

(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2007-166592

(P2007-166592A)

(43) 公開日 平成19年6月28日(2007.6.28)

(51) Int. Cl.	F I	テーマコード (参考)
HO4L 27/22 (2006.01)	HO4L 27/22 A	5J065
HO3M 13/25 (2006.01)	HO3M 13/25	5K004
HO3M 13/45 (2006.01)	HO3M 13/45	
HO4L 27/18 (2006.01)	HO4L 27/18 B	

審査請求 未請求 請求項の数 5 O L (全 15 頁)

(21) 出願番号 特願2006-290246 (P2006-290246)  
 (22) 出願日 平成18年10月25日 (2006.10.25)  
 (31) 優先権主張番号 10-2005-0121114  
 (32) 優先日 平成17年12月9日 (2005.12.9)  
 (33) 優先権主張国 韓国 (KR)

(特許庁注：以下のものは登録商標)

1. フロッピー

(71) 出願人 596180076  
 韓国電子通信研究院  
 Electronics and Telecommunications Research Institute  
 大韓民国大田廣域市儒城區柯亭洞161  
 161 Kajong-dong, Yuseong-gu, Taejeon Korea  
 (74) 代理人 100075812  
 弁理士 吉武 賢次  
 (74) 代理人 100088889  
 弁理士 橋谷 英俊  
 (74) 代理人 100082991  
 弁理士 佐藤 泰和

最終頁に続く

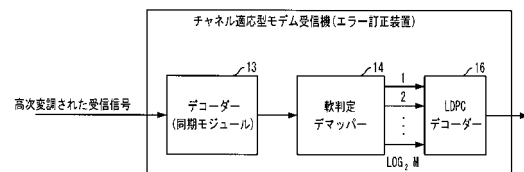
(54) 【発明の名称】 反復デコーダーのための高次変調方式に適する軟判定デマッピング方法及びそれを利用したエラー訂正装置

(57) 【要約】

【課題】 ハードウェア演算量の負担を減らし、BER性能の劣化がない軟判定ビット分散方式において、複雑な指数演算及びログ演算を避け、簡単に実現可能な比較演算を利用し、軟判定ビットを得る。

【解決方法】  $2^N$  位相変調システムでの軟判定デマッピング方法において、受信信号 ( $r$ ) と星座座標 ( $s_i$ ) との間の距離値 ( $P_i$ ) を定義し、 $N$  ビット受信信号シンボルの最上位ビット (最初のビット) を軟判定するにあたって、最初のビットが0である距離値 ( $P_i$ ) の最大値と、最初のビットが1である距離値の最大値の差を求め、前記シンボルの2番目のビットを軟判定するにあたって、2番目のビットが0である距離値 ( $P_i$ ) の最大値、及び2番目のビットが1である距離値の最大値との差を求め、前記シンボルの所定の順番のビットを軟判定するにあたって、当該所定の順番のビットが0である距離値 ( $P_i$ ) の最大値と当該所定の順番のビットが1である距離値の最大値の差を求める。

【選択図】 図6



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

$2^N$ （ここで  $N$  は正の定数）位相変調システムでの軟判定デマッピング方法において、受信信号（ $r$ ）と星座座標（ $s_i$ ）との間の距離値（ $P_i$ ）を定義するステップと、 $N$  ビット受信信号シンボルの最上位ビット（最初のビット）を軟判定するにあたって、最初のビットが 0 である距離値（ $P_i$ ）の最大値と最初のビットが 1 である距離値の最大値の差を求めるステップと、

前記  $N$  ビット受信信号シンボルの 2 番目のビットを軟判定するにあたって、2 番目のビットが 0 である距離値（ $P_i$ ）の最大値と、2 番目のビットが 1 である距離値の最大値との差を求めるステップと、

前記  $N$  ビット受信信号シンボルの所定の順番のビットを軟判定するにあたって、当該所定の順番のビットが 0 である距離値（ $P_i$ ）の最大値と、当該所定の順番のビットが 1 である距離値の最大値との差を求めるステップと

を含むことを特徴とする反復デコーダのための高次変調方式に適する軟判定デマッピング方法。

10

## 【請求項 2】

前記  $N$  が 3 である場合、8 P S K 変調方式での軟判定デマッピング方式が、下記の [ 数式 5 ] のように、比較演算のみで実現可能であることを特徴とする請求項 1 に記載の反復デコーダのための高次変調方式に適する軟判定デマッピング方法。

