

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2009-290894

(P2009-290894A)

(43) 公開日 平成21年12月10日(2009.12.10)

(51) Int.Cl.		F I		テーマコード (参考)
H04L 1/16	(2006.01)	H04L 1/16		5K004
H04L 27/36	(2006.01)	H04L 27/00	F	5K014
H04B 1/04	(2006.01)	H04B 1/04	H	5K060

審査請求 有 請求項の数 4 O L (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2009-200554 (P2009-200554)	(71) 出願人	000005821
(22) 出願日	平成21年8月31日 (2009.8.31)		パナソニック株式会社
(62) 分割の表示	特願2008-81915 (P2008-81915) の分割	(74) 代理人	100105050 弁理士 鷲田 公一
原出願日	平成14年11月18日 (2002.11.18)	(72) 発明者	アレクサンダー エドラー フォン エル ブバルト ゴリチュク
(31) 優先権主張番号	01127244.0		ドイツ国 ダルムシュタット 64285 ウィルヘルミネンシュトラッセ 32
(32) 優先日	平成13年11月16日 (2001.11.16)	(72) 発明者	エイコ ザイデル
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)		ドイツ国 ダルムシュタット 64283 グリュナー ヴェーク 1
		(72) 発明者	クリスティアン ヴェンゲルター
			ドイツ国 クラインホイバッハ 6392 4 バーンホフシュトラッセ 10デー 最終頁に続く

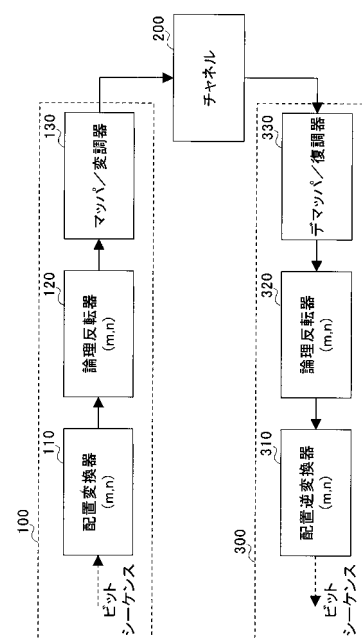
(54) 【発明の名称】 データ受信装置およびデータ受信方法

(57) 【要約】

【課題】 ビット信頼性の変化による復号器の性能の劣化を効果的に回避すること。

【解決手段】 送信機100は、複数の冗長度バージョンから一の冗長度バージョンが選択されると、配置変換器110および論理反転器120で、選択された冗長度バージョンに基づいてシンボルの送信ビットを並び替え、マッピング変調器130で、送信ビットが並び替えられたシンボルを、所定の信号コンスタレーションを用いて変調する。変調されたシンボルは、チャンネル200を介して送信される。

【選択図】 図11



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

複数の冗長度バージョンと複数のコンスタレーションバージョンの複数の組み合わせを示したテーブルと、

第 1 送信時および再送信時に、前記複数の組み合わせの 1 つを用いて送信されたデータを受信する受信部と、を有し、

前記テーブルは、複数の冗長度バージョンのうち少なくとも 1 つの冗長度バージョンと、複数のコンスタレーションバージョンとが対応付けられた組み合わせを含み、

前記再送信時の前記組み合わせは、前記第 1 送信時の組み合わせと異なる、データ受信装置。

10

【請求項 2】

前記複数のコンスタレーションバージョンは、(a) 複数のビットからなるビットシーケンス内のビット位置、および (b) 前記ビットシーケンス内のビットの論理値、の少なくとも一方の点で、互いに異なる、

請求項 1 記載のデータ受信装置。

【請求項 3】

複数のビットからなるビットシーケンスを、前記複数の組み合わせの 1 つにおけるコンスタレーションバージョンに従って並び替える並び替え部、をさらに有する、

請求項 1 または請求項 2 記載のデータ受信装置。

【請求項 4】

複数の冗長度バージョンと複数のコンスタレーションバージョンの複数の組み合わせを示したテーブルから 1 つの組み合わせを選択するステップと、

第 1 送信時および再送信時に、前記 1 つの組み合わせを用いて送信されたデータを受信するステップと、を有し、

前記テーブルは、複数の冗長度バージョンのうち少なくとも 1 つの冗長度バージョンと、複数のコンスタレーションバージョンとが対応付けられた組み合わせを含み、

前記再送信時の前記組み合わせは、前記第 1 送信時の組み合わせと異なる、データ受信方法。

20

【発明の詳細な説明】

30

【技術分野】

【0001】

本発明は、データ受信装置およびデータ受信方法に関する。

【背景技術】

【0002】

信頼性の低い時間的に変化する回線状態を有する通信システムにおいてよく用いられる技術は、自動再送要求 (A R Q : Automatic Repeat Request) 方式および誤り訂正復号 (F E C : Forward Error Correction) 技術に基づいて誤り訂正を行うもので、ハイブリッド A R Q (H A R Q) と呼ばれる。よく使用される巡回冗長検査 (C R C : Cyclic Redundancy Check) で誤りが検出されると、通信システムの受信機は、誤りを含むパケットを正しく復号する確率を向上させるために、送信機に追加情報の送信 (データパケットの再送) を要求する。

40

【0003】

パケットは送信前に F E C で符号化される。再送内容や、ビットを以前送信した情報と合成する仕方によって、非特許文献 1 および非特許文献 2 は、3 つの異なるタイプの A R Q 方式を定義している。

【0004】

・タイプ I : 誤りを含む受信パケットは破棄し、同じパケットの新しいコピーを別途再送し復号する。受信した新旧両パケットは合成しない。

【0005】

50

・タイプII：誤りを含む受信パケットは破棄せず、追加の再送パケットと合成して引き続き復号を行う。再送パケットは、符号化率（符号化利得）が比較的高く、受信機で、記憶されている以前の送信から得られたソフト情報（soft-information）と合成される場合がある。

