 5 0 5（点 1 ~ 4）のいずれかを、送信および再送の両方に使用する P A O サブセットとして選択することにより、残りの位相のあいまい性が排除されて B P S K と同等になる。

【 0 0 7 3 】

図 6 は、同様の状況として、元の（第 1 の）マッピングが 1 6 - P S K 方式である場合を示している。あいまい性を排除する場合、ペアの（第 2 の）マッピングは極めて不規則なものとなる。

【 0 0 7 4 】

ペアのコンスタレーションにおいて、元のコンスタレーションの形状を維持すべきであるならば、場合によっては、位相のあいまい性を排除するためには複数のペアのコンスタレーションが必要となる。このことは、特に、信号点が 5 つ以上である P S K 変調の場合にあてはまる。図 7 は、8 - P S K の場合の、そのようなペアのコンスタレーションと、そのコヒーレント合成の結果の例を示しており、図 9 は、1 6 - P S K の場合のペアのコンスタレーションの例を示しており、図 1 0 (A) ~ (C) は、1 6 - P S K の場合のコヒーレント合成のそれぞれの結果を示している。図から明らかなように、すべての再送の

信号点または変調状態は、元の送信の信号点と同じサブ平面内にある。したがって、サブ平面 706、707、804、805 などの一方の中の信号点を、送信に使用する P A O サブセットとして選択することができる。

【0075】

図 7 に戻り、元のコンスタレーション（第 1 のマッピング）701 の複素平面を虚軸 705 によって、互いに重ならない隣接する 2 つのサブ平面 706、707 に分割する。各サブ平面において、データワードから信号点へのマッピングを、すべてのマッピング 701 ~ 704 において、同じワードがそのサブ平面内の各ポジション（信号点）に必ず 1 回ずつ割り当てられるように変更する。結果的に、同じワードの 4 回の送信のすべてのコヒーレント合成が、ワードの値には無関係に同じ値となる。図 7 において、ワード No. 「1」は、第 1 のマッピング 701 においてはベクトル 708 によって表されており、第 2 のマッピング 702 においてはベクトル 709 によって、第 3 のマッピング 703 においてはベクトル 710 によって、マッピング 704 においてはベクトル 711 によって表されている。右側の半平面に割り当てられているすべてのワード値に対する結果 712 は、約 2.6131 という実数である。なぜなら、すべてのワード値に対して、順序が異なるだけで同じベクトルが加算されるためである。同様に、左側の半平面に割り当てられているすべての値に対する結果 713 は、約 - 2.6131 という実数である。したがって、ワードから信号点への 4 つのマッピングを使用し、変調状態 1 ~ 4 のみ、または変調状態 5 ~ 8 のみのいずれかを送信に使用するように選択することによって、あいまい性を完全に排除することができる。

【0076】

P S K 方式において位相のあいまい性のみを排除すべきである場合、1 つのみのペアのコンスタレーションを使用すれば十分なことがある。この場合、図 8 あるいは図 10 (A) または図 10 (B) に似た合成結果になる。図 10 (A) または図 10 (B) では、位相レベルはすでに 1 つのみである（この場合、8 - P S K では点 1 ~ 4 または点 5 ~ 8 のいずれか（図 8）、16 - P S K では点 1 ~ 8 または点 9 ~ 16 のいずれか（図 9）が P A O サブセットとして選択されるならば、実軸から 0 度または 180 度のいずれか）。

【0077】

図 8 においては、複素平面を虚軸 803 に沿って、互いに重ならない隣接する 2 つのサブ平面 804、805 に分割する。各信号点のポジションを、第 1 のマッピング 801 におけるポジションから、点に対する鏡像変換によって第 2 のマッピング 802 におけるポジションを取得する代わりに、両方のサブ平面の対称軸線である実軸 806 に対する鏡像変換を行う。ワード No. 「1」の第 1 の（元の）送信と繰り返される送信の合成は、ベクトル 807 とベクトル 808 の合計であり、その結果は、点 812 における約 0.7654 という実数である。ワード No. 「4」についても、これと同じことがあてはまる。ワード No. 「2」または「3」については、ベクトル 809 とベクトル 810 を合成すると、その結果は点 811 における約 1.8478 である。

【0078】

振幅のあいまい性が 2 以上であっても、このような方策によってチャネル推定能力が大きく向上する。なぜなら、P S K 変調方式の復調プロセスでは正確な振幅が要求されないためである。

【0079】

図 9 は、16 - P S K の場合の 8 つの異なるマッピングを示している。第 1 および第 2 のマッピングのみを合成する場合、図 10 (A) に示したように、実軸のいずれかが半分において 4 つの結果が生じる（4 つの振幅レベル）。最初の 4 つのマッピングを合成するときには、図 10 (B) に示したように、可能な P A O サブセットのそれぞれに対して 2 つの結果が生じる（2 つの振幅レベル）。8 つのマッピングすべてを合成するときのみ、使用する一連の信号点を、右側または左側の半平面上の信号点に減らしたときに、あいまい性が完全に排除される。

【0080】

10

20

30

40

50

本発明に開示する手順は、ワードの元のバージョンと繰り返されるバージョンとの間で、ワード（複数のビット）から信号点へのマッピング規則を並びかえることと解釈できる。したがって、以下のセクションでは、本方法を「リピーティションリアレンジメント（Repetition Rearrangement）」、または短縮して「R e R e」と称する。

【0081】

フレーム内のすべてのワードを、本発明に開示したリピーティションリアレンジメントを使用して送信する必要はない。チャネルがゆっくりと変化するだけならば、受信器の良好なチャネル推定条件を達成するのに少数の R e R e ワードで十分である。結果的に、他のデータワードについては、先行技術から公知である他の方法（例：繰り返しの送信、単純マッピングによる繰り返し、またはコンスタレーションリアレンジメント（C o R e）による繰り返し）を使用することができる。このうち C o R e は、受信器におけるビット誤り率が小さくなるため、繰り返し方式において好ましい解決策である。図 11 は、そのような反復代替方式を示している。データフレーム 1101 には、先行技術に従って、この場合にはコンスタレーションリアレンジメントによって送信されるデータが含まれている。これに対して、データフレーム 1102 には、本明細書に提示した方法に従って送信されるデータのみが含まれている。データフレーム 1103 には、両方の方法に従って送信されるデータが含まれている。データワード 1104 は、第 1 の（元の）マッピングを使用して送信され、上に詳しく説明したように、第 2 のマッピングによるデータワード 1105 として繰り返される。データワード 1106 についても同じであり、データワード 1107 として再送される。

【0082】

さらに、R e R e データシンボルの量およびポジションを、制御チャネルにおいて明示的にまたは所定のパラメータによって送信器から受信器に伝えて、データフレームのどの部分がどの反復方式に従っているかの情報を受信器に提供することができる。

【0083】

選択可能なチャネルの場合、元のシンボルとその（1つ以上の）ペアのシンボルをタイムフレーム内の隣接する場所において送信することが有利である。なぜなら、リピーティションリアレンジメントの恩恵は、元のシンボルとペアのシンボルのチャネル条件ができるだけ等しいことに依存するためである。あるいは、元のシンボルとペアのシンボルとを、F D M A システムの異なる周波数チャネルにおいて同時に送信する、または C D M A システムの異なる符号チャネルにおいて同時に送信することが可能である。当業者には、このような代替方法を組み合わせることができることが明らかであろう。例えば、O F D M システムにおいては、元のシンボルとペアのシンボルを、隣接する副搬送波上で、隣接するタイムスロットにおいて、またはその両方において送信することができる。このうち最後の送信方式は、同一の元のシンボルと一緒に送信するペアのシンボルがいくつか存在する場合（例：8 - P S K の場合の 3 つのペアのシンボル）に特に適用可能である。この場合、最初のペアのシンボルを、元のシンボルと同じ副搬送波における隣接するタイムスロットにおいて送信することができ、第 2 のペアのシンボルを、元のシンボルの副搬送波に隣接する副搬送波における同じタイムスロットにおいて送信することができ、第 3 のペアのシンボルを、元のシンボルに隣接する副搬送波における隣接するタイムスロットにおいて送信することができる。

【0084】

各図に示した例は、合成後の信号点がグラフの右側の軸線（通常は複素信号平面における実数部の軸線を表す）上に位置するマッピングコンスタレーションを示している。当業者には、合成後の信号点が実軸上に位置することなくあいまい性の数が低減される、別のマッピングを定義することが明らかであろう。例えば、信号点が虚軸上に位置する Q A M マッピングを定義することは非常に容易である。同様に、P S K のマッピングとして、実軸に対してある角度だけ傾いている直線上に点が位置するマッピングを定義することは容易である。そのようなマッピングのうちどれを選択するかは、システム設計者による実装上の選択肢であり、本発明に関する限りはその技術的な概念に直接には影響しない。

【 0 0 8 5 】

ここまでの説明では、コヒーレント復調が要求される変調コンスタレーションに焦点を当ててきた。結果的に、説明したアルゴリズムは、元の信号点と並びかえられた信号点もコヒーレント合成されるように構築される。しかしながら、設計アルゴリズムおよび合成方法は、非コヒーレントな方法に適するように容易に修正できることが明らかであろう。例えば、A S K の場合、搬送波の振幅を非コヒーレントに単純に検出することが可能であり、合成においてスカラー値を加算することができる。

【 0 0 8 6 】

上の詳細な説明においては、つねに、互いに重ならない隣接する2つのサブ平面を使用してきた。サブ平面への複数分割を行う代替例として、互いに重ならない隣接する4つの1/4平面(quarter plane)に分割することができ、1/4平面のそれぞれは複素平面の象限に似ている。その場合、図9における最初のマッピングに対するペアのコンスタレーションを、この図における第3のマッピングとすることができる。そのような場合、4つの1/4面のうちの1つの面内の変調状態(例:番号1~4、5~8、9~12、13~16)を、すべての送信に使用する変調状態のP A Oサブセットとして選択する必要がある。

10

【 0 0 8 7 】

図16(A)および図16(B)は、それぞれ、16-QAMの場合の、互いに重ならない隣接する4つの1/4面を使用する元のマッピング、およびペアのマッピングを示している。この場合にも、4つの1/4面のうちの1つの面内の変調状態のみを、すべての送信に使用するP A Oサブセットとして選択することができる。元のシンボルと再送シンボルとを合成した結果は、選択するP A Oサブセットに応じて、点1601~1604のうちの1つとなる。

20

【 0 0 8 8 】

ペアのマッピングを選択するときのさらなる副次的な基準は、どのような状況においても、コヒーレント合成の結果として複素平面の原点にならないことである。この理由は単純であり、合成後の複素数が0である信号点からは、受信器がチャネル状態に関するいかなる情報も取り出すことができないためである。

【 0 0 8 9 】

別の代替方法においては、すべてのとりうる変調状態のうちのサブセットのみ、または、存在する全データワード値のサブセットのみに対して、説明した方法を適用することができる。この方法においても、伝送チャネル特性を求めるときのあいまい性を低減することができる。

30

【 0 0 9 0 】

本説明では、元のデータワードおよび繰り返されるデータワードが、いずれも同じb個のビットのビット列から成ることを前提としている。説明を単純にするため、マッピングは、bビットを1つの複素数にマッピングするものと想定している。したがって、元のコンスタレーションは、 2^b 個の異なる複素数から成り、ペアのコンスタレーションは、 2^b 個の複素数から成る。元のコンスタレーションと1つ以上のペアのコンスタレーションは、「スーパーコンスタレーション(super-constellation)」にまとめることができる。この場合、スーパーコンスタレーションは、元のマッピングと1つ以上のペアのマッピングとをまとめる「スーパーマッピング(super-mapping)」を表すことができる。そのような場合、元のマッピングまたはペアのマッピングを表す制御情報を、スーパーマッピングまたはスーパーコンスタレーションに含めなければならない。

40

【 0 0 9 1 】

各データワードに制御ワードを事前に付加する。制御ワードは、各送信に対して特定の値をとり、例えば、データワードの最初の送信では「1」、同じデータワードの第2の送信では「2」、以下同様である。スーパーマッピングは、制御ワードとデータワードとを連結した値を、変調状態またはスーパー信号点にマッピングする。したがって、制御ワードの異なる値ごとに、データワード値から変調状態への異なるマッピングが得られる。ス

50

ーマッピングが適切に編成されているならば、データワード値から変調状態への異なるマッピングが、上述した特性を示すことができる。

【 0 0 9 2 】

図 1 4 (A) は、例として 8 - P S K の場合の元のコンスタレーションを示しており、図 1 4 (B) は、関連するペアのコンスタレーションを示している。例えば、信号点 1 4 0 1 は、第 1 の送信におけるシンボル「 1 」を表し、信号点 1 4 0 2 は、第 2 の送信または再送における同じシンボル「 1 」を表している。

【 0 0 9 3 】

なお、図 5 に示したコンスタレーションとの違いは、信号点のラベルが異なるのみである。この違いは、単に便宜上のものであり、当業者には、シンボルの番号が 1 から 8 までであるか、0 から 7 までであるかという表記上の問題であることが認識されるであろう。図 1 4 (A) および図 1 4 (B) におけるコンスタレーションから、両方のコンスタレーションの信号点を含め、先頭の「 1 」または「 0 」(それぞれ、その信号点が元のマッピング、またはペアのマッピングを使用して生成されたかどうかを示す)をラベルに付加することによって、図 1 4 (C) におけるスーパーコンスタレーションが得られる。したがって、図 1 4 (C) において、先頭が「 0 」であるラベルを持つ点のすべてが元の信号点およびそのマッピングに相当し、先頭が「 1 」であるラベルを持つ点のすべてがペアの信号点およびそのマッピングに相当する。

【 0 0 9 4 】

図 1 5 (A) は、例として 1 6 - Q A M の場合の元のコンスタレーションを示しており、図 1 5 (B) は、関連するペアのコンスタレーションを示している。なお、図 2 に示したコンスタレーションとの違いは、信号点のラベルが異なるのみであり、これは、図 1 4 (A) ~ 図 1 4 (C) に関して上述した理由と同じである。図 1 5 (A) および図 1 5 (B) におけるコンスタレーションから、両方のコンスタレーションの信号点を含め、先頭の「 1 」または「 0 」(それぞれ、その信号点が元のマッピング、またはペアのマッピングを使用して生成されたかどうかを示す)をラベルに付加することによって、図 1 5 (C) におけるスーパーコンスタレーションが得られる。元のコンスタレーションおよびペアのコンスタレーションでは信号点のポジションは同じであり、ラベルが異なるのみであるため、図 1 5 (C) において、各信号点が 2 つのラベルを表す必要がある。例えば、信号点 1 5 0 1 は、第 1 の送信における値「 1 」と、第 2 の送信または再送における値「 4 」とを表している。したがって、信号点 1 5 0 1 は、スーパーコンスタレーションにおける値「 0 1 」および「 1 4 」を表している。同様に、点 1 5 0 2 は、第 1 の送信における「 4 」と、第 2 の送信における値「 1 」とを表している。図 1 5 (C) のスーパーコンスタレーションにおいては、点 1 5 0 2 は値「 0 4 」および「 1 1 」を表している。

【 0 0 9 5 】

先頭が「 0 」であるすべてのラベルは、元の信号点と、そのマッピングおよびラベルに相当し、先頭が「 1 」であるすべてのラベルはペアのコンスタレーションと、そのマッピングおよびラベルに相当する。

【 0 0 9 6 】

なお、そのようなスーパーマッピングおよびスーパーコンスタレーションは、トレリス符号化変調の当業者に公知である、いわゆる「セットパーティショニング (set partitioning)」手法に性質が似ている。これに関する参考資料は、G. Ungerboeck の「Trellis-coded modulation with redundant signal sets Part I: Introduction」と、「Trellis-coded modulation with redundant signal sets Part II: State of the art」(いずれも IEEE Communications Magazine, Volume: 25, Issue: 2, Feb 1987, Pages: 5-11 and 12-21) に記載されている。

【 0 0 9 7 】

図 1 2 は、デジタル通信システムにおけるデータシンボルのあいまい性を低減させるために使用できる方法のフローチャートを示している。この方法は、マッピング生成ステップ 1 2 0 1 と、送信ステップ 1 2 0 5 と、1 回以上の再送ステップ 1 2 0 6 とから成る。

【0098】

最初に、ステップ1202において、第1のマッピングを生成する。このマッピングは、ランダムに、指定されるアルゴリズムに従って、またはこの方法を採用している送信器に格納されているテーブルから単純に読み取ることによって生成することができる。また、このテーブルは、その送信に対応する基地局や移動局などの別のエンティティから受信してもよい。次に、ステップ1208において、すべての変調状態のうち、送信に使用する適切なPAOサブセットを、上述した規則に従って選択する。あるいは、このステップは、ステップ1204の後に実行することもできる。次に、さらなるステップ1203において、上述したアルゴリズムの1つに従って、第2のマッピングを生成する。ステップ1204において、さらなるマッピングを生成すべきであるかどうかを問い合わせる。生成すべきである場合、ループはステップ1203に戻る。そうでない場合、ステップ1209に進む。生成したマッピングは、後から使用できるようにテーブルに格納してもよい。したがって、生成ステップ1201は、伝送セッションごとに必要であるとは限らず、場合によっては送信するデータワードに対して必要ないこともある。さらには、送信器の製造時に、使用するマッピングのすべてを格納する、例えばファームウェアのダウンロードにより格納する、またはすべてのマッピングを別のエンティティから受信してそれらをメモリ内のテーブルに格納することも可能である。

10

【0099】

ステップ1209において、例えば、ビットをより多数のワードに再配列することによって、またはビットをパルクチャリングすることによって、送信するデータを、減少した伝送容量に適合させる。ステップ1205において、データワードを表している第1のマッピングに従ってシンボルを送信する。ステップ1206において、ステップ1203において生成した第2のマッピングに従って、同じデータワードを再送シンボルとしてもう一度送信する。ステップ1207において、データワードを送信する必要のあるマッピングが他に存在しているかどうかを問い合わせる。存在している場合、後ろに戻ってステップ1206および1207を繰り返す。さらなるマッピングが存在していない場合、そのデータワードの送信が終了する。同じデータワードのすべての送信を時間的に間隔をあけずに送ることが有利であるが、間に別のデータワードを転送することもできる。

20

【0100】

図13は、上述した方法に従ってデータを転送する目的で利用できる送信器1300を示している。

30

【0101】

送信器1300では、符号器1301において、送信する情報ビットストリームを符号化する。ランダムビットインタリーバ1302において、符号化したビットストリームをインタリーブする。S/Pユニット1303において、ビットのグループをデータワードに組み合わせる。組み合わせるビットの数は、利用可能な変調状態の数に依存する。例えば、16-QAMの場合、 $\log_2 16 = 4$ ビットを組み合わせると1つのデータワードとし、64-QAMの場合、 $\log_2 64 = 6$ ビットを組み合わせると1つのデータワードとする。反復器1304において、再送のためデータワードを繰り返す。データワードの繰り返し係数および繰り返す比率は、方法のバージョンに依存する。生成したワードをマップ1305に送る。マップ1305は、様々なモードに従って動作することができる。単純マッピングに相当する第1のモードにおいては、繰り返されないワードまたは繰り返されるワードを、ワードから信号点への1つのマッピング方式のみを使用して複素シンボル (complex symbol) にマッピングする。コンスタレーションリアレンジメントモードにおいては、マップ1305は、反復器1304によって生成されたワードに様々なマッピングを適用することにより、先行技術のセクションで説明したコンスタレーションリアレンジメントを適用する。第3のモードにおいては、マップ1305は、本明細書に説明した方法を、反復器1304によって生成されたワードに適用する。マップ1305は、ワードに適用するマッピングモードを選択するマッピング制御ユニット1306によって制御される。第3のモードが選択されると、マップ1305は、マッピング情報が含まれているテーブ