## 【数 1】

20

## [ 数式 5 ]

$$LLR[b2] = \log \frac{e^{P_0} + e^{P_1} + e^{P_2} + e^{P_3}}{e^{P_4} + e^{P_5} + e^{P_6} + e^{P_7}} = \log(e^{P_0} + e^{P_1} + e^{P_2} + e^{P_3}) - \log(e^{P_4} + e^{P_5} + e^{P_6} + e^{P_7})$$

$$\cong \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3) - \max(P_4, P_5, P_6, P_7) \}$$

$$LLR[b1] = \log \frac{e^{P_0} + e^{P_1} + e^{P_4} + e^{P_5}}{e^{P_2} + e^{P_3} + e^{P_6} + e^{P_7}} = \log(e^{P_0} + e^{P_1} + e^{P_4} + e^{P_5}) - \log(e^{P_2} + e^{P_3} + e^{P_6} + e^{P_7})$$

$$\cong \{ \max(P_0, P_1, P_4, P_5) - \max(P_2, P_3, P_6, P_7) \}$$

$$LLR[b0] = \log \frac{e^{P_0} + e^{P_2} + e^{P_4} + e^{P_6}}{e^{P_1} + e^{P_3} + e^{P_5} + e^{P_7}} = \log(e^{P_0} + e^{P_2} + e^{P_4} + e^{P_6}) - \log(e^{P_1} + e^{P_3} + e^{P_5} + e^{P_7})$$

$$\cong \{ \max(P_0, P_2, P_4, P_6) - \max(P_1, P_3, P_5, P_7) \}$$

30

$$\text{where, } P_i = \frac{-\|r - s_i\|^2}{2\sigma^2} \quad i = 0, \dots, 7$$

（ここで、「 $r$ 」は受信シンボルであり、「 $s_i$ 」はそれぞれの星座（星座の座標）であり、「 $\sigma^2$ 」は A W G N チャネル環境での分散、「 $b_0$  ,  $b_1$  ,  $b_2$ 」は 8 P S K 星座におけるシンボルマップの際の各ビットであり、「 $LLR[b_0]$  ,  $LLR[b_1]$  ,  $LLR[b_2]$ 」は  $b_0$  ,  $b_1$  ,  $b_2$  の各ビットの確率値であり、軟判定技法の出力であって、 $LLR[b_2]$  は最上位ビット（最初のビット）の軟判定値、 $LLR[b_1]$  は 2 番目のビットの軟判定値、 $LLR[b_0]$  は 3 番目のビットの軟判定値である）

## 【請求項 3】

40

前記  $N$  が 4 である場合、16 A P S K 変調方式での軟判定デマッピング方式が、

下記の [ 数式 6 ] のように、比較演算のみで実現可能であることを特徴とする請求項 1 に記載の反復デコーダのための高次変調方式に適する軟判定デマッピング方法。

【数 2】

[数式 6]

$$\begin{aligned}
 LLR[b3] &= \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7) - \max(P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}) \} \\
 LLR[b2] &= \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_8, P_9, P_{10}, P_{11}) - \max(P_4, P_5, P_6, P_7, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}) \} \\
 LLR[b1] &= \{ \max(P_0, P_1, P_4, P_5, P_8, P_9, P_{12}, P_{13}) - \max(P_2, P_3, P_6, P_7, P_{10}, P_{11}, P_{14}, P_{15}) \} \\
 LLR[b0] &= \{ \max(P_0, P_2, P_4, P_6, P_8, P_{10}, P_{12}, P_{14}) - \max(P_1, P_3, P_5, P_7, P_9, P_{11}, P_{13}, P_{15}) \} \\
 \text{where, } P_i &= \frac{-\|r - s_i\|^2}{2\sigma^2} \quad \text{where, } i = 0, \dots, 15
 \end{aligned}$$

10

(ここで、「r」は受信シンボルであり、「s<sub>i</sub>」はそれぞれの星座(星座の座標)であり、「σ<sup>2</sup>」はAWGNチャネル環境での分散、「b0, b1, b2, b3」は16APSK星座におけるシンボルマップの際の各ビットであり、「LLR[b0], LLR[b1], LLR[b2], LLR[b3]」はb0, b1, b2, b3の各ビットの確率値であり、軟判定技法の出力であって、LLR[b3]は最上位ビット(最初のビット)の軟判定値、LLR[b2]は2番目のビットの軟判定値、LLR[b1]は3番目のビットの軟判定値、LLR[b0]は4番目のビットの軟判定値である)