【0006】

・タイプIII：タイプIIと同じであるが各再送パケットが自動復号可能であるという制約を伴う。これは送信パケットが前のパケットと合成しなくても復号可能であることを意味している。これは一部のパケットが損傷し情報がほとんど再使用できない場合に有用である。すべての送信に同一のデータが含まれる場合、これは単一冗長度バージョンのHARQタイプIIIと呼ばれる特別のケースと見なされうる。

10

【0007】

HARQタイプIIとIIIの方式は、以前受信した誤りを含むパケットからの情報を再利用できるため、タイプIに対して明らかに処理能力が高く（intelligent）、性能面で優れている。以前送信したパケットの冗長度を再利用する方式として基本的に次の3つの方式、

- ・ソフト合成（Soft-Combining）
- ・符号合成（Code-Combining）
- ・ソフト合成と符号合成の組み合わせ

がある。

【0008】

20

ソフト合成

ソフト合成を使用すると、再送パケットは、以前受信した情報と同一の情報を運ぶ。この場合、例えば、非特許文献3または非特許文献4に開示されているように、複数の受信パケットをシンボル単位（symbol-by-symbol basis）またはビット単位（bit-by-bit basis）のどちらかで合成する。

【0009】

シンボルレベルの合成を使用する場合、再送されたパケットには以前送信した誤りを含むパケットと同一の変調シンボルが含まれていなければならない。この場合、多数の受信パケットは変調シンボルレベルで合成される。一般的技術として平均ダイバーシティ合成（ADC：Average Diversity Combining）とも呼ばれる、多数の受信シンボルの最大比合成（MRC：Maximum Ratio Combining）があり、ここでは、N回の送信後、対応する（matching）シンボルの合計／平均をバッファに格納する。

30

【0010】

ビットレベルの合成を使用する場合、再送パケットには以前送信した誤りを含むパケットと同一のビットが含まれていなければならない。ここで、多数の受信パケットは、復調後、ビットレベルで合成される。ビットは、同じパケットの以前の送信と同じ方法で変調シンボルにマッピングするかまたは別の方法でマッピングすることができる。マッピングが以前の送信と同じ場合、シンボルレベルの合成も適用できる。一般の合成技術は、例えば、非特許文献5、非特許文献6、および非特許文献7によって知られているようにFEC用のいわゆるターボ符号を用いる場合は特に、計算した対数尤度比（LLR：Log-Likelihood Ratio）の加算である。ここでは、N回目の送信後、対応する（matching）ビットのLLRの合計をバッファに格納する。

40

【0011】

符号合成

符号合成は、受信パケットを連結して新しい符号語（送信回数が増加するほど符号化率が減少する）を生成する。したがって、復号器は、正しい復号化（符号化率は再送に依存）を実行するために、各再送時に送信の合成方法を知る必要がある。再送パケットの長さは回線状態に応じて変更可能であるため、符号合成はソフト合成に比べて柔軟性が高い。しかし、符号合成はソフト合成に比べてより多くの送信信号データを必要とする。

【0012】

50

ソフト合成と符号合成の組み合わせ

再送パケットに以前送信したシンボル／ビットと同一のシンボル／ビットおよび以前送信したシンボル／ビットと異なる符号シンボル／ビットが含まれている場合、同一の符号シンボル／ビットは「ソフト合成」の項で述べたソフト合成を用いて合成され、残りの符号シンボル／ビットは符号合成を用いて合成される。ここでの信号要件は符号合成の信号要件と類似している。

【0013】

非特許文献8には、再送用のシンボル・コンスタレーションを変更することによってトレリス符号化変調（TCM：Trellis Coded Modulation）に対するHARQ性能を向上できることが示されている。その場合、その変更はシンボル単位で実行されているため、性能の向上は再送を通じてマッピングしたシンボル同士のユークリッド距離を最大化することによって得られる。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0014】

【非特許文献1】S. Kallel, "Analysis of a type II hybrid ARQ scheme with code combining（符号合成によるタイプIIハイブリッドARQ方式の分析）", IEEE Transactions on Communications, Vol.38, No.8, August 1990

【非特許文献2】S. Kallel, R. Link, S. Bakhtiyari, "Throughput performance of Memory ARQ schemes（メモリARQ方式の処理能力性能）", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.48, No.3, May 1999

【非特許文献3】D. Chase, "Code combining: A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets（符号合成：任意の数のノイズを含むパケットを合成するための最尤復号方法）", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-33, pp. 385-393, May 1985

【非特許文献4】B. A. Harvey, S. Wicker, "Packet Combining Systems based on the Viterbi Decoder（ビタビ復号器に基づくパケット合成システム）", IEEE Transactions on Communications, Vol.42, No. 2/3/4, April 1994

【非特許文献5】C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima, "Near Shannon Limit Error-Correcting Coding and Decoding: Turbo-codes（近シャノン限界誤り訂正符号化および復号化：ターボ符号）", Proc. ICC '93, Geneva, Switzerland, pp. 1064-1070, May 1993

【非特許文献6】S. Le Goff, A. Glavieux, C. Berrou, "Turbo-Codes and High Spectral Efficiency Modulation（ターボ符号および高性能スペクトル変調）", IEEE SUPERCOM/ICC '94, Vol. 2, pp. 645-649, 1994

【非特許文献7】A. Burr, "Modulation and Coding for Wireless Communications（無線通信のための変調および符号化）", Person Education, Prentice Hall, ISBN 0-201-39857-5, 2001

【非特許文献8】M. P. Schmitt, "Hybrid ARQ Scheme employing TCM and Packet Combining（TCMおよびパケット合成を用いたハイブリッドARQ方式）", Electronics Letters, Vol. 34, No. 18, September 1998

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0015】

高次の変調方式（変調シンボルによって運ばれるビット数が2ビットを超える場合）を考慮すると、ソフト合成を使用した合成方法には大きな欠点がある。すなわち、ソフト合成したシンボル内でのビットの信頼性はすべての再送において一定の割合である。言い換えれば、以前受信した送信に基づくビットであって信頼性が低いものは、さらなる送信を受信した後でも信頼性が低く、同様に、以前受信した送信に基づくビットであって信頼性が高いものは、さらなる送信を受信した後でも信頼性が高い。一般に、HARQ方式はビ