40

50

ルを格納するためのメモリ 1307 を備えるマッピング制御ユニット 1306 からマッピング情報を受け取る。さらに、マッピング制御ユニット 1306 は、第 3 のマッピングモードにおいては、第 1 の送信に使用された第 1 のマッピングから、上に定義した規則に従って導かれる第 2 および第 3 以降のマッピング（すなわちペアのマッピングまたはペアのコンスタレーション）を、再送のマッピングとして選択するように構成されている。マッピングは、上述した規則に従って、実行時に計算することができる。あるいは、マッピングは、メモリ 1307 の中のテーブル（通信システムの設計に従ってあらかじめ格納されている）から読み出すことができる。

【0102】

また、上述した様々なマッピングモードは、ネットワークまたは受信ユニットによって提供される情報に従って使用されるようにしてもよい。さらに、これらのマッピングモードは、所定のパターン（例：図 11 に示したフレーム 1103）に従って単一フレームの中で交互に使用することができる。そのようなパターンに関する情報と、使用するマッピングに関する情報は、制御データ送信器 1308 および伝送チャネル 1312 によって受信ユニットに送るようにしてもよい。さらに、反復制御ユニット 1309 は、マッピング制御ユニット 1306 の要求に従って、反復器 1304 の繰り返し係数を制御する。例えば、第 3 のマッピングモードにおいては、反復制御ユニット 1309 は、選択されているマッピングに必要な繰り返し回数に関する情報を、マッピング制御ユニット 1306 から受け取る。

【0103】

マッピングの後、パイロット/データフレーム作成ユニット 1310 において、パイロットデータを追加してフレームを結合する。次いで、変調器 1311 において、情報を搬送波に変調する。変調した信号を、チャネル 1312 を介して受信側エンティティに送る。

【0104】

送信器 1300 は、実装形態に応じて、さらなるユニット（例：IF 段、ミキサ、出力増幅器、アンテナ）を備えていてもよい。信号の流れの観点からは、いずれも信号にノイズを付加したり、信号に対して位相シフトや減衰を発生させたりするため、そのようなユニットはチャネル 1312 に含まれるものとみなすこともできる。

【0105】

ユニット 1301 ~ 1311 は、専用ハードウェアまたはデジタル信号プロセッサで実施することができる。この場合、プロセッサは、本明細書に説明した方法を、コンピュータ可読ストレージメディア（例：ROM（読取専用メモリ）、EEPROM（電氣的に消去可能な読取専用メモリ）、フラッシュメモリ）から読み取る命令を実行することによって実行する。さらに、これらの命令は、別のコンピュータ可読媒体（例：磁気ディスク、光ディスク、磁気テープ）に格納しておき、使用する前にデバイスにダウンロードするようにしてもよい。ハードウェアとソフトウェアとを混合した実施形態も可能である。

【0106】

代替方法として、本発明は、ワード（複数のビット）から変調状態への 1 つのマッピングと、追加のビット操作ステップとを使用して実施することができる。

【0107】

一例として、図 17 および図 28 に示してあるように、16-QAM 変調方式を使用する送信を想定する。表 1 によると、そのようなデータシンボルは 4 つのビットを伝える。本明細書に説明した方法においては、これらの 4 つのビットを、以下の条件で 2 回送信する。

【0108】

1. 元の列（4 ビット）に対して 16-QAM マッピングを使用する
2. ペアの列（4 ビット）に対して同じ 16-QAM マッピングを使用する

【0109】

一般的には、純粋な ASK 以外の変調方式では、必要なビット操作ステップは、上に概

10

20

30

40

50

説した方法に従って少なくとも1つのビットを固定値に置き換えてサブ平面を選択するステップである。これは、図17ではグレイマッピングの場合について示してあり、例として、元のビット列1010とペアの列1100とが強調してある。4ビット列のそれぞれを、16-QAMの変調状態にマッピングする。適用するマッピングがグレイマッピングであるため、隣接する最も近い変調状態は、必ず1つのビットのみ値が異なる。例えば、変調状態1701にはビット列「0000」が割り当てられている。隣接する4つの変調状態1702～1705には、ビット列「0001」、「0010」、「0100」、「1000」が割り当てられている。

【0110】

4ビット列のそれぞれには、後から説明するビット反転によって得られるさらなるビット列が関連付けられる。さらに、元のビット列とペアのビット列の両方において、少なくとも1つのビット（適切に選択する必要がある）を、固定値（例：0または1）に置き換える。最初のビット列の結果としての第1のシンボルと、さらなるビット列の結果としてのさらなるシンボルとを合成する結果として、位相のあいまい性が排除され、置き換えたビットの固定値に応じて、2つの可能なベクトル合計結果1706または1707のうちの一方が得られる。位相のあいまい性を1に減少させる効果（phase ambiguity to one）があるため、固定値を伝えるこれらの1つ以上のビットをPAOビットと称する。

【0111】

図18のフローチャートは、伝送チャネル推定において位相のあいまい性を排除するために必要なステップを示している。

【0112】

ステップ1801において、第1のビット列または複数のビットを受け取る。1つの列に含まれるビットの数は、適用する変調方式における相異なる変調状態の数に依存する。例えば、64-QAMの場合、各列には、 $\log_2 64 = 6$ ビットが含まれる。8-PSKの場合、複数ビットのそれぞれには、 $\log_2 8 = 3$ ビットが含まれる。

【0113】

ステップ1802において、受け取った複数のビットのうちの1つ以上のビットを、固定値に置き換える。これは、送信に使用する変調状態のPAOサブセットを選択すること（本明細書中に上述してある）に相当する。

【0114】

明らかに、ビットの1つを固定値に置き換えると、通常の意味では、情報を伝える能力が失われる。したがって、複数のビットによる同じビット列の中で使用するPAOビット1つにつき、使用可能な異なる変調状態の数が1/2に減少する。例えば、64-QAM変調シンボルを定義している6ビットのうちの1つを固定値で置き換える場合、残りの5ビットのビット値に応じて、64個の変調シンボルのうち、 $0.5 * 64 = 32$ 個の残りの変調シンボルのみが生成される。あるビットによって一連の変調シンボルが分けられる場合において、そのビットが第1の固定値であるときには変調シンボルの残りの50%を複素平面の第1の半平面によって表すことができ、かつ、そのビットが第2の固定値であるときには変調シンボルの残りの50%を複素平面の第2の半平面によって表すことができ、かつ、第1および第2の半平面が重なることなく隣接しており、第1および第2の半平面の間の境界に複素原点 $0 + j0$ が含まれるならば、そのビットを「半平面ビット」と称する。図40、図41、図42は、それぞれ、QPSK、8-PSK、および16-QAMの場合の例を示している。左側の例では、半平面ビット4001、4101、4201は、その固定値に応じて、垂直に分けられる半平面4002、4102、4202、または4003、4103、4203を選択する。右側の例では、半平面ビット4004、4104、4204は、その固定値に応じて、水平に分けられる半平面4005、4105、4205、または4006、4106、4206を選択する。

【0115】

ステップ1803において、ビット列から変調状態への所定のグレイマッピングに従って、第1の複数のビットを変調状態にマッピングする。ステップ1804において、グレイ

10

20

30

40

50

イマッピングにおいてビット列が割り当てられた変調状態に従って搬送波を変調することによって、第1のビット列を送信する。

【0116】

ステップ1805において、再送のそれぞれについて、ビット列に含まれているビットのうち、反転させるビットのサブセットを決定する。決定ステップ1805は、例えば、決定アルゴリズムを実行することによって、ピアエンティティからデータを受信することによって、またはメモリからデータを単に読み取ることによって実行することができる。ステップ1806において、ステップ1801からの第1の複数のビットのうち、ステップ1805において決定した反転規則の1つに従いビットを反転させることによって、さらなる複数のビットを得る。ステップ1807において、ステップ1803において使用したのと同じグレイマッピングに従って、このさらなるビット列を変調状態にマッピングする。後からさらに説明するように、ステップ1802において固定値に置き換えるビットは、ステップ1807においてさらなる複数のビットがマッピングされる変調状態についても、ステップ1802におけるビット操作によって選択される変調状態のPAOサブセットの中に含まれるように選択する。ステップ1808において、ステップ1806において得られたさらなる列を送信することによって、すなわち、ステップ1807において得られた変調状態に従って搬送波を変調することによって第1の列を再送する。

10

【0117】

ステップ1809において、同じ第1のビット列について実行すべきさらなる再送が存在するかどうかを問い合わせる。存在する場合は、ボックス1805に戻る。存在しない場合は、本方法は終了し、第1のビット列の送信および再送が完了する。

20

【0118】

上述したように、決定ステップ1805においては、さらなるビット列を得るための1つの反転規則を選択する。この反転規則は、反転させる必要のあるビットのサブセットとして表現することができる。あいまい性を所望の目標レベルまで低減させるためには、選択するマッピング方法に応じて、1つまたは複数の反転規則が必要である。決定ステップ1805では、再送のそれぞれに対してそのような規則の1つを選択する必要がある。好ましくは、第1の複数のビットに対して各反転規則を1回ずつ決定する。位相のあいまい性を1に低減する目的で使用するよう選択される（すなわち前出のPAOビットの定義に対応する）半平面ビットは、ペアの列において反転させるビットとして選択することはできず、その逆も成り立つ。以下では、ステップ1805において選択すべき反転規則の決定と、ステップ1802における適切なPAOビットの選択に関して、様々な変調方式の場合についてさらに詳しく説明する。

30

【0119】

グレイマッピングを使用するPSK変調の場合、図19に示した以下のアルゴリズムを適用することができる。

【0120】

- 1つのPSKシンボルにマッピングするビットの数を n とする（ステップ1901）。
- n 個のビットから、反転候補の $n-1$ 個のビットを選択する（ステップ1902）。
- 反転規則：選択した $n-1$ 個のビットのうちの1個～($n-1$)個のビットを使用して可能な組合せのすべてを得ることによって、反転させるビットを決定する（ステップ1903）。
- 見つかった組合せのうち（1つ以上の）ビットを反転させることによって、元のビット列から $n-1$ 個のペアのビット列を得る。
- 反転候補として選択されていない1つの半平面ビットがPAOビットであり、すなわち、その半平面ビットを固定値に置き換える（ステップ1904）。

40

【0121】

例として、図20に示したコンスタレーションについて説明する。

【0122】

50

- 8 - P S Kを使用して、3つのビットを1つのシンボルにマッピングする。すなわち $n = 3$ である。

- 反転候補として、第1のビットおよび第3のビットを選択する。

- 反転規則：第1のビットのみ、第3のビットのみ、または第1と第3の両方のビットを反転させる。

- 半平面ビットは、第1のビットおよび第2のビットである。

【0123】

この反転規則では、第1のビットを使用してペアのコンスタレーションを生成するため、第2のビットをP A Oビットとして選択し、固定値0または1に置き換える。

【0124】

【表2】

	P A Oビットを0に設定	P A Oビットを1に設定
グレイ符号化における元のビット列	000, 001, 101, 100	011, 010, 110, 111
第1のビットを反転させたペアの列	100, 101, 001, 000	111, 110, 010, 011
第3のビットを反転させたペアの列	001, 000, 100, 101	010, 011, 111, 110
第1および第3のビットを反転させたペアの列	101, 100, 000, 001	110, 111, 011, 010

【0125】

変調状態2001にはビット列「000」が割り当てられている。反転規則を適用することによって、ビット列「100」、「001」、および「101」が得られ、これらのビット列は変調状態2002～2004に割り当てられている。これらの変調状態に対する搬送波の複素数を表すベクトル2005～2008を加えることによって、シンボルを合成する。結果は、固定のP A Oビット値が0である場合には点2009であり、固定のP A Oビット値が1である場合には点2010である。したがって、結果は、1つの振幅値と1つの位相値を持つのみとすることができる。

【0126】

少なくとも部分的にP S Kが適用される、すなわち情報の少なくとも一部が情報シンボルの位相に含まれるすべての方式（例：上に概説した n -P S K、 n -A S K / m -P S K、 n -Q A M）では、あいまい性の数を完全に排除することができる。

【0127】

A S K変調では、図22に示したようにシンボルの送信出力がグレイ符号化に従って昇順または降順のいずれかに並び、図21に示した以下のアルゴリズムを適用することができる。

【0128】

- 1つのA S Kシンボルにマッピングするビットの数を n とする（ステップ2101）

。

- 反転規則：送信出力が最小である正確に $0.5 * 2^n = 2^{n-1}$ 個のシンボルにおいてビット値が同じである1つのビットを反転させる（ステップ2102）。

- 元のビット列に反転規則を適用することによって、ペアの列を得る。

【0129】

なお、上に代えて、同じ反転ビットを、送信出力が最大である $0.5 * 2^n = 2^{n-1}$ 個のシンボルにおいてビット値が同じであるビットとして識別できることが、当業者には理解されるであろう。

【0130】

図22のマッピングによる8-A S K変調を例にとる。図22において、バー2201、2202、2203は、それぞれ、ビット1、2、3の値が「1」であることを示している。ビットの順序は $b_1 b_2 b_3$ であるとする。

10

20

30

40

50

【 0 1 3 1 】

- 8 - A S Kを使用して、3つのビットを1つのシンボルにマッピングする。すなわち $n = 3$ である。

- 送信出力が最小である正確に $0.5 * 2^3 = 4$ 個のシンボルにおいて値が同じであるビットは、第2のビット b_2 であり、その値はこれらのシンボルでは1に等しい。

- 反転規則：第2のビット b_2 を反転させる。

- グレイ符号化における元のビット列：

0 1 1、0 1 0、1 1 0、1 1 1、1 0 1、1 0 0、0 0 0、0 0 1

- 第2のビットを反転させたペアの列：

0 0 1、0 0 0、1 0 0、1 0 1、1 1 1、1 1 0、0 1 0、0 1 1

10

【 0 1 3 2 】

変調状態 2 2 0 4 にはビット列「0 1 1」が割り当てられている。反転規則に従って第2のビットを反転させることによってペアの列「0 0 1」が得られる。このペアの列「0 0 1」は変調状態 2 2 0 5 に割り当てられている。変調状態 2 2 0 4 および 2 2 0 5 の複素数を表しているベクトル 2 2 0 6 および 2 2 0 7 を加えることによって、シンボルを合成する。すべての第1のビット列とそれらのペアの列の合成結果を計算すると、結果はつねに点 2 2 0 8 である。したがって、この場合は伝送チャネル特性の決定においてあいまい性は残らない。

【 0 1 3 3 】

純粋な A S K 変調の場合、すべての変調状態が1つの半平面内にあるため、ビットを固定値によって置き換える必要がなく、上に概説した反転手順のみによってあいまい性を完全に排除することができる。

20

【 0 1 3 4 】

図 2 4 に示した混合型 A S K / P S K 変調の場合、ビットを、グレイ符号化された A S K 情報を伝えるビットと、グレイ符号化された P S K 情報を伝えるビットとに分けることができ（「スター Q A M」）、これらのビットを上記した P S K 規則または A S K 規則に従って個別に扱うべきである。以下はその結果のアルゴリズムであり、図 2 3 のフローチャートに示してある。

【 0 1 3 5 】

- A S K / P S K 変調を、独立した A S K 部分と P S K 部分とに分ける（ステップ 2 3 0 1）。

30

- 上述したアルゴリズムに従って、A S K 部分と P S K 部分の反転規則を個別に決定する。

- A S K 部分（ステップ 2 3 0 2）と P S K 部分（ステップ 2 3 0 3）について、反転規則ビットに対応する A S K / P S K ビットを求める。

- P S K 部分において反転するように選択されていない P S K 半平面ビットを、固定値によって置き換える P A O ビットとして選択する（ステップ 2 3 0 4）。

- 1 個～すべての A S K / P S K 反転規則ビットを組み合わせることによって、A S K / P S K 反転規則を決定する（ステップ 2 3 0 5）。

- 決定された A S K / P S K 反転規則に従ってビットを反転させることによって、すべてのペアの列を得る。

40

【 0 1 3 6 】

例として、図 2 4 のスター Q A M について説明する。

【 0 1 3 7 】

- 図 2 4 に示した 4 - A S K / 4 - P S K を使用して、最初の 2 ビット 2 4 0 1、2 4 0 2 を P S K としてマッピングし、後の 2 ビット 2 4 0 3、2 4 0 4 を A S K としてマッピングする。すなわち、 $n_{A S K} = 2$ 、 $n_{P S K} = 2$ である。

- A S K 部分は次のとおりである（図 2 5 参照）。

・送信出力が最小である $0.5 * 2^2 = 2$ 個のシンボルにおいて同じ値を伝えるビットは、第1のビット 2 4 0 3 であり、その値は0に等しい。

50

- ・反転規則：第1のASKビット2403を反転させる。
- ・グレイ符号化における元のASKビット列：
00、01、11、10
- ・第1のASKビット2403を反転させたペアの列：
10、11、01、00
- PSK部分は次のとおりである（図26参照）。
 - ・第2のビット2402を反転ビットとして選択する。
 - ・反転規則：第2のPSKビット2402を反転させる。
 - ・グレイ符号化における元のビット列：
00、01、11、10
 - ・第2のビット2402を反転させたペアの列：
01、00、10、11
- ASK/PSK反転規則ビットを求める。
 - ・ASK部分の第1のビット2403はASK/PSK部分の第3のビットである。
 - ・PSK部分の第2のビット2402はASK/PSK部分の第2のビットである。
- PSK部分における半平面ビットは、第1および第2のPSKビットである。
- 第2のPSKビットは反転ビットとして選択されているため、PSK部分の第1のビット2401を、固定値0または1によって置き換えるPAOビットとして選択する。
- ASK/PSK反転規則を求める。
 - ・反転規則：第2のASK/PSKビット2402のみ、第3のASK/PSKビット2403のみ、第2および第3のASK/PSKビット2402、2403の両方を反転させる。

10

20

【0138】

【表3】

	PAOビットを0に設定	PAOビットを1に設定
元のASK/PSKビット列	0000, 0001, 0011, 0010, 0100, 0101, 0111, 0110	1100, 1101, 1111, 1110, 1000, 1001, 1011, 1010
第2のビットを反転させた ペアのASK/PSK列	0100, 0101, 0111, 0110, 0000, 0001, 0011, 0010	1000, 1001, 1011, 1010, 1100, 1101, 1111, 1110
第3のビットを反転させた ペアのASK/PSK列	0010, 0011, 0001, 0000, 0110, 0111, 0101, 0100	1110, 1111, 1101, 1100, 1010, 1011, 1001, 1000
第2および第3のビットを 反転させた ペアのASK/PSK列	0110, 0111, 0101, 0100, 0010, 0011, 0001, 0000	1010, 1011, 1001, 1000, 1110, 1111, 1101, 1100

30

40

【0139】

変調状態2405にはビット列「0010」が割り当てられている。PSKサブ列は「00」であり、ASKサブ列は「10」である。上記規則によると、PSKサブ列のうち1つのビット2402を反転させるように決定され、ASKサブ列のうち1つのビット2403を反転させるように決定される。結果的に、3つのペアのビット列が存在する。ビット2402のみを反転させると「0110」となり、これは変調状態2406に割り当てられている。ビット2403のみを反転させると「0000」となり、これは変調状態2407に割り当てられている。ビット2402および2403の両方を反転させると「0100」となり、これは変調状態2408に対応している。それぞれの複素数を表すベクトル2411～2414を加えることによってすべてのシンボルを合成すると、結果は

50

点 2 4 0 9 である。ビット列の値の可能な組合せすべてに対してこの計算を行うと、合成結果は、ビット 2 4 0 1 の固定値である P A O ビットが 0 である場合には点 2 4 0 9、ビット 2 4 0 1 の固定値である P A O ビットが 1 である場合には点 2 4 1 0 である。したがって、あいまい性が完全に排除される。

【 0 1 4 0 】

混合型 A S K / P S K 変調の 1 つの特殊な方式として、2 つの直交グレイ符号化 m - A S K / 2 - P S K 変調の組合せがある。この混合型コンスタレーションは「方形 Q A M (square Q A M) 」とも称され、以下では単に s q - Q A M と記す。以下では、2 つの A S K / P S K 変調を個別に扱うのではなく、さらに効率的な方法について、図 2 7 および図 2 8 を参照しながら説明する。

10

【 0 1 4 1 】

- s q - Q A M を 2 つの直交する m - A S K / 2 - P S K 変調に分ける。以下ではこれらを A P 1 および A P 2 と称する (ステップ 2 7 0 1) 。

- A P 1 の反転規則：反転させるビットは、m - A S K 部分のうち、送信出力が最小である正確に m / 2 個のシンボルにおいてビット値が同じであるビットである (ステップ 2 7 0 2) 。このシンボルは、m - A S K / 2 - P S K のうち送信出力が最小である m 個のシンボルに技術的に相当する。

- A P 2 の反転規則：反転させるビットは、2 - P S K 部分の情報を伝えるビットである (ステップ 2 7 0 3) 。

- s q - Q A M のビットのうち、個別の A P 1 および A P 2 の反転ビットに対応するビットを求める。

20

- 対応する Q A M ビットにおいて A P 1 および A P 2 の反転規則の両方を組み合わせることによって、s q - Q A M の反転規則を得る (ステップ 2 7 0 4) 。

- P A O ビットとして、すなわち固定値によって置き換えるビットとして、A P 1 の P S K 情報を伝えるビット (すなわち半平面ビット) を選択する (ステップ 2 7 0 5) 。

- s q - Q A M 反転規則を適用することによって、s q - Q A M のペアの列を得る。

【 0 1 4 2 】

なお、上の方法に代えて、A P 1 について、m - A S K 部分のうち、送信出力が最大である正確に m / 2 個のシンボルにおいてビット値が同じであるビットとして、同じ反転ビットを識別できることが、当業者には理解されるであろう。

30

【 0 1 4 3 】

また、図 2 8、図 3 1 ~ 図 3 4 の例におけるようなコンスタレーションの配置の場合、同相の成分を A P 1 または A P 2 のいずれかとし、A P 1 または A P 2 の他方が直角成分であるように選択できることに留意されたい。この場合、あいまい性の低減効果は変わらない。一方のケースでは合成結果が実数であり、他方のケースでは結果が虚数値である。さらに、方形 Q A M の場合、P A O ビットとして A P 1 から選択される半平面ビットは、方形 Q A M の半平面ビットでもある。具体的には、このビットは、図 4 2 に示したように、その値に応じて同相の 4 2 0 2、4 2 0 3、4 2 0 5、または 4 2 0 6 を表す半平面ビット 4 2 0 1 または 4 2 0 4 とすることができる。

【 0 1 4 4 】

40

さらには、互いに直交するが実軸および虚軸のいずれとも平行ではない 2 つの成分を、それぞれ、A P 1 および A P 2 として選択することができる。

【 0 1 4 5 】

例：

- 図 2 8 に示したような 1 6 - s q - Q A M を使用し、A P 1 を図 2 9 の 2 - A S K / 2 - P S K として定義し、A P 2 を図 3 0 の 2 - A S K / 2 - P S K として定義する。

- A P 1 については以下のとおり：

・ A S K 部分の、送信出力が最小である正確に m / 2 = 1 個のシンボル (2 9 0 1 または 2 9 0 2) において値が同じであるビットは、第 2 の A S K / P S K ビット 2 8 0 3 であり、これらのシンボルでは値は 0 である (図 2 9 参照) 。

50

- ・ A P 1 の反転規則：第 2 の A S K / P S K ビット 2 8 0 3 を反転させる。
- A P 2 については以下のとおり：
 - ・ P S K 情報を伝えるビットは第 1 の A S K / P S K ビット 2 8 0 2 であり、これは、実軸に対する位相が 9 0 ° である場合は 0、実軸に対する位相が 2 7 0 ° である場合は 1 に等しい（図 3 0 参照）。
 - ・ A P 2 の反転規則：第 1 の A S K / P S K ビット 2 8 0 2 を反転させる。
- A P 1 および A P 2 の反転規則ビットは、以下のように元の Q A M ビットに対応する（図 2 8 参照）。
- ・ A P 1 からの第 2 の A S K / P S K ビット 2 8 0 3 は、第 3 の Q A M ビットに対応する。
- ・ A P 2 からの第 1 の A S K / P S K ビット 2 8 0 2 は、第 2 の Q A M ビットに対応する。
- 1 6 - s q - Q A M の反転規則を得る：第 2 および第 3 の s q - Q A M ビットの両方を反転させる。
- A P 1 の位相ビット 2 8 0 1（半平面ビット）を P A O ビットとして選択する（図 2 9 参照）、すなわち固定値 0 または 1 に置き換える。このビットは、同相の半平面を定義する第 1 の Q A M ビットに相当する。
- 元の s q - Q A M ビット列は次のとおり：

0 0 0 0、0 0 0 1、0 0 1 1、0 0 1 0、
0 1 0 0、0 1 0 1、0 1 1 1、0 1 1 0、

または

1 1 0 0、1 1 0 1、1 1 1 1、1 1 1 0、
1 0 0 0、1 0 0 1、1 0 1 1、1 0 1 0
- 第 2 および第 3 のビットを反転させたペアの s q - Q A M 列は次のとおり：

それぞれ、

0 1 1 0、0 1 1 1、0 1 0 1、0 1 0 0、
0 0 1 0、0 0 1 1、0 0 0 1、0 0 0 0、

または

1 0 1 0、1 0 1 1、1 0 0 1、1 0 0 0、
1 1 1 0、1 1 1 1、1 1 0 1、1 1 0 0

【 0 1 4 6 】

【表 4】

	P A O ビットを 0 に設定	P A O ビットを 1 に設定
元の s q - Q A M ビット列	0 0 0 0、0 0 0 1、 0 0 1 1、0 0 1 0、 0 1 0 0、0 1 0 1、 0 1 1 1、0 1 1 0	1 1 0 0、1 1 0 1、 1 1 1 1、1 1 1 0、 1 0 0 0、1 0 0 1、 1 0 1 1、1 0 1 0
第 2 および第 3 のビットを 反転させた ペアの s q - Q A M 列	0 1 1 0、0 1 1 1、 0 1 0 1、0 1 0 0、 0 0 1 0、0 0 1 1、 0 0 0 1、0 0 0 0	1 0 1 0、1 0 1 1、 1 0 0 1、1 0 0 0、 1 1 1 0、1 1 1 1、 1 1 0 1、1 1 0 0

【 0 1 4 7 】

例として、P A O ビットとしての第 1 のビットを固定値「1」に設定する。変調状態 2 8 0 5 にはビット列「1 0 1 1」が割り当てられている。第 2 および第 3 のビットを反転させるとペアの列「1 1 0 1」が得られ、この列は変調状態 2 8 0 6 に関連付けられている。変調状態の各複素数を表すベクトル 2 8 0 7 および 2 8 0 8 を加算することによって、両方のシンボルの合成が達成される。その結果は点 2 8 0 9 である。ビット列の値の可能な組合せすべてに対してこの計算を繰り返すと、ビット 2 8 0 1 の固定値が 1 であるすべてのビット列では、合成結果が点 2 8 0 9 になり、ビット 2 8 0 1 の固定値が 0 であるすべてのビット列では、合成結果が点 2 8 1 0 になる。したがって、いずれの場合にもあ

いまい性が排除される。

【0148】

なお、用語「方形QAM」は、厳密には、コンスタレーションのすべての点について、隣接する最も近い点の間の距離が等しいQAMマッピングのみに使われることがある。しかしながら、この特性が一部の点にのみあてはまるQAMマッピングについても、本発明に提示したアルゴリズムを適用できることが、当業者には理解されるであろう。この例として、図31～図34に示した、DVBにおいて使用される不均一な16-QAMコンスタレーションおよび64-QAMコンスタレーションが挙げられる。これらのコンスタレーションにおいては、実軸および虚軸は、変調状態の複素数を表す信号点にとっての対称軸線である。このように、本発明においては、用語「方形QAM」は、図28および図31～図34におけるようなコンスタレーション配置を含めた（ただしこれらに限定されない）広い意味において使用する。

10

【0149】

当業者には、通信システムまたは通信装置では、反転規則の決定機能を実際に実現するうえでの様々な方法を採用できることが理解されるであろう。1つの実施形態においては、反転規則は、本発明に記載したアルゴリズムを実行することによって得られる。好ましい実施形態においては、通信システムまたは通信装置において使用する変調方式ごとに反転規則を決定し、反転規則を迅速に取得できるようにメモリまたは探索テーブルに格納する。別の好ましい実施形態においては、反転規則をハードウェアモジュールまたはソフトウェアモジュールにコーディングし、その場合、ステップ1805は、送信時にそれらのハードウェアモジュールまたはソフトウェアモジュールのうちのどれを選択するかを制御することと等価である。

20

【0150】

アルゴリズムによっては、複数のペアの列または反転規則が生成される。このことは、あいまい性レベルを最適に低減するためには、ビット列の複数回の繰り返しが必要であること、すなわち、ビット列を複数回送信しなければならないことを意味する。システム容量の観点からこのことが望ましくない場合、ペアの列/反転規則のうちの1つを選択しなければならない。場合によっては、振幅のあいまい性を準最適に低減する、または位相のあいまい性を準最適に排除するだけで十分なことがある。すなわち、最適な場合より少ない数のペアの列で十分なことがある。

30

【0151】

ここまで説明したアルゴリズムでは、変調状態にマッピングする第1の複数ビットおよびさらなる複数ビットの複素数を合成することにより、あいまい性レベルを最適に低減することが目標であることを前提としてきた。しかしながら、振幅のあいまい性レベルを準最適に低減することを目標とすることが望ましい、または十分なことがある。例えば、あいまい性を4ASKと同等のレベル（すなわち4つの振幅レベルおよび1つの位相レベル）に低減させることが望ましいことがある。その場合のチャネル推定は、一般的には、結果の複素数が1つである状況と比較して劣るが、複数個の複数ビットにおいて送信されるデータビットについてLLR値が復調されるという観点から、あるいは伝送容量の損失が少ないという観点から、その方法が有利なことがある。

40

【0152】

ASKの場合に示した本発明によるアルゴリズムでは、ステップ2102において、送信出力が最小である正確に 2^{n-1} 個（ n は列あたりのビット）の変調状態を考慮したときに、振幅レベルが1つのみという結果になるため（図21および図22を比較参照）、このアルゴリズムを、目標振幅レベルとして任意の数（2の累乗）に拡張することができる。いま、 2^k を振幅レベルの目標値とする。その場合、反転規則を見つけるための手順は、次のようになる。

【0153】

・反転させるビットとして、送信出力が最小である 2^{n-k-1} 個の変調状態において同じ第1の値を持ち、かつ、送信出力値が次に高い次の変調状態において第1の値とは反

50

対の値を持つビットを求める。

【 0 1 5 4 】

または前述したように、これに代えて以下のように決定する。

【 0 1 5 5 】

・反転させるビットとして、送信出力が最大である 2^{n-k-1} 個の変調状態において同じ第 1 の値を持ち、送信出力値が次に低い次の変調状態において第 1 の値とは反対の値を持つビットを求める。

【 0 1 5 6 】

$k = 0$ である場合、図 2 1 のブロック 2 1 0 2 に示した、前述した同じ手順となる。 $k = n$ の場合、振幅レベルは低減されない。したがって、 k は、 $0 \sim n - 1$ の範囲内の整数値をとることが好ましい。

【 0 1 5 7 】

一例として、図 2 2 におけるコンスタレーション ($n = 3$) に $k = 1$ を適用すると、2 つの信号点「0 1 1」および「0 1 0」は、ビット値 $b_1 = 0$ 、 $b_2 = 1$ が同じである。しかしながら、送信出力が最小である 2 つの点のみならず、送信出力が最小である 4 つの点においても $b_2 = 1$ であるため、「送信出力が最小である 2^{n-k-1} 個の変調状態において同じ第 1 の値を持ち、かつ、送信出力値が次に高い次の変調状態において第 1 の値とは反対の値を持つビット」という要件を b_2 は満たさない。この結果として、反転規則では、ビット b_1 が反転ビットとして決定される。

【 0 1 5 8 】

PSK 変調方式の場合、一連の反転規則が得られる。これらの反転規則の一部のみを選択することにより、位相のあいまい性を低減できる。図 2 0 の例においては、第 1 のビットのみを反転させると、合成後の位相レベルは 2 つだけとなる。すなわち、シンボル 2 0 0 1 および 2 0 0 2 の合成と、シンボル 2 0 0 3 および 2 0 0 4 の合成とによって、2 つの異なる点となるが、いずれの点も虚軸上にあり、位相レベルは同じである。全体として、この反転規則を単独で使用したとき、2 つの位相レベルおよび 2 つの振幅レベルという組合せとなり、これは 2 - ASK / 2 - PSK と同等である。同様に、第 3 のビットのみを反転させる場合、QPSK と同等の組合せとなる。シンボル 2 0 0 1 と 2 0 0 3 とを合成したとき、シンボル 2 0 0 2 とシンボル 2 0 0 4 とを合成したときで、振幅レベルは同じである。全体として、第 3 のビットのみを反転させることにより、1 つの振幅レベルと 4 つの位相レベルという組合せになる。

【 0 1 5 9 】

これらの場合において位相のあいまい性を完全に排除するためには、固定値を持つ PAO ビットとして使用する必要のある半平面ビットの数は、反転規則のみによって達成できる位相レベルの数に依存する。反転規則によって達成される結果としての位相レベルが 2 である場合、1 つの半平面ビットを PAO ビットとして設定すれば十分である。反転規則によって達成される結果としての位相レベルが 4 である場合、2 つの半平面ビットを PAO ビットとして設定する必要がある。一般的に、位相のあいまい性を排除するために必要な PAO ビットの数は、使用する反転規則の結果としての位相レベルの数の 2 を底とする対数 (dual logarithm) である。なお、第 1 の PAO ビットの固定ビット値と、第 2 の PAO ビットの固定ビット値は、互いに独立して選択することができる。当然ながら、使用する PAO ビットの数が多いほど、伝送容量の損失が大きくなる。

【 0 1 6 0 】

ASK および PSK の場合に振幅または位相のレベルを低減する上記の手順は、混合型 ASK / PSK にも適用できることは明らかである。図 3 8 の例においては、第 1 の ASK ビットを反転させることによって振幅レベルの数が 4 から 1 に減少するように、4 - ASK の部分を変更する。4 - PSK 部分は変更しない。したがって、全体として唯一の反転規則は、4 - ASK / 4 - PSK の第 3 のビット (これは 4 - ASK の第 1 のビットに相当する) を反転させることである。合成の結果は、振幅 1 レベルおよび位相 4 レベルであり、これは QPSK と同等である。

【 0 1 6 1 】

例として、ベクトル 3 8 0 1 はビット列「 0 0 1 0 」の信号点を表している。第 1 の A S K ビットは、ビット列における第 3 のビットである。したがって、反転規則によって、この第 3 のビットを反転させると、ベクトル 3 8 0 2 によって表されるビット列「 0 0 0 0 」となる。両方の送信の合成の結果は、値 3 8 0 3 である。ビット列の別の値において可能な別の合成結果は、3 8 0 4、3 8 0 5、3 8 0 6 である。あいまい性を完全に排除するためには、第 1 および第 2 のビットの両方を固定値に設定する必要がある。これらの固定値の組合せに応じて、合成結果 3 8 0 3、3 8 0 4、3 8 0 5、3 8 0 6 のうちの 1 つが得られる。

【 0 1 6 2 】

方形 Q A M (s q - Q A M) の場合、A P 1 または A P 2 の反転規則のいずれかを変更するならば、あいまい性レベルの次善の低減を達成することができる。上に概説したように、1 つの振幅レベルと 2 つの位相レベルという組合せとする場合、A P 1 の反転規則は、m - A S K 部分のあいまい性を低減させることに相当し、A P 2 の反転規則は、2 - P S K 部分のあいまい性を低減させることに相当する。振幅レベルが 2 以上である次善の組合せとするためには、A P 1 の m - A S K 部分の低減については、A S K の振幅レベル n を振幅レベル 2^k に低減させるための上記概説した拡張アルゴリズムに従う必要がある。位相レベルが 3 以上である次善の組合せとするためには、2 - P S K 部分を低減させる A P 2 の反転規則を、拡張アルゴリズムにおいて概説したような、A P 2 の m - A S K 部分を 2^k に低減させる反転規則に置き換える必要がある。当然ながら、A P 1 の k の値は、A P 2 の k の値と異なっていてよい。位相のあいまい性を完全に排除するために必要な P A O ビットの数については、上の説明を参照されたい。

【 0 1 6 3 】

図 3 9 の例は、以下の手順によって、1 つの振幅レベルと 4 つの位相レベルという組合せが達成されることを示している。

【 0 1 6 4 】

- ・ 2 - A S K 部分に対して A P 1 の反転規則を適用して、2 つの A P 1 A S K / P S K 変調ビットのうちの第 2 のビット 2 8 0 3 を反転させる (図 2 9 と比較参照)
- ・ 2 - A S K 部分に対して、変更された A P 2 の反転規則を適用して、2 つの A P 2 A S K / P S K 変調ビットのうちの第 2 のビット 2 8 0 4 を反転させる (図 3 0 と比較参照)
- ・ 結果としての反転規則：それぞれ A P 1 および A P 2 の第 2 のビットに対応する、1 6 - s q - Q A M の第 3 および第 4 のビット b_3 、 b_4 を反転させる。
- ・ 位相のあいまい性を完全に排除するためには、1 6 - Q A M の半平面ビット b_1 および b_2 の両方を固定値に設定する必要がある。

【 0 1 6 5 】

例として、ビット列「 0 0 1 0 」はベクトル 3 9 0 1 によって表されている。A P 1 の反転規則によって、ビット列の第 3 のビット b_3 が、反転させるビットとして決定される (b_1 および b_3 のうちの第 2 のビット)。A P 2 の反転規則によって、第 4 のビット b_4 が、反転させるビットとして決定される (b_2 および b_4 のうちの第 2 のビット)。したがって、第 2 の送信 (または再送) のビット列は「 0 0 0 1 」となり、これは、変調状態の複素平面においてベクトル 3 9 0 2 によって表されている。両方の変調状態の合成は、ベクトル 3 9 0 1 および 3 9 0 2 の加算によって達成され、複素点 3 9 0 3 である。同様に、ベクトル 3 9 0 4 によって表されているビット列「 0 0 1 1 」については、結果としての第 2 の送信のビット列は、ベクトル 3 9 0 5 によって表されている「 0 0 0 0 」である。この場合も、両方の値を合成すると、結果は複素数 3 9 0 3 である。別のビット列において可能な別の合成結果は、点 3 9 0 6、3 9 0 7、3 9 0 8 である。位相のあいまい性を完全に排除するためには、半平面ビット (すなわち最初の 2 つのビット) を P A O ビットとして固定値に設定する必要がある、このことは、4 つの象限のうちの 1 つを、送信において使用する変調状態の P A O サブセットとして選択することを意味する。