10

20

30

40

50

ット信頼性の変化を考慮しない。このような変化は復号器の性能を著しく低下させる。変化は主に2つの理由から生じる。

【0016】

第1に、ビット信頼性の変化は、2次元の信号コンスタレーション・マッピングの制約によるものであり、1シンボル当たり2ビットを超えるビット数を運ぶ変調方式は、すべてのシンボルの送信尤度が等しいと仮定した場合、すべてのビットに対して同じ平均信頼性を有することができるとは限らない。平均信頼性という用語は、結局、信号コンスタレーションのすべてのシンボルに対する特定のビットの信頼性を意味する。

【0017】

あるビットマッピング順序 $i_1 q_1 i_2 q_2$ のグレイ符号化信号コンスタレーションを示す図1に従って16QAM変調方式に対する信号コンスタレーションを用いると、シンボルにマッピングしたビットは、パケットの1回目の送信での平均信頼性において互いに大きく異なる。具体的に言うと、ビット i_1 および q_1 は、信号コンスタレーション図の半分の空間にマッピングされるため、高い平均信頼性を有している。したがって、それらの信頼性はビットが「1」を送信するか「0」を送信するかという事実とは無関係である。

10

【0018】

これに対し、ビット i_2 および q_2 は、ビットが「1」を送信するか「0」を送信するかという事実によってその信頼性が左右されるため、低い平均信頼性を有している。例えば、ビット i_2 の場合、「1」は外側の列にマッピングされ、「0」は内側の列にマッピングされている。同様に、ビット q_2 の場合、「1」は外側の行にマッピングされ、「0」は内側の行にマッピングされている。

20

【0019】

2回目以降の再送においてビットの信頼性は互いに一定の比率を維持するが、これは最初の再送で使用した信号コンスタレーションによって決まる。すなわち、ビット i_1 および q_1 は再送を何回行ってもビット i_2 および q_2 よりも高い平均信頼性を常に有する。

【0020】

第2に、部分的にソフト合成を用い、1回目の送信後すべての送信ビットが同じ信頼性を持っているものとする。その場合も再送される（かつソフト合成される）ビットの信頼性は向上する一方、再送されないビットの信頼性は変化しないため、再送を通じてビット信頼性の変化は導入されることになる。また、1回目の送信で送信されずに再送（追加冗長度の送信）時に送信されるビットは、この効果が大きくなる。

30

【0021】

同時係属のPCT/EPO1/01982において、復号器の性能を向上するためには各送信パケット受信後の平均ビット信頼性を等しくするまたはほぼ等しくする方法がきわめて有益であることが提唱されている。したがって、ビット信頼性は、平均ビット信頼性が平均化されるように再送を通じて調整される。これは、送信のための所定の第1信号コンスタレーションおよび少なくとも第2信号コンスタレーションを、すべての送信のそれぞれのビットに対する合成平均ビット信頼性がほぼ等しくなるように、つまり、最初の送信で信頼性の高かったビットを2回目の送信では信頼性が低くなるようマッピングする（逆もまた同様）ように、選択することによって実現される。

40

【0022】

したがって、信号コンスタレーション・リアレンジメント (constellation rearrangement) によって変更ビットマッピングが得られる。ここでは、変調シンボル間のユークリッド距離がコンスタレーション点の移動によって再送ごとに変更可能である。この結果、平均ビット信頼性を自由に操作して平均化し、もって受信機のFEC復号器の性能向上を図ることができる。

【0023】

上記提案の解決策において、コンスタレーション・リアレンジメントの利益は、HARQタイプII/III単一冗長度バージョン方式の概念に従って実現される。

50

【0024】

本発明の目的は、ビット信頼性の変化による復号器の性能の劣化を効果的に回避することができるデータ受信装置およびデータ受信方法を提供することである。

【課題を解決するための手段】

【0025】

本発明の第1の態様に係る送信装置は、HARQプロセスを用いてデータを再送する送信装置であって、冗長度バージョンとコンスタレーションバージョンの組み合わせを示すテーブルと、前記テーブルの前記冗長度バージョンと前記コンスタレーションバージョンの複数の組み合わせの1つを用いてデータを再送する送信部と、を有する、構成を採る。

【0026】

本発明の第2の態様に係る受信装置は、HARQプロセスを用いて再送されたデータを受信する受信装置であって、冗長度バージョンとコンスタレーションバージョンの複数の組み合わせを示すテーブルと、前記テーブルの前記冗長度バージョンと前記コンスタレーションバージョンの複数の組み合わせの1つを用いて再送データを受信する受信部と、を有する、構成を採る。

【0027】

本発明は、従来の方式がビットの並べ替えの際、各送信の具体的内容（ビット・セット）を考慮していないという認識に基づいている。したがって、性能利得を得るためには各送信の冗長度バージョンの内容に応じて並べ替えを実行する必要がある。したがって、本発明は、送信された冗長度バージョンの内容を考慮して複数の冗長度バージョンを用いたARQタイプII/III方式を提供するものと見なすことができる。この結果、復号器の性能の著しい向上が可能となる。

【発明の効果】

【0028】

本発明によれば、ビット信頼性の変化による復号器の性能の劣化を効果的に回避することができる。

【図面の簡単な説明】

【0029】

【図1】グレイ符号化ビットシンボルを用いた16QAM変調方式を示す信号コンスタレーションの一例を示す図

【図2a】グレイ符号化ビットシンボルを用いた16QAM変調方式用の信号コンスタレーションの2つの例を示す図

【図2b】グレイ符号化ビットシンボルを用いた16QAM変調方式用の信号コンスタレーションの2つの例を示す図

【図3】符号化率1/3のFEC符号器から生成したビットシーケンスを示す図

【図4】図3に示すシーケンスから生成した符号化率1/2の送信システム用の選択シーケンスをビット信頼性の表記と共に示す図

【図5】ビットを右側に2つシフトした2回目の送信のビットシーケンスを示す図

【図6】異なるマップを用いてビット位置を切り替えた2回目の送信のビットシーケンスを示す図

【図7】最初の送信冗長度バージョン1のビットシーケンスおよびマップ/配置変換器の最初のペアを示す図

【図8】最初の送信と同じマップ/配置変換器を持つ冗長度バージョン2に対応した2回目の送信のビットシーケンスを示す図

【図9】最初の送信と異なるマップ/配置変換器を持つ冗長度バージョン2に対応した2回目の送信のビットシーケンスを示す図

【図10】冗長度バージョンとマップ/配置変換器の可能な組み合わせから得られるビットシーケンスを示す図

【図11】本発明の基礎となる方法を用いた通信システムの第1の実施の形態を示す図

【図12】本発明の基礎となる方法を用いた通信システムの第2の実施の形態を示す図

10

20

30

40

50

【図 1 3】いくつかの従来の手順と対比した本発明の装置による手順の性能を示す図

【発明を実施するための形態】

【0030】

本発明の理解をさらに深めるために、以下、好適な実施の形態について添付図面を参照して説明する。

【0031】

以下、ビット信頼性の測定基準として対数尤度比（LLR：Log-Likelihood-Ratio）の概念について説明する。まず、1回の送信用にマッピングしたシンボル内のビットLLRの単純な計算を示す。そして、次に、LLR計算を複数の送信の場合に拡張する。

【0032】

1回の送信（Single Transmission）

付加的白色ガウス雑音（AWGN：Additive White Gaussian Noise）および等しい尤度のシンボルを用いたチャネルによる送信でシンボル s_n を送信したという制約の下で i 番目のビット b_n^i の平均 LLR は、

【数 1】

$$LLR_{b_n^i|r_n}(r_n) = \log \left[\sum_{(m|b_m^i=b_n^i)} e^{-\frac{E_s}{N_0} \cdot d_{n,m}^2} \right] - \log \left[\sum_{(m|b_m^i \neq b_n^i)} e^{-\frac{E_s}{N_0} \cdot d_{n,m}^2} \right] \quad \dots (1)$$

で得られる。ここで、 $r_n = s_n$ は、シンボル s_n を送信した（AWGN の場合）という制約の下での平均受信シンボルを示し、 $d_{n,m}^2$ は、受信したシンボル r_n とシンボル s_m 間のユークリッド距離の自乗を示し、 E_s/N_0 は、観測された信号対雑音比（signal-to-noise ratio）を示す。

【0033】

式（1）から LLR は信号対雑音比 E_s/N_0 および信号コンスタレーション点間のユークリッド距離 $d_{n,m}$ に依存することがわかる。

【0034】

複数送信（Multiple Transmission）

複数送信を考えると、独立した AWGN チャネルおよび等しい尤度のシンボルでシンボル $s_n^{(j)}$ を送信したという制約の下で j 番目のビット b_n^j の第 k 送信後の平均 LLR は、

【数 2】

$$LLR_{b_n^i|\bigcap_{j=1}^k r_n^{(j)}}(r_n^{(1)}, r_n^{(2)}, \dots, r_n^{(k)}) \\ = \log \left[\sum_{(m|b_m^i=b_n^i)} e^{-\sum_{j=1}^k \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{(j)} \cdot (d_{n,m}^{(j)})^2} \right] - \log \left[\sum_{(m|b_m^i \neq b_n^i)} e^{-\sum_{j=1}^k \left(\frac{E_s}{N_0} \right)^{(j)} \cdot (d_{n,m}^{(j)})^2} \right] \quad \dots (2)$$

で得られる。ここで、 j は、 j 番目の送信（（ $j-1$ ）番目の再送）である。1回の送信の場合と同様、平均 LLR は信号対雑音比および各送信時におけるユークリッド距離に依存している。

【0035】

当業者にとって、LLR の近似値を上記の詳細な数式を単純化した計算で求めることができることは明白である。

【0036】

以下、2つの高信頼性ビットと2つの低信頼性ビットをもたらす 16QAM 方式の場合を例にとって説明する。ここで、低信頼性ビットの場合、信頼性は「1」または「0」の送信に依存する（図 1 参照）。したがって、全体としては、2つのレベルの信頼性が存在し、第 2 のレベルはさらに細分可能である。

10

20

30

40

50

【0037】

レベル1（高信頼性、2ビット）：「1」（「0」）に対するビットマッピングは、 i ビットに対して正（負）の実空間の半分と、 q ビットに対して虚空間の半分とに分離される。ここで、「1」を正の空間の半分にマッピングしても負の空間の半分にマッピングしても違いはない。

【0038】

レベル2（低信頼性、2ビット）：「1」（「0」）は、 i ビットに対して内側（外側）の列にマッピングされるか q ビットに対して内側（外側）の行にマッピングされる。内側（外側）の列および行へのマッピングによって $L L R$ が異なるため、レベル2はさらに分類される。

【0039】

レベル2 a： i_n を内側の列に、 q_n を内側の行にそれぞれマッピングする。

【0040】

レベル2 b：レベル2 aの逆マッピング。 i_n を外側の列に q_n を外側の行にそれぞれマッピングする。

【0041】

すべてのビットについて送信を通じて最適な平均化プロセスを確保するためには、信頼性のレベルを変更する必要がある。

【0042】

ビットマッピングの順序は最初の送信の前には確定していないが、再送を通じて一貫していなければならない。例えば、最初の送信に対するビットマッピング： $i_1 q_1 i_2 q_2 \Rightarrow$ すべての再送に対するビットマッピング： $i_1 q_1 i_2 q_2$ である。

【0043】

可能なコンスタレーションのいくつかの例を図2に示す。図2によるビット信頼性の結果を表1に示す。

【表1】

コンスタレーション	ビット i_1	ビット q_1	ビット i_2	ビット q_2
1	高信頼性 (レベル1)	高信頼性 (レベル1)	低信頼性 (レベル2b)	低信頼性 (レベル2b)
2	低信頼性 (レベル2a)	低信頼性 (レベル2a)	高信頼性 (レベル1)	高信頼性 (レベル1)
3	低信頼性 (レベル2b)	低信頼性 (レベル2b)	高信頼性 (レベル1)	高信頼性 (レベル1)
4	高信頼性 (レベル1)	高信頼性 (レベル1)	低信頼性 (レベル2a)	低信頼性 (レベル2a)