【0166】

元のコンスタレーションは、この例に示したコンスタレーションとは異なってもよい。しかしながら、ビット列のマッピングがグレイ符号化/マッピング方式に準拠している限りは、上記概説した手順を依然として使用することができる。

【0167】

上述したように、フレーム内のすべてのビット列に対して、本発明に開示した方法を使用する必要はない。このことは、ビット操作の実施形態についてもあてはまる。

【0168】

図35には、上述した方法に従ってデータを送信する目的に使用することができる送信器3500が示されている。

10

【0169】

送信器3500では、符号器3501において、送信するビットストリームを符号化する。ランダムビットインタリーブ3502において、符号化したビットストリームをインタリーブする。S/Pユニット3503において、ビットのグループをビット列(複数のビット)に組み合わせる。このビット列は、後から1つの送信シンボルによって表される。組み合わせるビットの数は、利用可能な変調状態の数に依存する。例えば、16-QAMの場合、 $\log_2 16 = 4$ ビットを組み合わせる1つの列とし、64-QAMの場合、 $\log_2 64 = 6$ ビットを組み合わせる1つのシンボルとする。反復器3504において、再送のためシンボルを繰り返す。シンボルの繰り返し係数および繰り返す比率は、方法のバージョンに依存する。これは反復決定器3505によって制御される。反転ビット決定ユニット3506は、ビット反転情報が含まれているテーブルを格納するためのメモリ3507を備えていてもよく、繰り返すビット列のビットのうち、選択的ビット反転器3508において反転させる特定のビットを上記した変調方式に応じて決定する。これらの反転させるビットは、ピアエンティティから受信する情報に基づいて、各アルゴリズムを実行することによって、またはメモリに格納されている情報を読み取ることによって、決定することができる。反転ビット決定ユニット3506は、サブユニット(3509~3512)をさらに備えていてもよい。これらのサブユニットは、本方法のサブステップとして、ビットのうち反転させる(1つ以上の)サブセットを決定するサブステップと、上述したように(1つ以上の)PAOビットとして置き換えるビットの(1つ以上の)サブセットを決定するサブステップとを実行する。ビット反転器ユニット3508は、(1つ以上の)PAOビットを選択した固定値に置き換えるビット置換ユニットをさらに備えていてもよい。さらに、送信器3500は、ビット列の繰り返しに関する情報と、反転させるビットに関する情報とを、同一または別の伝送チャネルを介して送信する制御データ送信器3513を備えていてもよい。

20

30

【0170】

マップ3514は、それぞれ1つのビット列を表すシンボルをマッピングを使用して変調状態にマッピングする。このマッピングは、少なくともシンボルの送信と上述したようにビットの一部を反転した同じシンボルの再送との間では変わらない。

【0171】

マッピングの後、パイロット/データフレーム作成ユニット3515において、パイロットデータを追加してフレームを結合する。次いで、変調器3516において、情報を搬送波に変調する。変調した信号を、チャネル3517を介して受信側エンティティに送る。

40

【0172】

送信器3500は、実装形態に応じて、さらなるユニット(例:IF段、ミキサ、出力増幅器、アンテナ)を備えていてもよい。信号の流れの観点からは、いずれも信号にノイズを付加したり、信号に対して位相シフトや減衰を発生させたりするため、そのようなユニットはチャネル3517に含まれるものとみなすこともできる。

【0173】

ユニット3501~3516は、専用ハードウェアまたはデジタル信号プロセッサで実

50

施することができる。この場合、プロセッサは、本明細書に説明した方法を、コンピュータ可読ストレージメディア（例：ROM（読取専用メモリ）、EEPROM（電氣的に消去可能な読取専用メモリ）、フラッシュメモリ）から読み取る命令を実行することによって実行する。さらに、これらの命令は、別のコンピュータ可読媒体（例：磁気ディスク、光ディスク、磁気テープ）に格納しておき、使用する前にデバイスにダウンロードすることができる。ハードウェアとソフトウェアとを混合した実施形態も可能である。

【0174】

明らかに、説明した手法では、伝送チャネルのデータ伝送能力（容量）が減少する。したがって、受信器は、受信した元のデータとペアのデータを処理する方法を認識していなければならない。この情報は、例えば、送信器から受信器へのシグナリングによって得ることができる。説明した方法を適用するデータの部分の場所およびその方式を定義するいくつかの所定のパターンを、通信システムに定義しておくことが好ましい。この場合、これらの事前定義されたパターンの1つを指す、または表す単純なパラメータを伝えれば十分であり、受信器は、そのパラメータから送信器によって採用された特定の方法および方式を再構築することができる。

【0175】

上記概説した方法では、例えば、送信するビットの1つ以上が置き換えられる、またはパンクチャリングされることになる。言い換えれば、そのようなビットの元の値が受信器には伝えられない。受信器は、そのように操作されたビットに関する情報を、前の段落で説明した手段によって認識することができるため、その状況に自身の出力を適応させることができる。受信器は、そのような操作されたビットの情報を、「未知」を意味する値に設定する必要がある。例えば、受信器（復調器）が出力としてLLR情報を使用する場合、「未知」を表すLLR値は0である。受信器がビット確率（bit probabilities）を使用する場合、その確率値は0.5である。硬判定を使用する場合、すなわち、0または1のいずれかである場合、受信器はビット値をランダムに生成することができる。なぜなら、置き換えられた、またはパンクチャリングされたビットの値を判定するうえでの根拠となる情報がまったくないためである。送信器において置き換えられる、またはパンクチャリングされるビットは、FEC符号化、すなわち冗長性の付加の後のビット列の一部であることが好ましい。そのような場合、ビットを置き換える、あるいはパンクチャリングすることによって冗長性の一部が単に失われるが、それによってただちにビット情報の消失あるいはビット誤りが生じるわけではない。送信される残りの冗長性によって、FEC復号化の後にビット誤りやブロック誤りが起こらないように、そのような冗長度の消失を補うことができる。

【0176】

図45は、送信器1300または3500によって送信されたデータを受信する目的で利用できる受信器の例示的な構造を示している。LLR計算ユニット4507にチャネル推定値が提供され、LLR値の計算において考慮される。ユニット4508は、送信器1300または3500においてパンクチャリングされた、または固定値に置き換えられたビットに対する適切な値（LLRの場合は0、線形確率の場合は0.5）を挿入し、次いで、ユニット4509が、すべてのLLR値に繰り返し結合（repetition combining）を実行する。LLR値を挿入する必要があるビットを決定する目的で、制御データ受信器4510は、送信器から情報を受信することができる。受信したデータは、置き換えられたビットを直接的に指定していてもよいし、例えばテーブル4511に格納されている事前定義された方式（ここから情報を導くことができる）を指定していてもよい。ユニット4512は、この情報を使用し、それに基づいてユニット4508を制御する。オプションとして、必要な計算量を低減する目的で、意味のないLLR値の計算をスキップするようにユニット4507を制御することができる。

【0177】

送信器1300または3500、もしくは受信器4500、またはその両方は、図36に示したように基地局3600の一部としてもよい。そのような基地局は、データ処理ユ

10

20

30

40

50

ニット 3 6 0 1 および 3 6 0 2 と、コアネットワークインタフェース 3 6 0 3 と、対応する受信器 3 6 0 4 (図 4 5 に示したように構築することができる) とをさらに備えていてもよい。

【 0 1 7 8 】

図 3 7 に示したような移動局 3 7 0 0 を、基地局 3 6 0 0 の相手とすることができる。移動局は、送信器 1 3 0 0 または 3 5 0 0 と、(随意的に図 4 5 に示したように構築されている) 受信器 3 7 1 0 以外に、アンテナ 3 7 0 1 と、アンテナスイッチ 3 7 0 2 と、データ処理ユニット 3 7 0 3 と、コントローラ 3 7 0 4 とをさらに備えていてもよい。

【 0 1 7 9 】

移動局 3 7 0 0 は、携帯電話、あるいは携帯型コンピュータや P D A、自動車、自動販売機などに組み込まれているモジュールであってもよい。携帯電話は、ミックス信号ユニット 3 7 0 5 と、キーボード 3 7 0 6、ディスプレイ 3 7 0 7、スピーカ 3 7 0 8 およびマイクロフォン 3 7 0 9 を備えるユーザインタフェースとをさらに備えていてもよい。

【 0 1 8 0 】

上に説明した実施形態による方法および送信器は、再送されるシンボルの合成結果においてあいまい性を完全に排除することができる。これにより、デジタル通信システムにおけるチャネル推定の信頼性を高めることができ、これは有利である。チャネル推定が良好であれば、利点として誤り率が低減し、弱いサービスエリア、高速フェージング条件、およびその他の不利な環境のエリアにおいて無線通信システムとの接続を提供することができる。

【 0 1 8 1 】

ここまでの全般的および詳細な説明では、例えばチャネル推定の目的にデータシンボルを使用する方法を示した。図 4 6 (A) および図 4 6 (B) は、このプロセスを単純化してもう一度示したものである。この場合、特定のビットを固定することによって位相のあいまい性を 1 に低減させることを想定している。この特定のビットは、同図においては「パイロットビット」として表してある。パイロットビットをデータビットと一緒に多重化して元の列を生成し、最終的にこの元の列を使用して、元のシンボルと、少なくとも 1 つのペアのシンボルとを生成する。以下では、そのようなシンボルで実際に好ましく送信されるデータの種類について説明する。以下の概説内容は、モバイル無線システムのシナリオの場合に最もあてはまるものである。しかしながら、固定回線またはその他のタイプの通信システムにも、同じ説明内容を必要な変更を加えて適用することができる。

【 0 1 8 2 】

以下の説明を簡潔にするため、用語を定義しておく。

【 0 1 8 3 】

元のシンボル：図 4 6 に図示したように、元のビット列から生成されるシンボル。

ペアのシンボル：図 4 6 に図示したように、元のシンボルから、または元のビット列に対する少なくとも 1 つのペアの列から生成される、少なくとも 1 つのシンボル。

疑似パイロットシンボル：元のシンボルと (1 つ以上の) 対応するペアのシンボルとの合成。

パイロットシンボル：チャネル推定の基準シンボルとして使用できる単一のシンボル。

単純データシンボル：1 つ以上の受信器にデータビットを伝える単一のシンボル。

単純制御シンボル：正常なシステム動作に必要なである、または有用である情報を伝える単一のシンボル。

【 0 1 8 4 】

一般的に、単純データシンボルは、任意の種類のデータを伝えることができる。具体的には、制御データまたはシグナリングデータのほか、ユーザもしくはサービスアプリケーションに関連するデータ (例：音声データ、映像データ、ソフトウェアデータ) が挙げられる。

【 0 1 8 5 】

物理層における単純制御シンボルは、一般的にはシグナリング目的に使用される。シグ

10

20

30

40

50

ナリング目的には、ネットワークと端末との間で多くの情報を送信する必要がある。この情報としては、物理層より上で生成されるシグナリングメッセージのほか、システムの動作に必要な物理層制御チャンネル（ただし上位層の機能から可視でなくてもよい）が挙げられる。この種類の情報は、通常は単純制御シンボルとして送信される。

【 0 1 8 6 】

以下に示すチャンネルは、UMTSネットワークに関連して使用する場合について説明してある。UMTS以外のネットワークでは名称が異なることがあるが、たとえ名称が異なるにしても、本明細書に説明するものと同じ、または類似する機能を果たすデータが存在する。したがって、以下の説明は、UMTSシステムおよび記載したチャンネル名称のみに制限されないことを理解されたい。

10

【 0 1 8 7 】

同期チャンネルは、セル探索に必要である。このチャンネルにより、フレームおよびスロットの同期と、セルが属しているグループに関する情報が得られる。

【 0 1 8 8 】

ブロードキャストチャンネルは、ネットワークまたは特定のセルに固有な情報を送信する目的で使用される。ネットワークごとに必要な最も代表的なデータは、セルにおける利用可能なランダムアクセス符号およびアクセススロット、そのセルに対してブロードキャストチャンネル以外のチャンネルとともに使用される送信ダイバーシティ方式の種類である。端末は、ブロードキャストチャンネルを復号化することができなければセルに登録できないため、このチャンネルは、対象のカバーエリア内の全ユーザに到達するように比較的高い信頼性で送信する必要がある。

20

【 0 1 8 9 】

転送アクセスチャンネルは、例えば、ランダムアクセスメッセージが基地局によって受信された後、特定のセル内に位置していることが既知である端末に制御情報を伝える。さらに、このチャンネルは、パケットデータを端末に送信する目的にも使用される。

【 0 1 9 0 】

ページングチャンネルは、ネットワークが端末との通信を開始しようとするときに、ページング手順に関連するデータを伝える。単純な例として端末への音声呼が挙げられ、この場合、ネットワークは、端末が存在しているものと予測されるロケーションエリアに属すセル内の端末にページングメッセージを送信する。

30

【 0 1 9 1 】

ランダムアクセスチャンネルは、端末からネットワークに制御情報を伝えることを目的としている。一般には、電源投入後に端末をネットワークに登録するためのシグナリング、1つの場所から別の場所に移動した後に位置の更新を実行するためのシグナリング、あるいは呼を開始するためのシグナリングを目的として使用される。システムが正しく動作するためには、ランダムアクセスチャンネルは、セルカバーエリアのどこからでも受信できる必要があり、このため、送信されるデータの比較的高い信頼性が要求される。

【 0 1 9 2 】

取得インジケータチャンネル (acquisition indicator channel) は、ランダムアクセスチャンネルのシグネチャシーケンス (signature sequence) を受け取ったことを基地局から示す目的で使用される。したがって、このチャンネルはセル内の全端末が受信できる必要があり、このため、送信されるデータの比較的高い信頼性が要求される。このチャンネルは、一般には上位層からは見えない。

40

【 0 1 9 3 】

ページングインジケータチャンネルは、ページングチャンネルと一緒に動作して、効果的なスリープモード動作を端末に提供する。したがって、このチャンネルはセル内の全端末が受信できる必要があり、このため、送信されるデータの比較的高い信頼性が要求される。

【 0 1 9 4 】

共有制御チャンネルは、共有データチャンネル上でのデータの受信 / 復調 / 復号化を可能とするうえで必要な物理層制御情報と、再送あるいはデータパケットに誤りがある場合に、

50

共有データチャネル上で送られたデータの物理層結合を実行するうえで必要な物理層制御情報とを伝える。

【 0 1 9 5 】

さらに、専用の物理制御チャネルは、フィードバック信号（例：A R Q アック（肯定応答 A C K と否定応答 N A K の両方））と、リンク品質情報（例：チャネル品質インジケータ C Q I ）とを含んだ必要な制御情報を伝える。

【 0 1 9 6 】

共有制御チャネルには、以下の項目の 1 つ以上に関する詳細な情報を含めることができる。

【 0 1 9 7 】

・データ送信に使用する拡散符号、タイミング、周波数（副）搬送波のうちの 1 つ以上に関する情報

・データ送信に使用する変調方式（例：B P S K、Q P S K、8 - P S K、1 6 - Q A M、6 4 - Q A M ）

・複数の冗長度バージョンを持つ（いわゆる「増加的冗長性」）A R Q の場合におけるデータブロックの冗長度バージョン

・いくつかの A R Q プロセスが平行して存在しうる場合の A R Q プロセス番号

・初回送信 / 再送インジケータ。これらは、実際に受信したデータと以前に受信したデータとを受信器が合成すべきであるか、あるいはバッファをフラッシュして新しいデータのみを格納すべきかを示す。

・チャネル符号化（F E C ）の種類および速度

【 0 1 9 8 】

通信においては、干渉が低減するように、通信システムにおける異なる信号間の相関を低減させることが有利なことがある。相関を 0 に低減させる場合、このプロセスを「直交化」と称することがある。直交化は、例えば、直交系列（例：ウォルシュ・アダマール行列から得られる O V S F 系列）を用いた拡散または乗算（multiplication）によって達成することができる。相関を低減させるための可能な手法としては、疑似ノイズ系列（例：G o l d 系列）などの非直交系列によるスクランプリングあるいは乗算が挙げられる。

【 0 1 9 9 】

直交化手法または相関低減手法は、本発明にも適用することができる。これは、シンボルベースの直交化手法あるいは相関低減手法を疑似パイロットシンボルにまとめて適用することによって、あるいは、これらの手法を元およびペアの疑似パイロットシンボルのそれぞれに個別に適用することによって、達成することができる。図 5 7 および図 5 8 は、拡散符号による乗算の場合を示している。

【 0 2 0 0 】

あるいは、ビットベースの直交化手法または相関低減手法の場合には、これらの手法を元およびペアの列にまとめて適用する、または元およびペアのビット列のそれぞれに個別に適用する。

【 0 2 0 1 】

当然ながら、疑似パイロット要素を帯域幅拡張によって拡散することもできる。この場合にも、この拡散は、構成する要素に基づいて個別に行う、または疑似パイロットシンボルに基づいてまとめて行うことができる。図 5 9 および図 6 0 は、拡散符号による帯域拡散の例を示している。

【 0 2 0 2 】

さらには、システムにおいて、送信前に疑似パイロットシンボルを、例えば一定の位相項との乗算によって修正することが有利なことがある。搬送波追跡の理由から、疑似パイロットシンボルの実部および虚部のいずれも 0 でないことが望ましい。しかしながら、疑似パイロットシンボルがいずれかの直交軸の上に位置するように疑似パイロットが設計されている場合、疑似パイロットシンボルの位相をシフトさせることができる。明らかに、疑似パイロットシンボルの位相シフトは、元のシンボルおよび対応するペアのシンボルの

10

20

30

40

50

位相シフトと同等である。図 6 1 には、すべての疑似パイロットシンボルに一定の位相シフトを適用する場合の原理を示してあるが、当業者には、シンボルごとにシフトが異なってもよいことが認識されるであろう。

【 0 2 0 3 】

図 4 7 は、共有制御シンボルに対するパイロットシンボルの比が 1 である、すなわち、これらのシンボルのフレームあたりの数が同じである単純なケースを示している。したがって、パイロットシンボルのそれぞれを制御シンボルのそれぞれと合成して 1 つの疑似パイロットシンボルとすることは容易である。しかしながら、システムにおいて、この比を 1 以外にすることが可能である。1 つの解決策は、パイロットシンボルと制御シンボルの両方とちょうど同じ数の疑似パイロットシンボルを構築することである。例えば、 n 個の
10
パイロットシンボルと m 個の制御シンボルが存在する場合、 $\min(n, m)$ 個の疑似パイロットシンボルを生成することができ、さらに、 $(n - m)$ 個のパイロットシンボル、または $(m - n)$ 個の制御シンボルのいずれかを、先行技術の方式に従って単純シンボルとして送信する。

【 0 2 0 4 】

疑似パイロットを使用しての送信において、シンボルあたり少なくとも 2 つのビットを伝える変調方式が必要である場合、同じトランスポートチャネル（例：共有制御チャネル）に属するデータを疑似パイロットシンボルに完全にはマッピングできないことがある。一般的には、図 6 5 に示したように、余ったデータは、疑似パイロットの変調方式とは無
20
関係の変調方式を使用して送信することができる。しかしながら、均一な設計という観点から、そのようなトランスポートチャネルを 1 つの変調方式を使用して送信することが好ましいことがある。そのような場合、シンボルの数を減らすか、あるいはオプションとして、図 6 6 に示したように、利用可能な帯域幅が埋まるように非疑似パイロットシンボルのいくつかを繰り返すことが好ましい。

【 0 2 0 5 】

タイミングの理由から、制御データまたはシグナリングデータをフレームの最初の（1 つ以上の）タイムスロットの中で送信することが好ましいことがある。特に、共有データ
30
チャネルの場合、またはユーザデータを少なくとも部分的に時分割方式で送信するチャネルの場合、制御データを処理し、データ情報を正しく受信するのに必要なアクションを行うための時間が受信器に与えられるように、タイミングの観点から、制御データに関連する対応するデータチャネルよりも十分に前に、制御チャネルを送信することが好ましいことがある。このことは、共有制御チャネルおよびデータチャネルの場合に特にあてはまる。図 4 7 は、OFDM システムの場合の従来の解決策の例を示している。OFDM フレームは、いくつかのタイムスロット（この場合には 7 つの「OFDM シンボル」と、いくつかの搬送波周波数（この場合には 8 つの「副搬送波」と）から成る。パイロットシンボルおよび共有制御シンボルは、最初の OFDM シンボルの中で周波数分割され、いずれも共有データシンボルとともに時分割される。

【 0 2 0 6 】

図 4 8 は、本発明による対応する解決策を示している。この図は、疑似パイロットシンボルと共有データシンボルの時分割を示している。疑似パイロットシンボルには、図 4 6
40
による、パイロットビットおよび共有制御ビットの多重化が含まれている。この場合、疑似パイロットシンボル（すなわち元のシンボルおよびペアのシンボル）は共有制御情報を伝えるため、1 つの疑似パイロットシンボルを用いてチャネル推定を行うことができ、この場合、構成する（元およびペアの）シンボルのそれぞれが共有制御情報を伝える。パイロット情報および制御情報は最終的に変調シンボルに多重化されるため、この方式は、パイロット情報および制御情報を、同じシンボルに、「変調多重化（modulation multiplexing）」または「変調分割多重化（modulation division multiplexing）」（MDM）を行うことと解釈できる。図 4 8 によると、元およびペアのシンボルの多重化は周波数領域において行われるため、これを「周波数ペア多重化（frequency counterpart multiplexing）」（FCM）と称する。したがって、要約すると、最初の OFDM シンボルは FCM
50

- MDM構造である。

【0207】

しかしながら、元およびペアのシンボルの多重化は、図49に示したように時間領域において行うこともできる。この場合、TCM-MDM(「時間ペア多重化-変調分割多重化(time counterpart multiplexing-modulation division multiplexing)」)構造が得られ、上記と同様に疑似パイロット部分および共有データ部分が時分割される。

【0208】

図50および図51は類似する方法を示しているが、この場合には疑似パイロットシンボルおよび共有データシンボルが周波数分割されている。

【0209】

当然ながら、疑似パイロットおよび共有データの多重化と、元/ペアの多重化は、いずれも、1つのOFDMフレーム内で同じ方式とする必要はない。図52~図56は、疑似パイロット/共有データの多重化と、元/ペアの多重化とに関して様々な自由度が達成される例を示している。

【0210】

なお、図48~図56における元およびペアのシンボルの順序は重要ではないことが当業者には明らかであろう。例えば、図49において、最初のOFDMシンボルがつねにペアのシンボルを送信し、第2のOFDMシンボルがつねに元のシンボルを送信することができる。当然ながら、混合型の形態も可能である。

【0211】

元およびペアのシンボルの複素数合成(complex combination)、例えば複素数の加算以外に、元およびペアのシンボルの別のパラメータあるいは成分を合成してチャネル推定の信頼性を高めることも可能であり、これは、合成した後のパラメータまたは成分の状態/レベルの数を、合成前のパラメータまたは成分の状態/レベルの数よりも低減させることによる。シンボルのそのようなパラメータまたは成分として、例えば、実部、虚部、出力、振幅、位相、あるいはこれらの1つ以上から導かれる項または数量が挙げられる。

【0212】

本発明の別の実施形態においては、チャネル推定能力を向上させる目標は、とりうる振幅レベルの数を低減させることによって達成される。これは、すべてのデータワード値の、生じうる相異なる合成値(各データワード値の振幅値として、第1のマッピングおよび少なくとも1つのさらなるマッピングによってデータワード値に関連付けられる振幅値を加算することによる)の数を、第1のマッピングにおける振幅レベルの数よりも少ない数に低減させることによって達成される。

【0213】

本発明の別の実施形態においては、チャネル推定能力を向上させる目標は、とりうる出力レベルの数を低減させることによって達成される。これは、すべてのデータワード値の、生じうる相異なる合成値(各データワード値の出力値として、第1のマッピングおよび少なくとも1つのさらなるマッピングによってデータワード値に関連付けられる出力値を加算することによる)の数を、第1のマッピングにおける出力レベルの数よりも少ない数に低減させることによって達成される。

【0214】

本発明の別の実施形態においては、チャネル推定能力を向上させる目標は、とりうる位相レベルの数を低減させることによって達成される。これは、すべてのデータワード値の、生じうる相異なる合成値(各データワード値の位相値として、第1のマッピングおよび少なくとも1つのさらなるマッピングによってデータワード値に関連付けられる位相値を加算することによる)の数を、第1のマッピングにおける振幅レベルの数よりも少ない数に低減させることによって達成される。

【0215】

上述したレベル低減手法のそれぞれにおいて、または、上述したレベル低減手法の任意の組合せにおいて、コヒーレント合成の場合について概説した原理を、必要な変更を加え

10

20

30

40

50

て適用することによって、（１つ以上の）ペアのシンボルまたは列を容易に生成することができる。一般的な原理は、図６７～図６９にフローチャートとして示してある。当然ながら、レベル低減を組み合わせることが望ましい場合、ペアのコンスタレーションを求めるステップは、組み合わせられる要件を考慮したうえで容易に実行することができる。出力レベルと位相レベルの両方を低減する必要がある場合、ペアのコンスタレーションを求めるステップは、「各シンボルについて、各ペアのコンスタレーションにおける各出力および各位相が達成されるように」と変更する必要がある。また、これらのステップの順序を変更できることも明らかである。例えば、出力レベルと位相レベルの両方をそれぞれ１および２に低減させる必要がある場合について、図６２～図６４は、それぞれ、ＱＰＳＫ、

10

【０２１６】

図６７～図６９のフローチャートを図６２の元のＱＰＳＫに適用し、この場合に平均出力が１であると想定すると、次表の出力レベルおよび位相レベルが求められる。

【０２１７】

【表５】

ビット列	出力レベル	位相レベル（度）
００	１	４５
０１	１	－４５
１０	１	１３５
１１	１	－１３５

20

【０２１８】

明らかに、合成後に１つの出力レベルを達成することは普通のことである。次に、合成後のビット列の目標位相レベルを０とする。これにより、ペアのコンスタレーションの最後のステップは次のようになる。

【０２１９】

【表６】

ビット列	出力レベル	位相レベル（度）
００	１	－４５
０１	１	＋４５
１０	１	－１３５
１１	１	１３５

30

【０２２０】

これは、図６２にペアのコンスタレーションとして示してある。なお、この例においては、元のビット列の第２のビットを反転させてペアの列を得た後、そのペアの列から、元のコンスタレーションを使用してペアのシンボルを取得することによって、同じ効果の結果を達成することができる。このビット操作方法は、一般的に、変更されたコンスタレーションを得るために使用できる代替方法であることが、当業者には認識されるであろう。

40

【０２２１】

図６７～図６９のフローチャートを図６３の元の８－ＰＳＫに適用し、この場合に平均出力が１であると想定すると、次表の出力レベルおよび位相レベルが求められる。

【０２２２】

【表 7】

シンボル	出力レベル	位相レベル (度)
1	1	6 7. 5
2	1	2 2. 5
3	1	- 2 2. 5
4	1	- 6 7. 5
5	1	- 1 1 2. 5
6	1	- 1 5 7. 5
7	1	1 5 7. 5
8	1	1 1 2. 5

10

【 0 2 2 3 】

この場合にも、合成後に 1 つの出力レベルを達成することは普通のことである。次に、合成後のシンボルの目標位相レベルを 0 とする。これにより、ペアのコンスタレーションの最後のステップは次のようになる。

【 0 2 2 4 】

【表 8】

シンボル	出力レベル	位相レベル (度)
1	1	- 6 7. 5
2	1	- 2 2. 5
3	1	2 2. 5
4	1	6 7. 5
5	1	1 1 2. 5
6	1	1 5 7. 5
7	1	- 1 5 7. 5
8	1	- 1 1 2. 5

20

【 0 2 2 5 】

これは、図 6 3 にペアのコンスタレーションとして示してある。シンボル番号がビット列に変換されるならば、当業者は、同じ結果が達成されるビット操作を容易に適用できるであろう。

30

【 0 2 2 6 】

図 6 7 ~ 図 6 9 のフローチャートを図 6 4 の元の 1 6 - Q A M に適用し、この場合に平均出力が 1 であると想定すると、次表の出力レベルおよび位相レベルが求められる。

【 0 2 2 7 】

【表 9】

シンボル	出力レベル	位相レベル (度)
1	0.2	45
2	1.0	$\arctan(1/3)$
3	1.0	$\arctan(3)$
4	1.8	45
5	0.2	-45
6	1.0	$-\arctan(1/3)$
7	1.0	$-\arctan(3)$
8	1.8	-45
9	0.2	135
10	1.0	$90 + \arctan(3)$
11	1.0	$90 + \arctan(1/3)$
12	1.8	135
13	0.2	-135
14	1.0	$-90 - \arctan(3)$
15	1.0	$-90 - \arctan(1/3)$
16	1.8	-135

10

【0228】

20

合成後の単一の目標出力レベルとして2.0に設定する。合成後のシンボルの目標位相レベルを0とする。これにより、ペアのコンスタレーションの最後のステップは次のようになる。

【0229】

【表 10】

シンボル	出力レベル	位相レベル (度)
1	1.8	-45
2	1.0	$-\arctan(1/3)$
3	1.0	$-\arctan(3)$
4	0.2	-45
5	1.8	45
6	1.0	$\arctan(1/3)$
7	1.0	$\arctan(3)$
8	0.2	45
9	1.8	-135
10	1.0	$-90 - \arctan(3)$
11	1.0	$-90 - \arctan(1/3)$
12	0.2	-135
13	1.8	135
14	1.0	$90 + \arctan(3)$
15	1.0	$90 + \arctan(1/3)$
16	0.2	135

30

40

【0230】

これは、図64にペアのコンスタレーションとして示してある。シンボル番号がビット列に変換されるならば、当業者は、同じ結果が達成されるビット操作を容易に適用できるであろう。

【0231】

したがって、図62～図64を検討することにより認識されるように、出力または振幅と位相とについて合成を個別に行うならば、元およびペアを合成した後の出力レベルまたは振幅レベルの数と、位相レベルの数とを1に低減させるのに、これらの方法は十分であ

50

る。

【 0 2 3 2 】

そのような場合におけるチャネル係数 h の実際の推定には、以下の方式を採用することが好ましい。いま、元およびペアのコンスタレーションからのシンボルの出力レベルをそれぞれ p_o および p_c と表し、同様に、振幅レベルを a_o および a_c 、位相レベルを φ_o および φ_c として表すものとする。チャネル係数 h は、次の式 (4) のように振幅利得 k と位相シフト δ とに分解できるものと想定する。

【 0 2 3 3 】

【数 4】

$$h = k \cdot e^{j\delta} \quad \cdots (4)$$

10

【 0 2 3 4 】

すると、受信出力、振幅および位相レベルの特性として、次の式 (5) ~ (7) が得られる (他のチャネルの影響は無視する)。

【 0 2 3 5 】

【数 5】

$$p'_o = p_o \cdot k^2, \quad p'_c = p_c \cdot k^2, \quad \cdots (5)$$

$$a'_o = a_o \cdot k, \quad a'_c = a_c \cdot k, \quad \cdots (6)$$

$$\varphi'_o = \varphi_o + \delta, \quad \varphi'_c = \varphi_c + \delta \quad \cdots (7)$$

【 0 2 3 6 】

20

受信値を加えることによって、次の式 (8) ~ (10) を得ることができる。

【 0 2 3 7 】

【数 6】

$$p'_o + p'_c = p_o \cdot k^2 + p_c \cdot k^2 = (p_o + p_c) \cdot k^2 \quad \cdots (8)$$

$$a'_o + a'_c = a_o \cdot k + a_c \cdot k = (a_o + a_c) \cdot k \quad \cdots (9)$$

$$\varphi'_o + \varphi'_c = \varphi_o + \delta + \varphi_c + \delta = \varphi_o + \varphi_c + 2\delta \quad \cdots (10)$$

【 0 2 3 8 】

したがって、チャネルの振幅利得 k および位相シフト δ は、次の式 (11)、(12) のように推定することができる。

30

【 0 2 3 9 】

【数 7】

$$\hat{k} = \sqrt{\frac{p'_o + p'_c}{p_o + p_c}} \quad \text{または} \quad \hat{k} = \frac{a'_o + a'_c}{a_o + a_c} \quad \cdots (11)$$

$$\hat{\delta} = \frac{\varphi'_o + \varphi'_c}{2} - \frac{\varphi_o + \varphi_c}{2} \quad \cdots (12)$$

【 0 2 4 0 】

なお、これらの等式は、1つの元のシンボルと1つのペアのシンボルとで十分である単純な場合に成り立つ。いくつかのペアのコンスタレーションを使用する場合には、チャネル振幅利得の等式の分母において、1つのペアのコンスタレーションについてではなく、それらのペアのコンスタレーションすべての合計を考慮する必要がある。同様に、チャネルの位相シフトの等式の分母は、ペアのコンスタレーションの数に (元のコンスタレーションの) 1 を加えた数値とする必要がある。

40

【 0 2 4 1 】

出力、振幅および位相レベルを表 1 よりも詳しく検討する目的で、表 2 は、実際のレベルを示している。この場合、各コンスタレーションがシンボルあたりの平均出力 1 に正規化されるものと想定している。

【 0 2 4 2 】

【表 1 1】

表 2：様々なデジタル変調方式の出力、振幅および位相レベル

変調方式	出力レベル	振幅レベル	位相レベル (度)
B P S K	1	1	0 ; 1 8 0
Q P S K	1	1	4 5 ; 1 3 5 ; - 4 5 ; - 1 3 5
2 - A S K / 2 - P S K	0. 2 ; 1. 8	$\sqrt{(1/5)}$; $\sqrt{(9/5)}$	0 ; 1 8 0
4 - A S K	1/2 1 ; 9/2 1 ; 2 5/2 1 ; 4 9/2 1	$\sqrt{(1/2 1)}$; $\sqrt{(9/2 1)}$; $\sqrt{(2 5/2 1)}$; $\sqrt{(4 9/2 1)}$	0
8 - P S K	1	1	2 2. 5 ; 6 7. 5 ; 1 1 2. 5 ; 1 5 7. 5 ; - 2 2. 5 ; - 6 7. 5 ; - 1 1 2. 5 ; - 1 5 7. 5
1 6 - P S K	1	1	1 1. 2 5 ; 3 3. 7 5 ; 5 6. 2 5 ; 7 8. 7 5 ; 1 0 1. 2 5 ; 1 2 3. 7 5 ; 1 4 6. 2 5 ; 1 6 8. 7 5 ; - 1 1. 2 5 ; - 3 3. 7 5 ; - 5 6. 2 5 ; - 7 8. 7 5 ; - 1 0 1. 2 5 ; - 1 2 3. 7 5 ; - 1 4 6. 2 5 ; - 1 6 8. 7 5
4 - A S K / 4 - P S K	1/2 1 ; 9/2 1 ; 2 5/2 1 ; 4 9/2 1	$\sqrt{(1/2 1)}$; $\sqrt{(9/2 1)}$; $\sqrt{(2 5/2 1)}$; $\sqrt{(4 9/2 1)}$	4 5 ; 1 3 5 ; - 4 5 ; - 1 3 5
1 6 - Q A M	0. 2 ; 1. 0 ; 1. 8	$\sqrt{(1/5)}$; 1. 0 ; $\sqrt{(9/5)}$	$\arctan (1/3)$; 4 5 ; $\arctan (3)$; $9 0 + \arctan (1/3)$; 1 3 5 ; $9 0 + \arctan (3)$; - $\arctan (1/3)$; - 4 5 ; - $\arctan (3)$; - $9 0 - \arctan (1/3)$; - 1 3 5 ; - $9 0 - \arctan (3)$

10

20

30

40

【 0 2 4 3 】

例として、図 6 4 に示した 1 6 - Q A M において示す。表 2 および図 6 4 から、1 6 個のシンボルのいずれについても、合計は常に次の式 (1 3)、(1 4) のようになる。

【 0 2 4 4 】

【数 8】

$$p_o + p_c = 2 \quad \cdots (13)$$

$$\varphi_o + \varphi_c = 0 \quad (\text{または角度の解釈に応じて } \varphi_o + \varphi_c = 2\pi = 360^\circ \text{ としても同じ}) \quad \cdots (14)$$

【 0 2 4 5 】

50

この 16 - QAM の例の値を使用すると、次の式 (15)、(16) が得られる。

【0246】

【数9】

$$\hat{k} = \sqrt{\frac{p_o' + p_c'}{2}} \quad \dots (15)$$

$$\hat{\delta} = \frac{\varphi_o' + \varphi_c'}{2} \quad \dots (16)$$

【0247】

図62および図63における QPSK および 8 - PSK の例の場合、出力レベルの合計と振幅レベルの合計は、いずれも、次の式 (17)、

【0248】

【数10】

$$p_o + p_c = a_o + a_c = 2 \quad \dots (17)$$

となる。

【0249】

したがって、振幅レベルまたは出力レベルの合成のいずれかを使用して、チャネル振幅利得 k の推定に達することができる。これは、任意の純粋な PSK 方式において可能である。また、表2から、純粋な ASK 方式の場合、振幅レベルの使用が好ましいと結論することもできる。なぜなら、1つのペアのコンスタレーションによって合成が1つの振幅レベルに低減されるように、コンスタレーションを容易に構築できるためである。ASK および PSK の混合型（例：2 - ASK / 2 - PSK、4 - ASK / 4 - PSK）では、個々の方式それぞれの好ましい条件（または制約）を尊重する必要がある。これらの場合にも、振幅レベルの合成が好ましい。なぜなら、ASK では、出力レベルの合成よりも、（必要なペアのコンスタレーションが1つだけであるため）振幅レベルの合成が好ましいためである。

【0250】

このことは、図70における 4 - ASK / 4 - PSK においてさらに実証される。一般性のため、各信号点には、ビット列（数字）とシンボルラベル（英字）とを付してある。図68および図69のフローチャートを元の 4 - ASK / 4 - PSK に適用し、平均出力が1であると想定すると、以下の振幅レベルおよび位相レベルが求められる。