表 1

【0044】

以下、 m は再送回数のパラメータを示し、 $m = 0$ は $A R Q$ 構成の packets の最初の送信を示すものとする。また、 b はマッピング装置 (mapping entity) のシンボルを形成するビット数を示す。一般に、 b は任意の整数であり、通信システムでもっとも頻繁に使用される値は2の整数乗である。

【0045】

一般性を失うことなく、ビット配置変換処理の入力として使用されるビット数 n は b で割り切れる、つまり、 n は b の整数倍であるものとする。これ以外の場合、入力ビットのシーケンスに対して上記の条件が満たされるまで容易にダミービットを追加できることは、当業者には理解できるであろう。

【0046】

以下、パンクチャにより符号化率 $1/3$ のシステムティック符号器（図3参照）から生

10

20

30

40

50

成した F E C 符号化率 $1/2$ (S_n : システムティックビット、 P_n : パリティビット) の簡易グレイマッピングした 16 QAM 送信方式の例を考える。図 4 に示すビットシーケンスおよび順序は最初の送信 (TX) に対して選択できる。図 4 は、ビット信頼性を表示した図 3 の生成シーケンスを示す。

【0047】

単一冗長度バージョンの従来型簡易 H A R Q タイプ III 方式では、要求されたすべての再送において (同一のマッピング M_1 または同一の配置変換 I_1 を持つ) 同一のシーケンスを送信していた。最初の送信に対しては通常、配置変換を行わないが、配置変換を行わないことは等しい入力、出力ストリームを持つ配置変換器を持つものと見なすことができる。この結果、すべての受信 (および要求された) 送信の合成後、ビット信頼性に大きなばらつきが生じる。例えば、 S_1 と P_1 は信頼性が高く (n 回高い信頼性で送信)、一方 S_2 と P_4 は信頼性が低い (n 回低い信頼性で送信)。前述のように、このため受信機での復号性能が低下する。

【0048】

この基本的方式の性能は、必要な再送に対する信頼性を切り替えてすべての送信ビットに対する信頼性を平均化することで向上することができる。これは、いくつかの異なる特定の実施の形態によって達成できるが、図 5 および図 6 に 2 つの可能な解決策を示す。この技術は最初の送信とは異なる方法でビットの配置変換を行うか、変調シンボルに異なるマッピング法則を適用することによって実現できる。以下、これを第 2 マップ M_2 または第 2 配置変換器 I_2 を用いて表すことにする。

【0049】

図 5 は、2 回目の送信のビットシーケンスを示し、ここでは、ビット信頼性を平均化するために異なる配置変換器を用いてビットを右側に 2 ビットだけシフトして送信する。

【0050】

図 6 は、2 回目の送信のビットシーケンスを示し、ここでは、ビット信頼性を平均化するために異なるマップを用いてビット位置を入れ替えて送信する。

【0051】

2 つの異なるマップ (M_n) または配置変換器 (I_n) を使用する場合、例えば、表 2 に示すように、どのマップ/配置変換器の使用頻度も他方のマップ/配置変換器の使用頻度の 2 倍を超えないようにすべての連続した送信に対してマッピングまたは配置変換を行う。

【表 2】

TX	手順1	手順2
1	I_1/M_1	I_1/M_1
2	I_2/M_2	I_2/M_2
3	I_1/M_1	I_2/M_2
4	I_2/M_2	I_1/M_1
5	I_1/M_1	I_1/M_1
6	I_2/M_2	I_2/M_2
7	I_1/M_1	I_2/M_2
...	...	...

表 2

【0052】

16 QAM の場合、4 種類のマップを使用するとより良い性能が得られ、2 つのマップを使用した場合は次善の結果が得られることに注目すべきである。2 つのマップを選択したのは、例を単純化して示すためである。

【0053】

上記の表から手順 1 と手順 2 の性能は等しいかまたは類似していることがわかる。したがって、3 回目の TX（送信）にマップ／配置変換器 M_1 / I_1 か M_2 / I_2 のいずれを選択するかは問題ではない。ただし、4 回目の TX の場合、3 回目の TX に対して補完的なマップ／配置変換器を選択するような配慮が必要になる。

【0054】

複数の冗長度バージョンの従来の簡易 HARQ タイプ III 方式では、2 回目の TX のシステムティックビットに最初の TX で送信されなかった追加パリティビットを加えて再送信していた。説明を簡単にするため、送信ごとのビット数を一定に保ち、ちょうど 2 回の送信ですべての符号化ビット（システムティックおよびパリティ）を送信できるような例を選択した。自動復号可能な再送を保証するために、すべてのシステムティックビットを再送する。ただし、本発明を実行するために非自動復号可能な再送も使用できることは当業者には理解できるであろう。

10

【0055】

図 7 は、 $RV_1 \& M_1^1 / I_1^1$ の場合の最初の TX のビットシーケンスを示す。

【0056】

複数の冗長度バージョンを持つ従来方式の場合、ビット信頼性のばらつきを考慮しないで、図 8 の 2 回目の送信 $RV_2 \& M_1^2 / I_1^2$ に対応したビットシーケンスに示すような単一マップ／配置変換器を用いた場合、単一冗長度バージョンの方式に対しても同様の問題が発生する。最初の TX からの信頼性の低いシステムティックビットは 2 回目の送信でも信頼性は低い。

20

【0057】

2 つのマップ／配置変換器を用いて（図 9 参照）システムティックビットに対して平均化を実行する。ただし、2 回の送信後、信頼性の平均化はこれまで 2 度送信したビット（本例ではシステムティックビット）に対してのみ可能である。3 回目の TX ではいずれの冗長度バージョンで RV_1 または RV_2 を送信するかは任意に選択できる（両方の可能性とも性能は非常に類似していなければならない）。

【0058】

2 つの冗長度バージョン（ RV_1 および RV_2 ）を持つ上記例では、基本的に 4 種類の冗長度バージョンとマップ／配置変換器の組み合わせを提供する（表 3 および図 10 参照）。