【0251】

10

20

30

【表 1 2】

ビット列/シンボル	振幅レベル	位相レベル (度)
0 0 0 0/A	$\sqrt{(1/21)} = 1/\sqrt{(21)}$	4 5
0 0 0 1/B	$\sqrt{(9/21)} = 3/\sqrt{(21)}$	4 5
0 0 1 0/C	$\sqrt{(49/21)} = 7/\sqrt{(21)}$	4 5
0 0 1 1/D	$\sqrt{(25/21)} = 5/\sqrt{(21)}$	4 5
0 1 0 0/E	$\sqrt{(1/21)} = 1/\sqrt{(21)}$	1 3 5
0 1 0 1/F	$\sqrt{(9/21)} = 3/\sqrt{(21)}$	1 3 5
0 1 1 0/G	$\sqrt{(49/21)} = 7/\sqrt{(21)}$	1 3 5
0 1 1 1/H	$\sqrt{(25/21)} = 5/\sqrt{(21)}$	1 3 5
1 0 0 0/J	$\sqrt{(1/21)} = 1/\sqrt{(21)}$	- 4 5
1 0 0 1/K	$\sqrt{(9/21)} = 3/\sqrt{(21)}$	- 4 5
1 0 1 0/L	$\sqrt{(49/21)} = 7/\sqrt{(21)}$	- 4 5
1 0 1 1/M	$\sqrt{(25/21)} = 5/\sqrt{(21)}$	- 4 5
1 1 0 0/N	$\sqrt{(1/21)} = 1/\sqrt{(21)}$	- 1 3 5
1 1 0 1/O	$\sqrt{(9/21)} = 3/\sqrt{(21)}$	- 1 3 5
1 1 1 0/P	$\sqrt{(49/21)} = 7/\sqrt{(21)}$	- 1 3 5
1 1 1 1/Q	$\sqrt{(25/21)} = 5/\sqrt{(21)}$	- 1 3 5

10

【0 2 5 2】

20

合成後の単一の目標振幅レベルを $8 / \sqrt{(21)}$ に設定する。合成後の目標位相レベルは 0 とする。これにより、ペアのコンスタレーションの最後のステップは次のようになる。

【0 2 5 3】

【表 1 3】

ビット列/シンボル	振幅レベル	位相レベル (度)
0 0 0 0/A	$\sqrt{(49/21)} = 7/\sqrt{(21)}$	- 4 5
0 0 0 1/B	$\sqrt{(25/21)} = 5/\sqrt{(21)}$	- 4 5
0 0 1 0/C	$\sqrt{(1/21)} = 1/\sqrt{(21)}$	- 4 5
0 0 1 1/D	$\sqrt{(9/21)} = 3/\sqrt{(21)}$	- 4 5
0 1 0 0/E	$\sqrt{(49/21)} = 7/\sqrt{(21)}$	- 1 3 5
0 1 0 1/F	$\sqrt{(25/21)} = 5/\sqrt{(21)}$	- 1 3 5
0 1 1 0/G	$\sqrt{(1/21)} = 1/\sqrt{(21)}$	- 1 3 5
0 1 1 1/H	$\sqrt{(9/21)} = 3/\sqrt{(21)}$	- 1 3 5
1 0 0 0/J	$\sqrt{(49/21)} = 7/\sqrt{(21)}$	4 5
1 0 0 1/K	$\sqrt{(25/21)} = 5/\sqrt{(21)}$	4 5
1 0 1 0/L	$\sqrt{(1/21)} = 1/\sqrt{(21)}$	4 5
1 0 1 1/M	$\sqrt{(9/21)} = 3/\sqrt{(21)}$	4 5
1 1 0 0/N	$\sqrt{(49/21)} = 7/\sqrt{(21)}$	1 3 5
1 1 0 1/O	$\sqrt{(25/21)} = 5/\sqrt{(21)}$	1 3 5
1 1 1 0/P	$\sqrt{(1/21)} = 1/\sqrt{(21)}$	1 3 5
1 1 1 1/Q	$\sqrt{(9/21)} = 3/\sqrt{(21)}$	1 3 5

30

40

【0 2 5 4】

これは、図 7 0 にペアのコンスタレーションとして示してある。なお、この例においては、元のビット列の第 1 および第 3 のビットを反転させてペアの列を得た後、そのペアの列から、元のコンスタレーションを使用してペアのシンボルを取得することによって、同じ効果の結果を達成することができる。

【0 2 5 5】

この場合にも、ペアのコンスタレーションに達する効果は、ビット列から変調状態への

50

マッピング規則を変更することによって、あるいは、元のビット列をペアの列に修正した後、元のビット列のマッピングにも使用されるマッピング規則に従ってペアの列を変調状態にマッピングすることによって、達成することができる。

【0256】

なお、出力もしくは振幅または位相の合成の場合に、ペアのコンスタレーションの複素平面における配置が元のコンスタレーションの配置と同じである必要がなければ、出力／振幅／位相レベルの低減目標をつねに単独で達成できる1つのペアのコンスタレーションを構築することができる。元およびペアとでコンスタレーションの配置が異なる例として、図6における右側と左側のコンスタレーションが挙げられる。

【0257】

また、データの送信、特に特定の種類のデータ（例：制御データ、シグナリングデータ、ブロードキャストデータ）の送信に疑似パイロットを使用する上述した方法は、疑似パイロットのあいまい性レベルを低減する方法とは無関係に適用することができる。したがって、例えば出力合成および位相合成方法を使用して疑似パイロットを生成する場合、図48～図56におけるように、例えば共有制御チャネルを疑似パイロットを使用して送信することも好ましい。出力合成／振幅合成／位相合成方法の1つ以上を使用する場合と、複素数を合成する方法を使用する場合とで、生成される疑似パイロットにおいて送信できるデータの種類の種類は本質的に違いがないことが、当業者には認識されるであろう。

【0258】

ここまで、本発明について、本発明に従って構築される実施形態に関連して説明したが、上記の教示に鑑み、添付の請求項の範囲内で、本発明の精神および対象とする範囲から逸脱することなく、本発明の様々な変更形態または変形形態を構築する、あるいは改良を行うことができることが、当業者には明らかであろう。さらには、本明細書に記載する本発明が不必要にあいまいになることがないように、該当する技術分野における通常の技能を有する者が精通していると考えられる領域については、本明細書においては説明していない。したがって、本発明は、説明を目的とした特定の実施形態によって制限されることはなく、添付の請求項の範囲によってのみ制限されることを理解されたい。

【図面の簡単な説明】

【0259】

【図1】様々なデジタル変調におけるマッピングのコンスタレーションの概要を示す図

【図2】16-QAMにおけるデータワードNo.10の元のデータワード位置および繰り返されるデータワード位置の例を示す図

【図3】64-QAMにおけるデータワードNo.14およびNo.39の元のデータワード位置および繰り返されるデータワード位置の例を示す図

【図4】説明した方法をQPSK変調に適用するときの効果を示す図

【図5】元の変調が8-PSKである場合の2つのマッピングの代替例を示す図

【図6】元の変調が16-PSKである場合の2つのマッピングの代替例を示す図

【図7】8-PSK変調の場合におけるチャネル推定の信頼性を高めるための代替方法を示す図

【図8】8-PSK変調の場合におけるチャネル推定の信頼性を高めるための代替方法を示す図

【図9】16-PSK変調の場合の8つのマッピングの例を示す図

【図10】(A)～(C)は、それぞれ、図9の2つ、4つ、8つの異なるマッピングを使用して同じデータワード値をコヒーレント合成した結果の例を示す図

【図11】パイロットシンボルおよびデータシンボルの1次元フレーム構造の例を示す図

【図12】デジタル通信システムにおいてデータを送信する方法のステップを示す図

【図13】送信器の一連の回路の例を示す図

【図14】(A)～(C)は、元の8-PSK変調に対して、元のおよびペアのマッピングを合成してスーパーマッピングとする例を示す図

【図15】(A)～(C)は、元の16-QAM変調に対して、元のおよびペアのマッピ

10

20

30

40

50

ングを合成してスーパーマッピングとする例を示す図

【図 1 6】1 6 - Q A Mにおける元のマッピングおよびペアのマッピングによって、合成結果の値として、Q P S K変調状態に類似する 4 つの異なる値が得られる例を示す図

【図 1 7】1 6 - Q A Mにおける元のおよびペアの 4 ビット列の例を示す図

【図 1 8】伝送チャネル特性の推定の信頼性を高める方法のステップを示す図

【図 1 9】P S Kにおいて、再送のため固定値に置き換えるビットと、反転させるビットとを決定するステップを示す図

【図 2 0】8 - P S Kにおけるビット反転を用いた再送の例を示す図

【図 2 1】A S Kにおいて、再送のため固定値に置き換えるビットと、反転させるビットとを決定するステップを示す図

10

【図 2 2】8 - A S Kにおけるビット反転を用いた再送の例を示す図

【図 2 3】混合型 A S K / P S Kにおいて、再送のため固定値に置き換えるビットと、反転させるビットとを決定するステップを示す図

【図 2 4】4 - A S K / 4 - P S Kにおけるビット反転を用いた再送の例を示す図

【図 2 5】図 2 4 の変調方式の 4 - A S K 部分を示す図

【図 2 6】図 2 4 の変調方式の 4 - P S K 部分を示す図

【図 2 7】方形 Q A Mにおける、再送のため固定値に置き換えるビットと、反転させるビットとを決定するステップを示す図

【図 2 8】1 6 - Q A Mにおけるビット反転を用いた再送の例を示す図

【図 2 9】図 2 8 の変調方式の同相部分を示す図

20

【図 3 0】図 2 8 の変調方式の直角位相部分を示す図

【図 3 1】不均一の方形 Q A Mの例を示す図

【図 3 2】不均一の方形 Q A Mの例を示す図

【図 3 3】不均一の方形 Q A Mの例を示す図

【図 3 4】不均一の方形 Q A Mの例を示す図

【図 3 5】送信器の一連の回路の例を示す図

【図 3 6】基地局の例示的な構造を示す図

【図 3 7】移動局の例示的な構造を示す図

【図 3 8】元の変調が 4 - A S K / 4 - P S Kである場合に、Q P S Kと同等のあいまい性の状況となる準最適な合成および反転のケースを示す図

30

【図 3 9】元の変調が 1 6 方形 Q A Mである場合に、Q P S Kと同等のあいまい性の状況となる準最適な合成および反転のケースを示す図

【図 4 0】本発明による、元の Q P S Kにおける半平面および半平面ビットを示す図

【図 4 1】本発明による、元の 8 - P S Kにおける半平面および半平面ビットを示す図

【図 4 2】本発明による、元の 1 6 - Q A Mにおける半平面および半平面ビットを示す図

【図 4 3】Q P S Kおよび 8 - P S Kにおける半平面の例を示す図

【図 4 4】Q P S Kおよび 8 - P S Kにおける半平面の例を示す図

【図 4 5】例示的な受信器の構造を示す図

【図 4 6】(A) および (B) は、元およびペアのシンボルの生成と、疑似パイロットとしての合成を、単純化した構造として示す図

40

【図 4 7】パイロットシンボル、共有制御シンボル、および共有データシンボルを含む、先行技術の O F D M フレームの構造を示す図

【図 4 8】O F D M フレーム内に疑似パイロットシンボルを配置する可能な方法（ただしこれらの方法に限定されない）を示す図

【図 4 9】O F D M フレーム内に疑似パイロットシンボルを配置する可能な方法（ただしこれらの方法に限定されない）を示す図

【図 5 0】O F D M フレーム内に疑似パイロットシンボルを配置する可能な方法（ただしこれらの方法に限定されない）を示す図

【図 5 1】O F D M フレーム内に疑似パイロットシンボルを配置する可能な方法（ただしこれらの方法に限定されない）を示す図

50

【図 5 2】OFDM フレーム内に疑似パイロットシンボルを配置する可能な方法（ただしこれらの方法に限定されない）を示す図

【図 5 3】OFDM フレーム内に疑似パイロットシンボルを配置する可能な方法（ただしこれらの方法に限定されない）を示す図

【図 5 4】OFDM フレーム内に疑似パイロットシンボルを配置する可能な方法（ただしこれらの方法に限定されない）を示す図

【図 5 5】OFDM フレーム内に疑似パイロットシンボルを配置する可能な方法（ただしこれらの方法に限定されない）を示す図

【図 5 6】OFDM フレーム内に疑似パイロットシンボルを配置する可能な方法（ただしこれらの方法に限定されない）を示す図

10

【図 5 7】拡散符号による、疑似パイロット成分の要素ごとの乗算のプロセスを示す図

【図 5 8】拡散符号による、疑似パイロットシンボルの疑似パイロット単位での乗算のプロセスを示す図

【図 5 9】拡散符号による、疑似パイロット成分の要素ごとの拡散のプロセスを示す図

【図 6 0】拡散符号による、疑似パイロットシンボルの疑似パイロット単位での拡散のプロセスを示す図

【図 6 1】疑似パイロット成分の要素単位での一定の位相シフトのプロセスを示す図

【図 6 2】QPSK の例であり、出力の合成と位相の合成の結果をそれぞれ 1 レベルとすべきときの、元およびペアのコンスタレーションを示す図

【図 6 3】8 - PSK の例であり、出力の合成と位相の合成の結果をそれぞれ 1 レベルとすべきときの、元およびペアのコンスタレーションを示す図

20

【図 6 4】16 - QAM の例であり、出力の合成と位相の合成の結果をそれぞれ 1 レベルとすべきときの、元およびペアのコンスタレーションを示す図

【図 6 5】疑似パイロットシンボルか単純なデータシンボルかどうかに応じて異なる変調方式を使用する方法を示す図

【図 6 6】元のシンボル、ペアのシンボル、および単純なデータシンボルに対して同じ変調方式を使用する状況を示す図

【図 6 7】出力の合成を考慮するときに、元のコンスタレーションから 1 つ以上のペアのコンスタレーションを取得する方法に関するフローチャート図

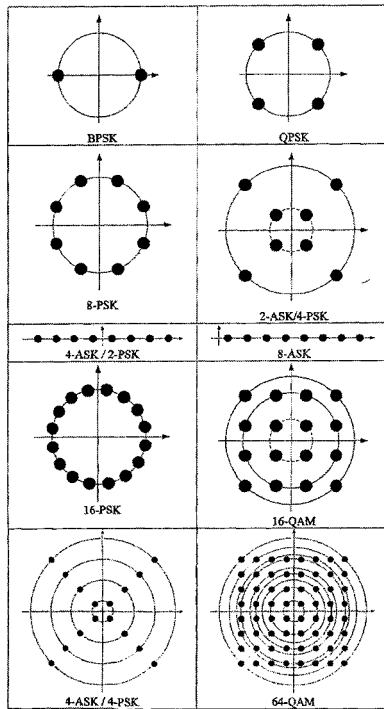
【図 6 8】振幅の合成を考慮するときに、元のコンスタレーションから 1 つ以上のペアのコンスタレーションを取得する方法に関するフローチャート図

30

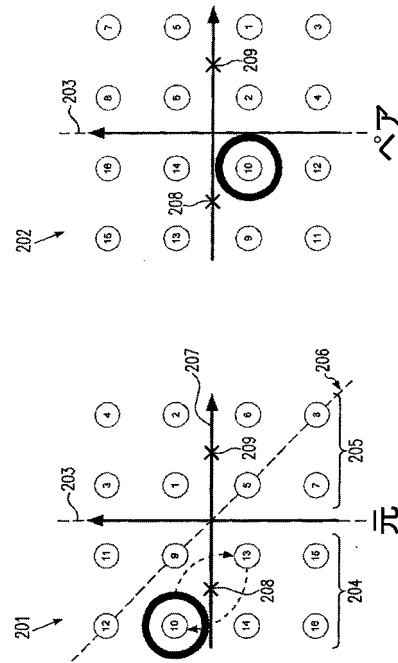
【図 6 9】位相の合成を考慮するときに、元のコンスタレーションから 1 つ以上のペアのコンスタレーションを取得する方法に関するフローチャート図

【図 7 0】4 - ASK / 4 - PSK の例であり、振幅の合成と位相の合成の結果をそれぞれ 1 レベルとすべきときの、元およびペアのコンスタレーションを示す図