30

【表 3】

可能な組み合わせ
$RV_1 \& I_1^1 / M_1^1$
$RV_1 \& I_2^1 / M_2^1$
$RV_2 \& I_1^2 / M_1^2$
$RV_2 \& I_2^2 / M_2^2$

表 3

【0059】

以下、最初の TX で送信するビット・セットを RV_1 （冗長度バージョン 1）、2 回目の TX で送信するビット・セットを RV_2 と表示する。また、マップ／配置変換器は上付き文字によって冗長度バージョンにリンクされる。表示例では、配置変換器のパターンと I_n^1 / M_n^1 および I_n^2 / M_n^2 （ $n = 1, 2$ ）に対するマッピングとは等しいが、システムティックビットとパリティビットの位置が双方の冗長度バージョンにおいて互いに一致しているのでこれは特別の場合である。

40

【0060】

本発明によれば、システムティックビットとパリティビットの信頼性の平均化を行うために、選択した冗長度バージョンに従ってマップ／配置変換器を選択する必要がある。これは 3 回目の送信で任意のマップ／配置変換器を選択できる単一冗長度バージョンの場合

50

とは逆である。

【0061】

以下、すべてのビット信頼性の平均化を行うために送信済みの冗長度バージョンに応じてマップ／配置変換器を選択する手順（strategy）を提案する。

【0062】

最初のTX

最初のTXに対して $RV_1 \& I_1^1 / M_1^1$ の組み合わせを選択したと仮定する。ただし、（単一送信を考慮して性能が等しいか類似していると仮定して）最初の送信には他のどの組み合わせも選択可能である。

【0063】

2回目のTX

2回目のTXでは、残りの冗長度バージョン（この場合 RV_2 ）を送信する必要がある、最初のTX（この場合すべてのシステムティックビット）で送信済みのすべてのビットに対する信頼性を平均化する、つまり、信頼性の低いシステムティックビットの信頼性を高くする必要がある。これは $RV_2 \& I_2^2 / M_2^2$ を送信することによって達成される。

【0064】

3回目のTX

3回目のTXの場合、どの冗長度バージョンを送信するかは自由であるが、この冗長度バージョンに対してまだ選択されていないマップ／配置変換器、つまり、手順1の $RV_1 \& I_2^1 / M_2^1$ および手順2の $RV_2 \& I_1^2 / M_1^2$ と組み合わせる必要がある。これによって現在のビット・セットで送信されるパリティビットの平均化が確実に実行される。

【0065】

4回目のTX

4回目のTXの場合、残された組み合わせを選択する必要がある。これによって残りのパリティビット・セットの平均化が保証され、これまでに一度送信されたパリティビット・セットの送信が確実となる。

【0066】

5回目以降のTX

4回目のTXの後、平均化プロセスは終了する。したがって、冗長度バージョンとマップ／配置変換器の組み合わせは自由に選択できる。以降のTXの場合、TX1からTX4に適用される規則を考慮する必要がある。

【0067】

【表4】

TX	手順1	手順2
1	$RV_1 \& I_1^1 / M_1^1$	$RV_1 \& I_1^1 / M_1^1$
2	$RV_2 \& I_2^2 / M_2^2$	$RV_2 \& I_2^2 / M_2^2$
3	$RV_1 \& I_2^1 / M_2^1$	$RV_2 \& I_1^2 / M_1^2$
4	$RV_2 \& I_1^2 / M_1^2$	$RV_1 \& I_2^1 / M_2^1$
5	...	...

表 4

【0068】

上記の例において両方の冗長度バージョン RV_1 および RV_2 （同じマップ／配置変換器を考慮して）に対するシステムティックビットの位置は等しい（図10参照）。これは一般に事実とは異なり（特に異なる符号化率の場合）、明らかに単純化されたものである。上記の例は一般的手順を示すことを意図したものであって、以下に示すより一般的な場合に容易に拡張できる。

【0069】

提案された方法は2つの冗長度バージョンに限定されない。冗長度バージョン数は任意の数 N まで拡張でき、一般のバージョン数 N のHARQタイプII/III方式の場合と同様、連続して送信されるよう選択され N 回の送信後繰り返される。

【0070】

m は実際のマッパ／配置変換器のバージョン($m = 1, \dots, M$)を示すと想定して、冗長度バージョンごとのマッパ／配置変換器の数は任意の整数 M とすることができる(結局、最高で $N \cdot M$ 個の異なるマッパ／配置変換器となる。ただし、 N は冗長度バージョン総数、 M は冗長度バージョンごとのマッパ／配置変換器の数)。ここで、マッピング規則または配置変換パターンは必ずしも完全な信頼性の平均化を実行するように設計されているとは限らない。表4の例に従い、一般的方法を表5に示す。ここで、(前述したように)すべての I_m^n / M_m^n はマッピング規則または配置変換パターンが異なる場合がある。

【表5】

TX	組み合わせ
1	$RV_1 \& I_1^1 / M_1^1$
2	$RV_2 \& I_1^2 / M_1^2$
3	$RV_3 \& I_1^3 / M_1^3$
...	...
N	$RV_N \& I_1^N / M_1^N$
N+1	$RV_1 \& I_2^1 / M_2^1$
...	...
2N	$RV_N \& I_2^N / M_2^N$
...	...
$N \cdot (M-1) + 1$	$RV_1 \& I_M^1 / M_M^1$
...	...
$N \cdot M$	$RV_N \& I_M^N / M_M^N$
...	...

表5

【0071】

上記の例に示すように、マッパ／配置変換器 I_m^n / M_m^n はすべての冗長度バージョン n について等しい、つまり、マッパ／配置変換器は(M 個の異なるマッパ／配置変換器の合計で) $n : I_m^n / M_m^n$ に依存しない。マッピング規則または配置変換パターンは、システマティックビットおよびパリティビット双方の平均化処理ができるだけ良くなるように選択される。マッパ／配置変換器 I_m^n / M_m^n 、 I_k^j / M_k^j のどのペアも同じマッピング規則または配置変換パターンとなる場合がある。

【0072】

マッパ／配置変換器の数 M は、変調方式によって生じたビット信頼性レベル数に応じて選択することが好ましい。また、マッパ／配置変換器の数 M は、変調方式によって生じたビット信頼性レベル数の2倍の数に応じて選択することができる。

【0073】

図11は、本発明の基礎となる方法を用いた通信システムの第1の実施の形態を示す。

【0074】

送信機100において、ビットシーケンスは、誤り訂正復号(FEC)符号器(図示せず)から得られ、その後、配置変換器110および論理ビット反転器120に入力される。配置変換器110および論理ビット反転器120は、おのおの、冗長度バージョン n および／またはマッパ／配置変換器バージョン m の機能であり入力ビットシーケンスを修正する。その後、ビットシーケンスは、マッピング装置であるマッパ／変調器130に入力

される。マッパは、一般に、図 2 に示す信号コンスタレーションの 1 つを用いてビットを通信チャネル 200 を通じて送信されるシンボルにマッピングする。通信チャネル 200 は、一般に、信頼性が低く時間変化するチャネル状態にある無線通信チャネルである。

【0075】

マッパ、配置変換器、および反転器が使用するパターンは、送信機と受信機の双方に格納するか、または、送信機に格納して受信機に送信される。

【0076】

受信機 300 において、複素シンボルはまずデマッパ／復調器 330 に入力され、ここで受信シンボルは対応するビット領域シーケンス（例えば、LLR のシーケンス）に復調される。このシーケンスは次に論理反転器 320 に入力され、その後、配置逆変換器 310 に入力される。上記得られたビット領域シーケンスは配置逆変換器 310 から出力される。

10

【0077】

配置変換器および配置逆変換器は、入力ビットまたはシンボルシーケンスの特定の擬似ランダムまたはランダム順列を適用して配置変換／配置逆変換を実行する良く知られた技術に従って動作する、つまり、シーケンス内のビットまたはシンボルの位置を変更する。本実施の形態において、配置変換器（および配置逆変換器）は、マッパ／デマッパにおいてシンボルを形成するビットの位置を変更するシンボル内ビットの配置（逆）変換器である。

【0078】

論理ビット反転器は、ビットの論理値を反転する良く知られた技術に従って動作する、つまり、論理的なローを論理的なハイの値に変換し、逆もまた同様である。対数尤度比を利用した受信機の実用例として、この反転動作は対数尤度比の符号反転と等価である。

20

【0079】

誤り検出器（図示せず）が出す自動再送要求によって再送が開始され、その結果、別のデータパケットが送信機 100 から送信されると、デマッパ／復調器 330 において、以前受信した誤りを含むデータパケットが、再送されたデータパケットと合成される。配置変換器および論理ビット反転器によるビットシーケンスの修正により、その平均ビット信頼性は平均化され受信機の性能が向上する。

【0080】

別の方法として、図 12 に示す第 2 の実施の形態において、マッパに送信する前にビットシーケンスを配置変換／配置逆変換するパターンは一定に保たれ、つまり、冗長度バージョン n の関数として変化しない。その代わり、ビットをシンボルにマッピングする規則を変更するが、これは冗長度バージョン n のみに依存してビットシーケンスをマッパに入力し単にビットからシンボルへのマッピング規則を変更することに相当する。

30

【0081】

図には明示されていないが、別の変形例において、上記 2 つの方法を組み合わせで使用することが考えられる。すなわち、マッパ／配置変換器および反転器は冗長度バージョン n およびマッパ／配置変換器バージョン m に依存する。

【0082】

図 13 は、2 つの従来の HARQ 方法および本発明を実現する 1 つの方法において符号化率 $1/2$ を使用した 16QAM 変調方式によるフレーム誤り率を測定するシミュレーション結果を示す。この例において、以下の表 6 の手順 2 を 2 つの従来の手順と比較した。図 13 から本発明に係る方法が従来の方法より性能的に優れていることは明白である。

40

【表 6】

送信方式	従来例1 (すべての送信に 同一マッピングを使用)	従来例2 (冗長度バージョンに関係なく マッピングを交互に変更)	手順2 (表3による)
1. TX	RV_1 & マッピング1 (M^1)	RV_1 & M^1	RV_1 & M^1
2. TX	RV_2 & M^1	RV_2 & M^2	RV_2 & M^2
3. TX	RV_1 & M^1	RV_1 & M^1	RV_1 & M^2
4. TX	RV_2 & M^1	RV_2 & M^2	RV_2 & M^1

表 6

10

【0083】

シミュレートした方法に対する使用冗長度バージョン (RV_n) およびマッピング (M_n) を上記の表に示す。ここで、マッピング $M_1^1 = M_2^1 = M^1$ および $M_1^2 = M_2^2 = M^2$ は表3に従う (つまり、双方の冗長度バージョンに同一のマッピングを使用)。 M^1 は図2のコンスタレーション1に該当し、 M^2 は図2のコンスタレーション2に該当する。

【0084】

上記の方法についてはグレイ符号化信号およびQAM変調方式を用いて説明したが、本発明の恩恵を得る上で、例えばPSK変調などの他の適切な符号化および変調方式を同様に使用することができることは、当業者には明白である。

20

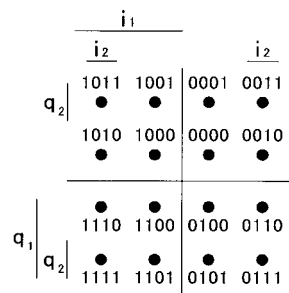
【符号の説明】

【0085】

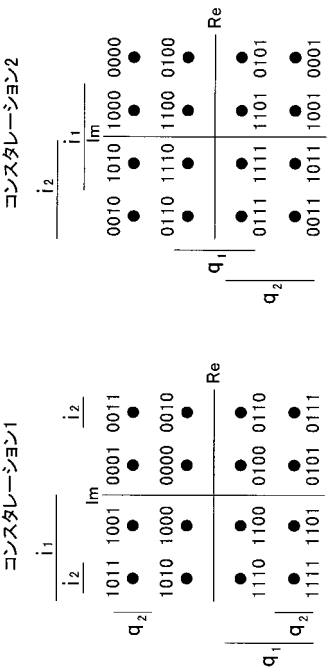
- 100 送信機
- 110 配置変換器
- 120、320 論理反転器
- 130 マップ／変調器
- 200 チャネル
- 300 受信機
- 310 配置逆変換器
- 330 デマップ／復調器