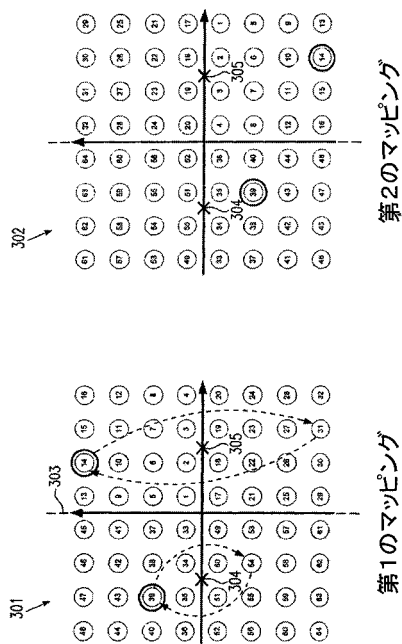
【図 1】



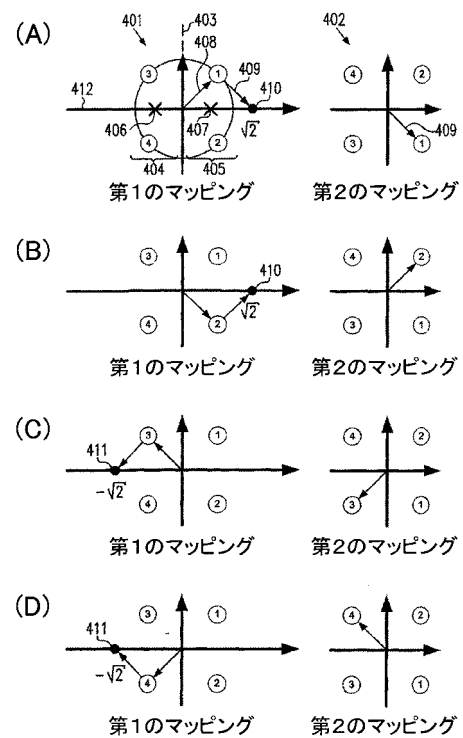
【図 2】



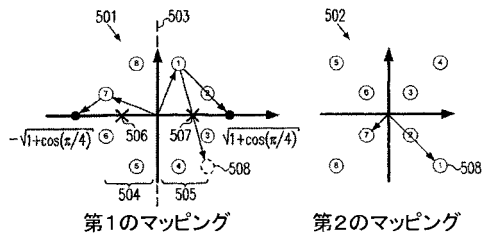
【図 3】



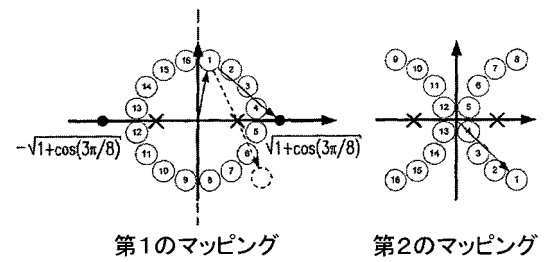
【図 4】



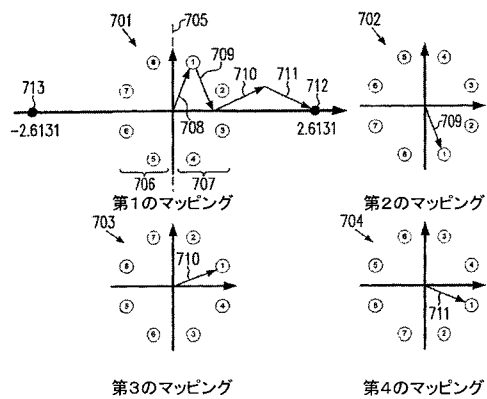
【図 5】



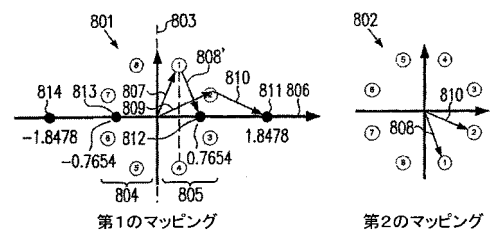
【図 6】



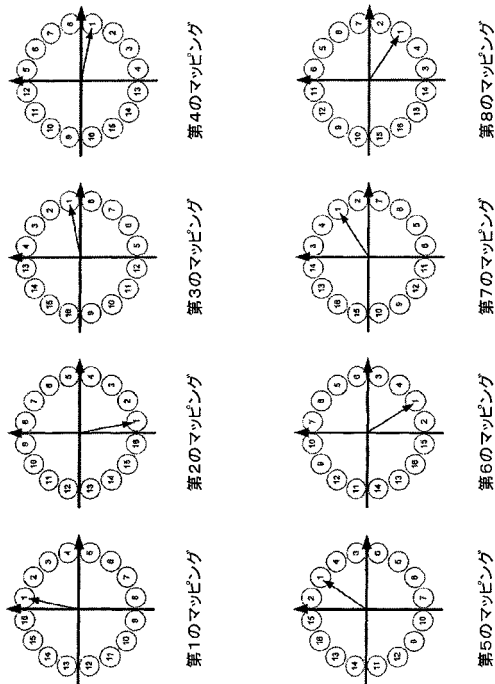
【図 7】



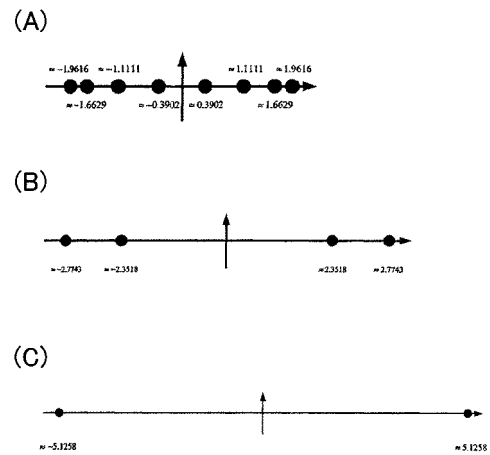
【図 8】



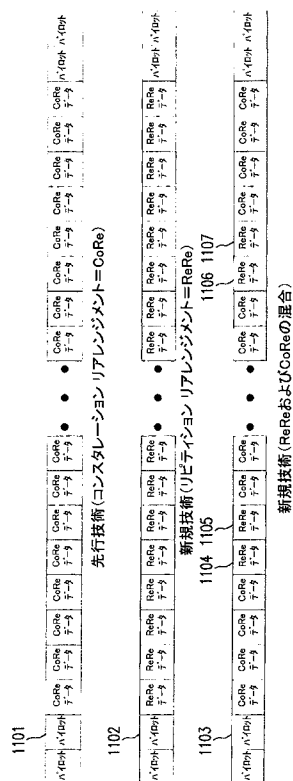
【 図 9 】



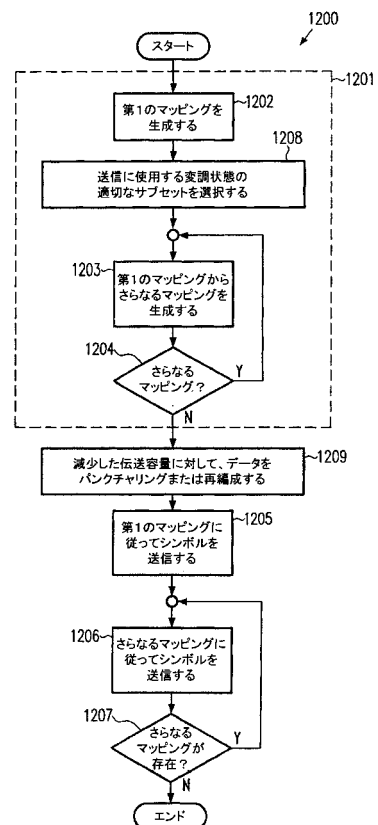
【 図 1 0 】



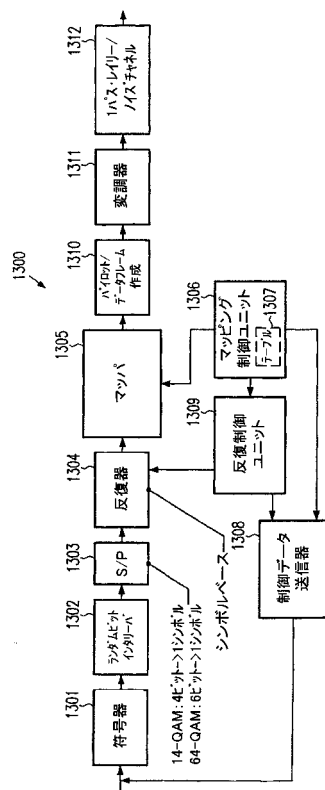
【 図 1 1 】



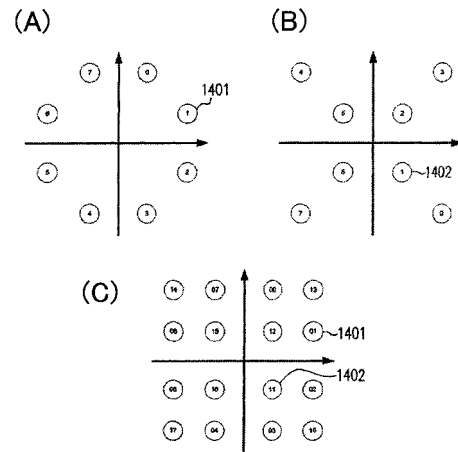
【 図 1 2 】



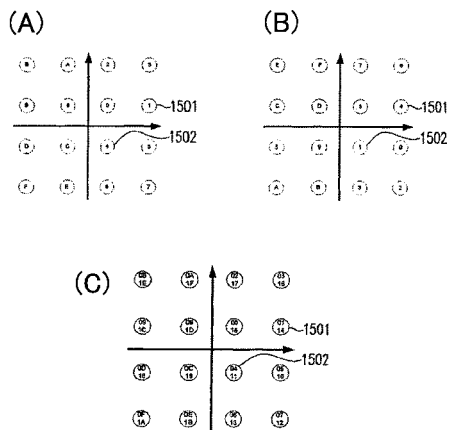
【図 13】



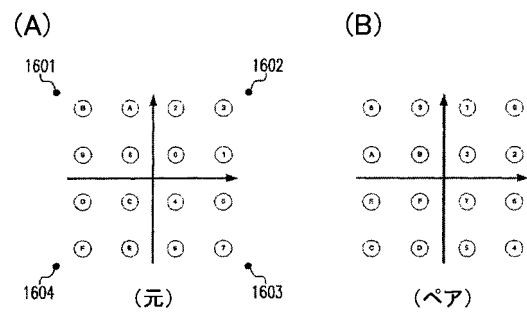
【図 14】



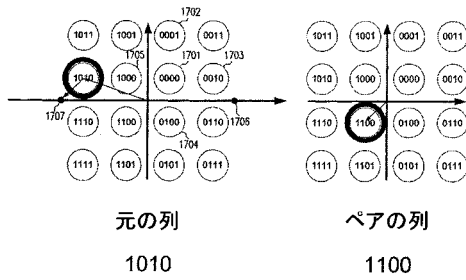
【図 15】



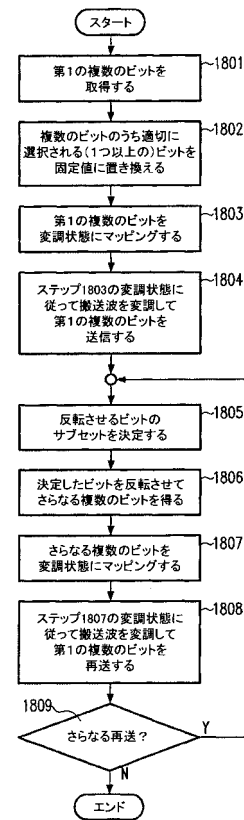
【図 16】



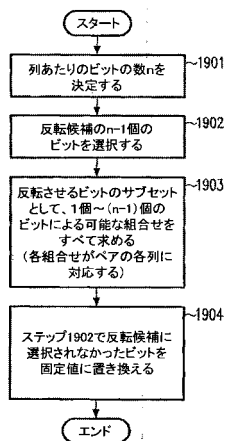
【図 17】



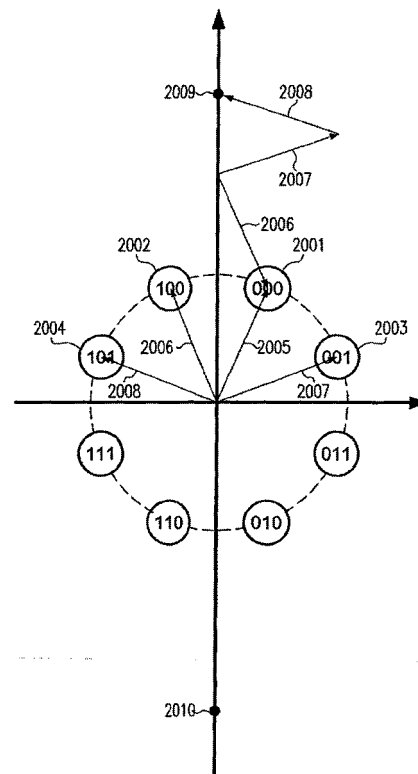
【図 18】



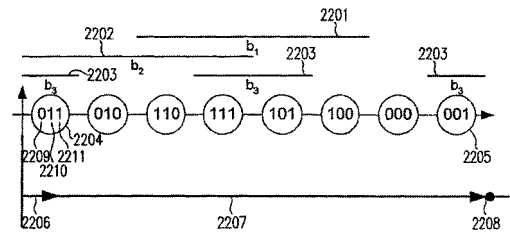
【図 19】



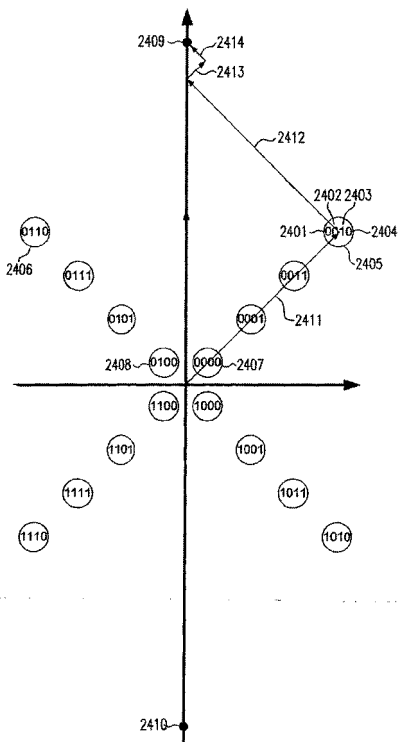
【図 20】



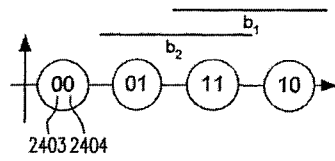
【 図 2 2 】



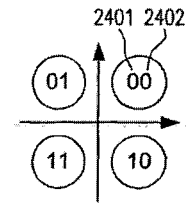
【 図 2 4 】



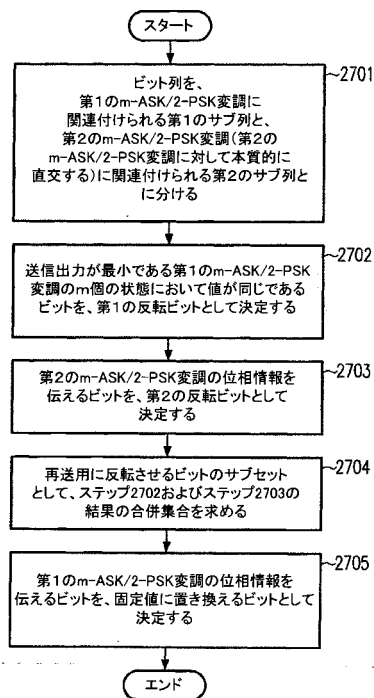
【図 25】



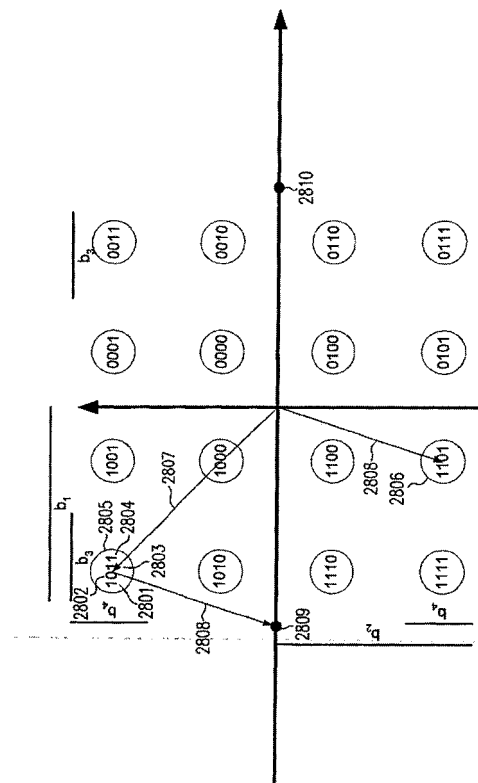
【図 26】



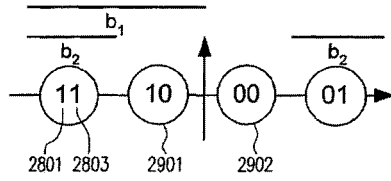
【図 27】



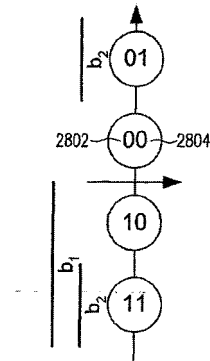
【図 28】



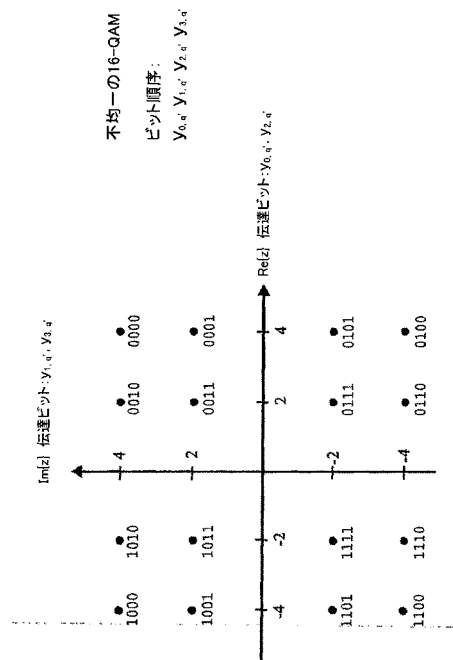
【図 29】



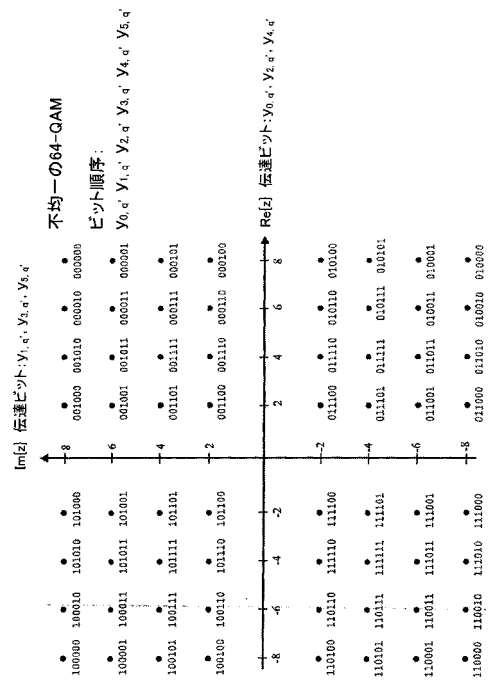
【図 30】



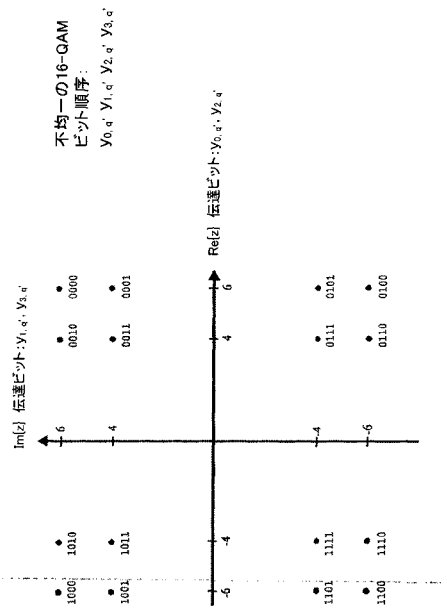
【図 31】



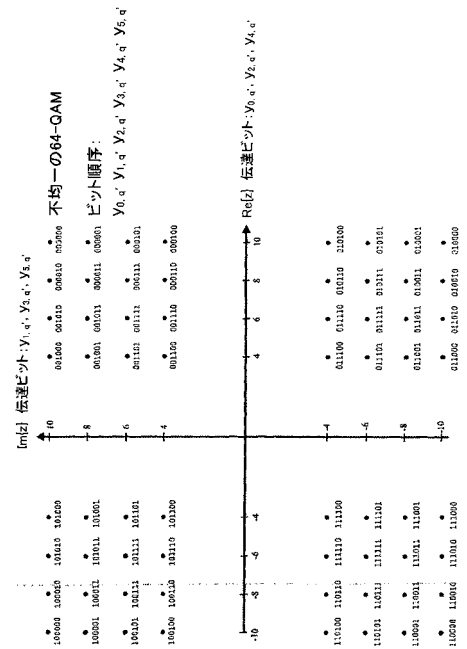
【図 32】



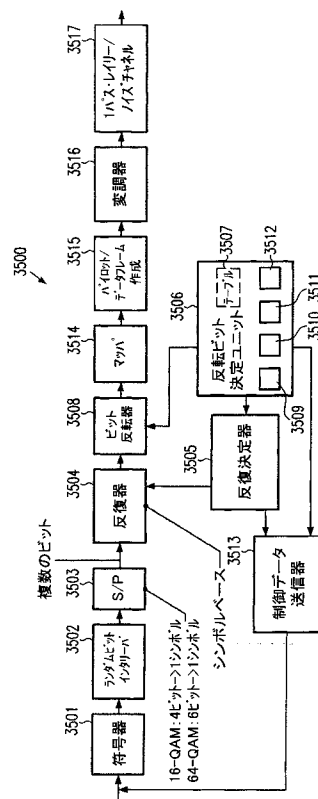
【図 3 3】



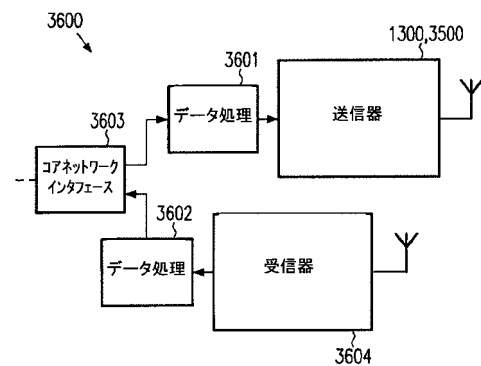
【図 3 4】



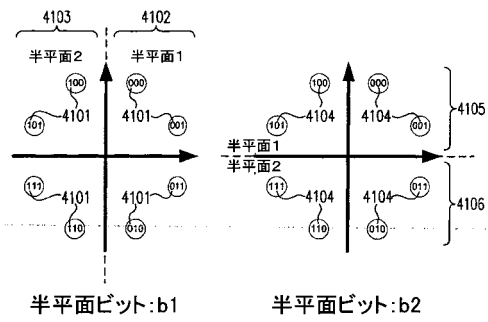
【図 3 5】



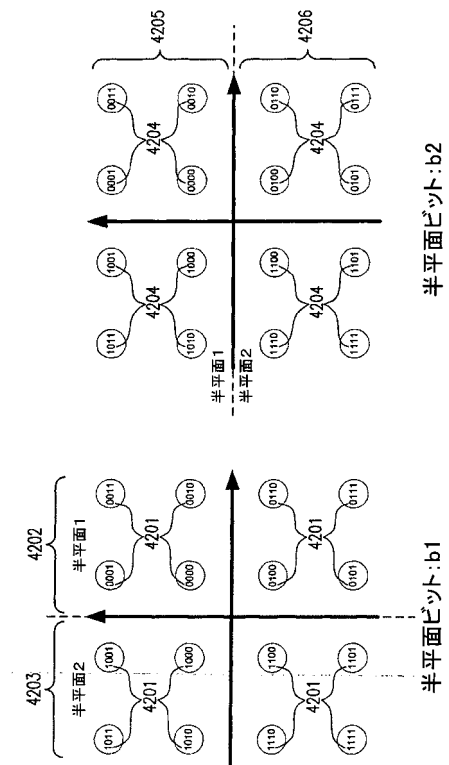
【図 3 6】



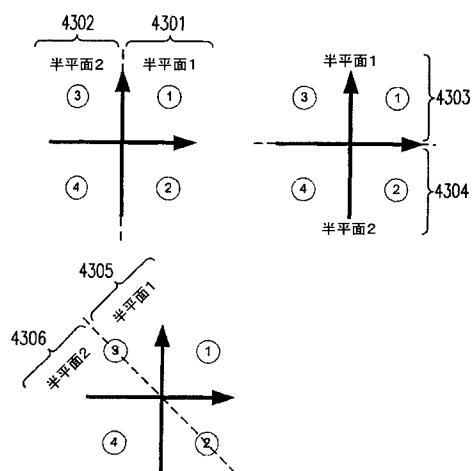
【図 4 1】



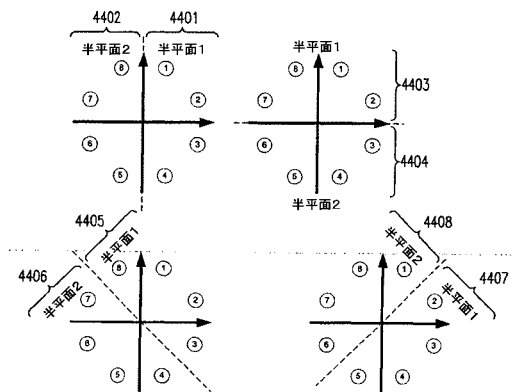