30

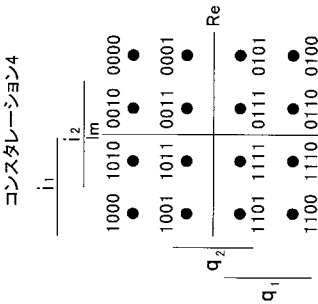
【図 1】



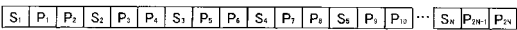
【図 2 a】



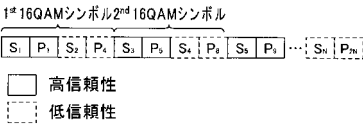
【図 2 b】



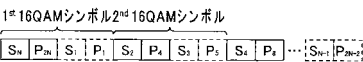
【図 3】



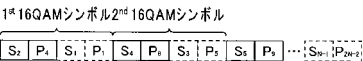
【図 4】



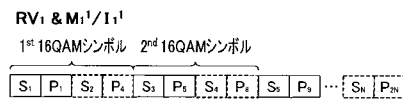
【図 5】



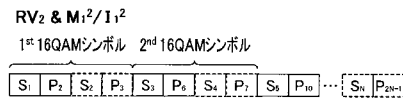
【図 6】



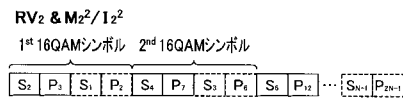
【図 7】



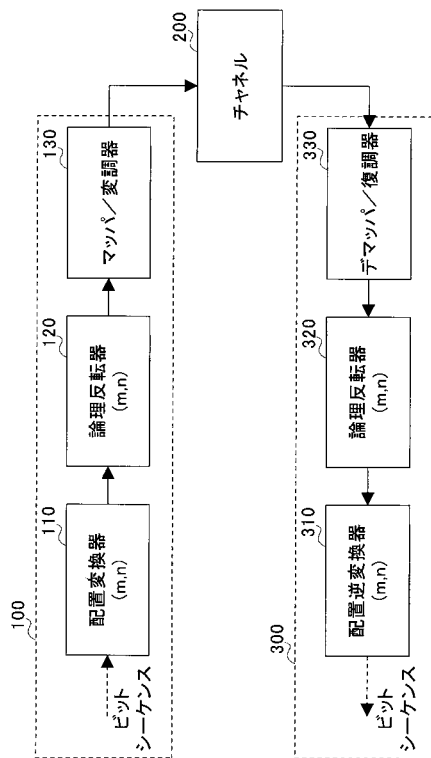
【図 8】



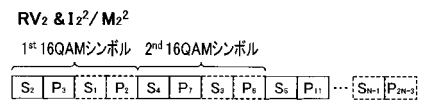
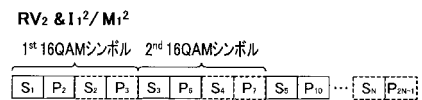
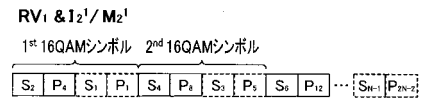
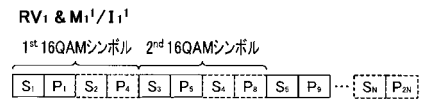
【図 9】



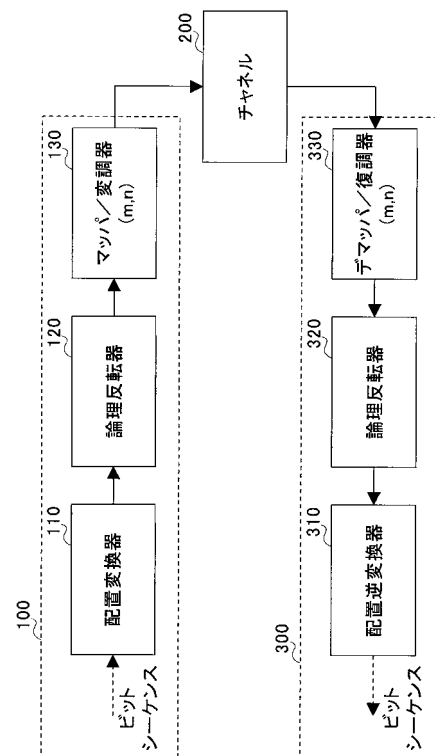
【図 1 1】



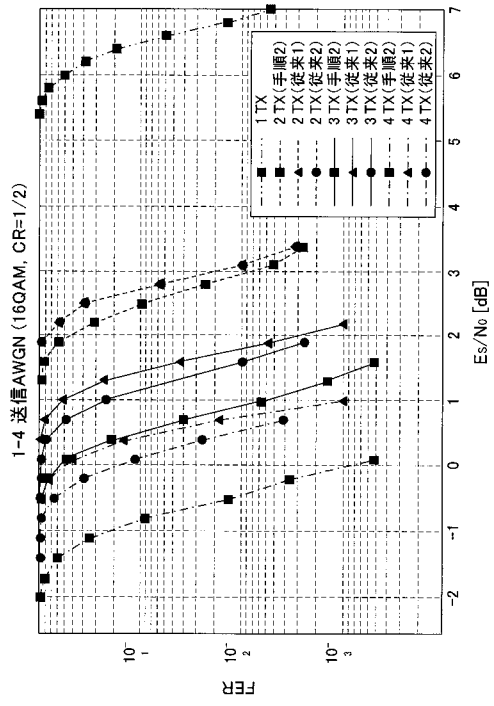
【図 1 0】



【図 1 2】



【図 13】



フロントページの続き

Fターム(参考) 5K004 AA08 JE00
5K014 DA02 FA03 HA05
5K060 BB07 FF02 FF03 HH01