【図 4 2】



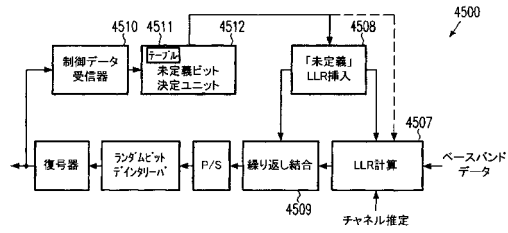
【図 4 3】



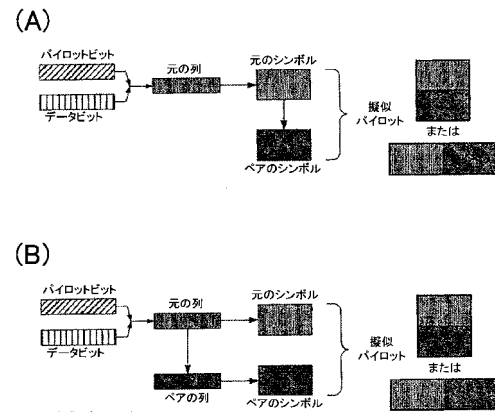
【図 4 4】



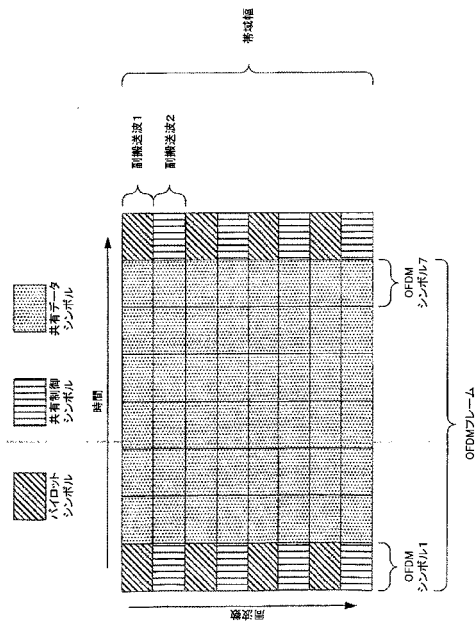
【図 45】



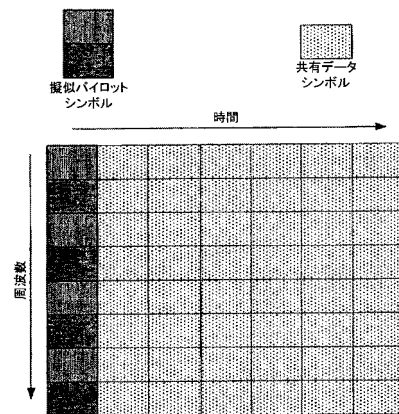
【図 46】



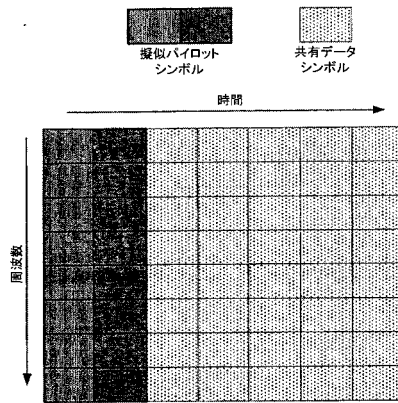
【図 47】



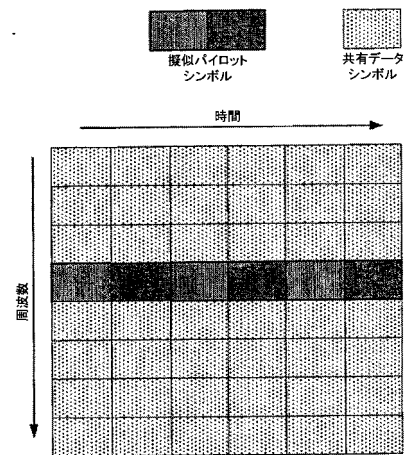
【図 48】



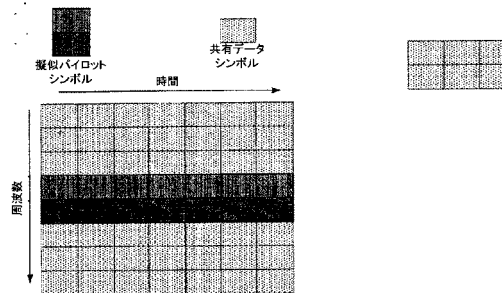
【図 49】



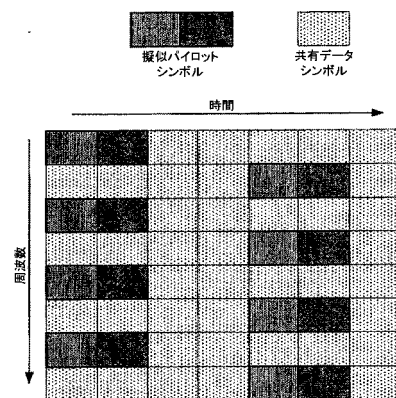
【図 50】



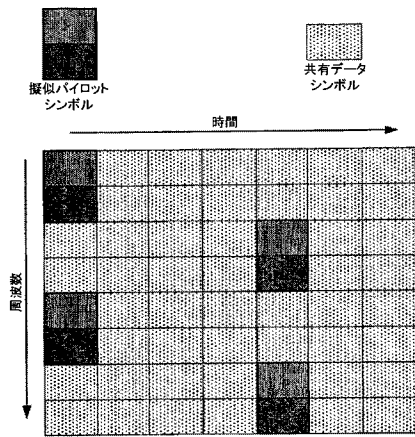
【図 51】



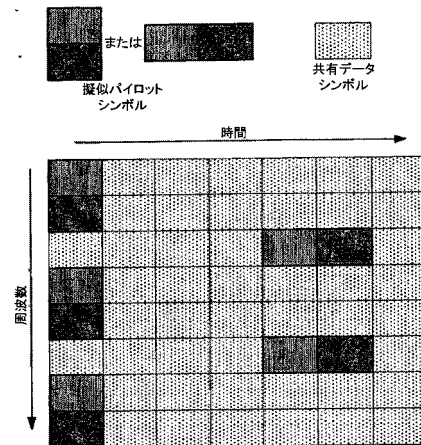
【図 52】



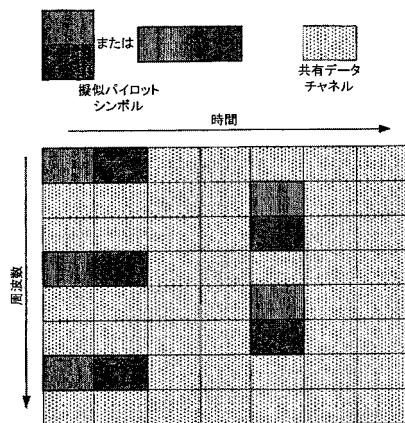
【図 5 3】



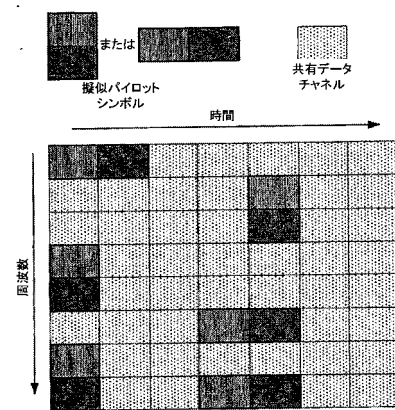
【図 5 4】



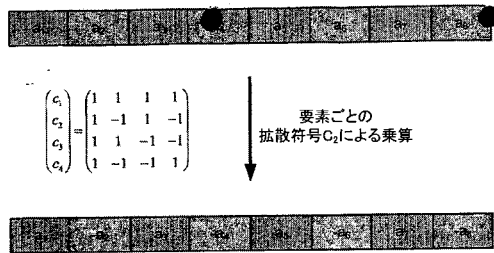
【図 5 5】



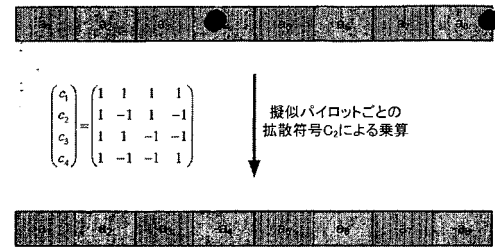
【図 5 6】



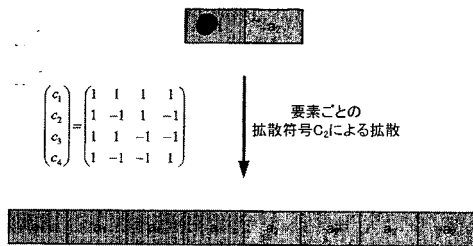
【図 57】



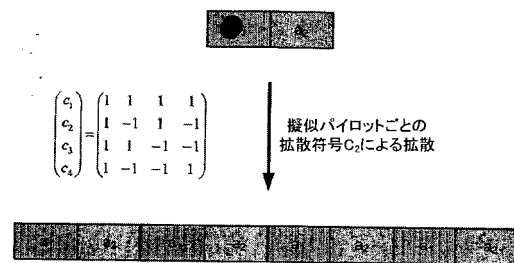
【図 58】



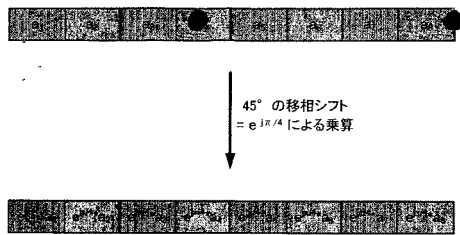
【図 59】



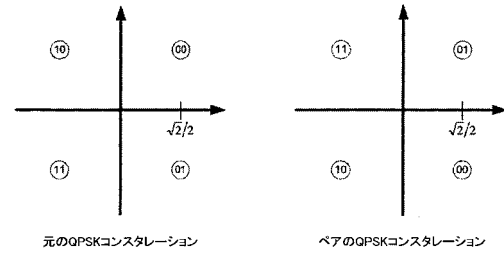
【図 60】



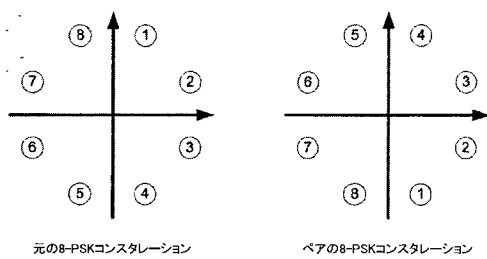
【図 6 1】



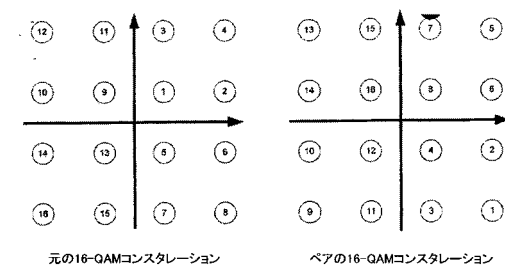
【図 6 2】



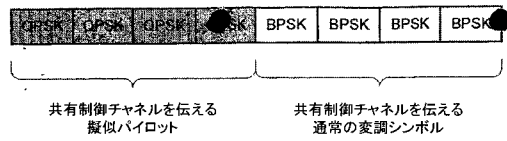
【図 6 3】



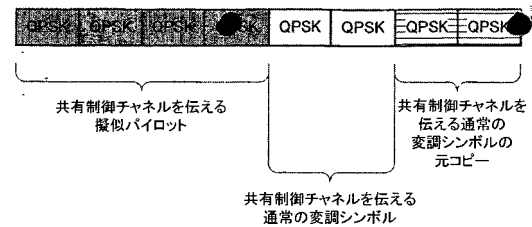
【図 6 4】



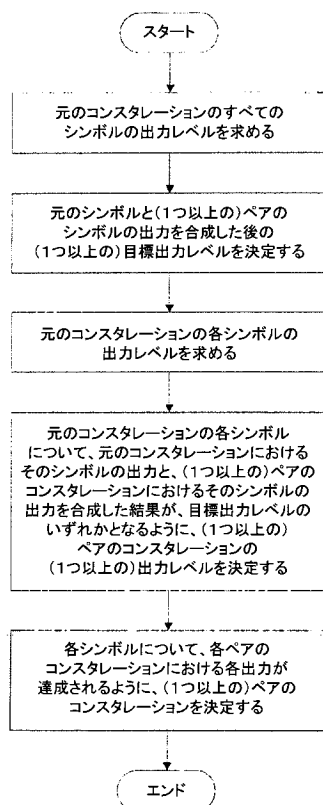
【図 65】



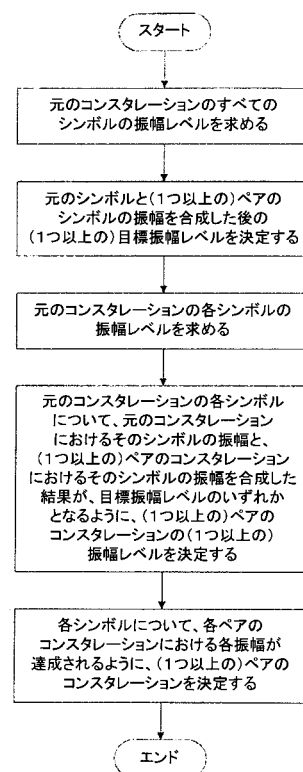
【図 66】



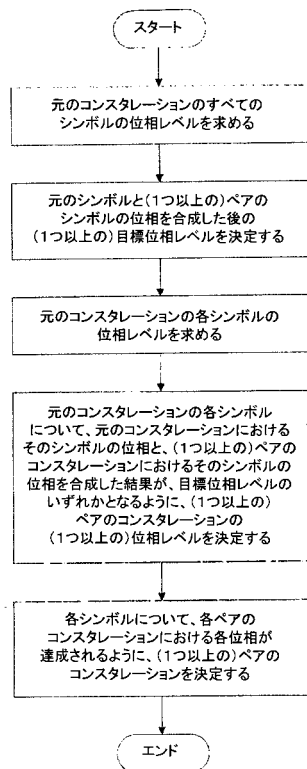
【図 67】



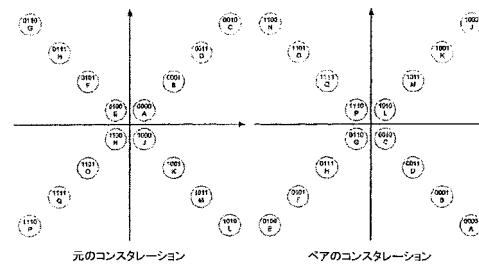
【図 68】



【図 69】



【図 70】



フロントページの続き

- (31)優先権主張番号 PCT/EP2005/007929
(32)優先日 平成17年7月20日(2005.7.20)
(33)優先権主張国 欧州特許庁(EP)
(31)優先権主張番号 PCT/EP2005/007928
(32)優先日 平成17年7月20日(2005.7.20)
(33)優先権主張国 欧州特許庁(EP)
(31)優先権主張番号 PCT/EP2005/008081
(32)優先日 平成17年7月25日(2005.7.25)
(33)優先権主張国 欧州特許庁(EP)

- (72)発明者 吉井 勇
ドイツ国 ランゲン 63225 モンツァストラッセ 4C パナソニック R & D セン
ター ジャーマニー ゲーエムペーハー内

審査官 渡辺 未央子

- (56)参考文献 特表2002-523978(JP,A)
特表2005-501464(JP,A)
特表2004-519172(JP,A)

- (58)調査した分野(Int.Cl., DB名)
H04J 11/00
H04L 27/00