【請求項 4】

前記Nが5である場合、32APSK変調方式での軟判定デマップ方式が、

下記の[数式7]のように、比較演算のみで実現可能なことを特徴とする請求項1に記載の反復デコーダのための高次変調方式に適する軟判定デマップ方法。

20

【数 3】

[数式 7]

$$\begin{aligned}
 LLR[b0] &= \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7, P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}) \\
 &\quad - \max(P_{16}, P_{17}, P_{18}, P_{19}, P_{20}, P_{21}, P_{22}, P_{23}, P_{24}, P_{25}, P_{26}, P_{27}, P_{28}, P_{29}, P_{30}, P_{31}) \} \\
 LLR[b1] &= \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7, P_{16}, P_{17}, P_{18}, P_{19}, P_{20}, P_{21}, P_{22}, P_{23}) \\
 &\quad - \max(P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}, P_{24}, P_{25}, P_{26}, P_{27}, P_{28}, P_{29}, P_{30}, P_{31}) \} \\
 LLR[b2] &= \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{16}, P_{17}, P_{18}, P_{19}, P_{24}, P_{25}, P_{26}, P_{27}) \\
 &\quad - \max(P_4, P_5, P_6, P_7, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}, P_{20}, P_{21}, P_{22}, P_{23}, P_{28}, P_{29}, P_{30}, P_{31}) \} \\
 LLR[b3] &= \{ \max(P_0, P_1, P_4, P_5, P_8, P_9, P_{12}, P_{13}, P_{16}, P_{17}, P_{20}, P_{21}, P_{24}, P_{25}, P_{28}, P_{29}) \\
 &\quad - \max(P_2, P_3, P_6, P_7, P_{10}, P_{11}, P_{14}, P_{15}, P_{18}, P_{19}, P_{22}, P_{23}, P_{26}, P_{27}, P_{30}, P_{31}) \} \\
 LLR[b4] &= \{ \max(P_0, P_2, P_4, P_6, P_8, P_{10}, P_{12}, P_{14}, P_{16}, P_{18}, P_{20}, P_{22}, P_{24}, P_{26}, P_{28}, P_{30}) \\
 &\quad - \max(P_1, P_3, P_5, P_7, P_9, P_{11}, P_{13}, P_{15}, P_{17}, P_{19}, P_{21}, P_{23}, P_{25}, P_{27}, P_{29}, P_{31}) \} \\
 \text{where, } P_i &= \frac{-\|r - s_i\|^2}{2\sigma^2} \quad \text{where, } i = 0, \dots, 31
 \end{aligned}$$

30

(ここで、「r」は受信シンボルであり、「s<sub>i</sub>」はそれぞれの星座(星座の座標)であり、「σ<sup>2</sup>」はAWGNチャネル環境での分散、「b0, b1, b2, b3, b4」は32APSK星座におけるシンボルマップの際の各ビットであり、「LLR[b0], LLR[b1], LLR[b2], LLR[b3], LLR[b4]」はb0, b1, b2, b3, b4の各ビットの確率値であり、軟判定技法の出力であって、LLR[b0]は最上位ビット(最初のビット)の軟判定値、LLR[b1]は2番目のビットの軟判定値、LLR[b2]は3番目のビットの軟判定値、LLR[b3]は4番目のビットの軟判定値、LLR[b4]は5番目のビットの軟判定値である)

40

【請求項 5】

請求項1~4のうちのいずれか1項の前記軟判定デマップ方法によって、受信シンボルが各ビットで軟判定される値を受信してエラーを訂正する装置において、

チャネル符号が反復符号である場合、軟判定デマップから高次変調次数の分のビットを軟判定で分離した値を受信し、適応復調信号及び変調方式情報によりエラーを訂正して

50

シャノンの限界 (Shannon Limit) に近づいた性能を有することを特徴とするエラー訂正装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、反復デコーダのための高次変調方式に適する軟判定 (Soft Decision) デマッピング (Demapping) 方法及びそれを利用したエラー訂正装置に関し、デジタル無線通信システムにおいて、高次変調されて受信したシンボル値を高次変調の次数分のビットで軟判定し (軟判定ビット分散)、チャンネル符号の入力として用いることによって、シャノンの限界 (Shannon Limit) に近接する反復符号 (LDPC, Turbo, TPC) の性能劣化を防止できる、軟判定デマッピング方法及びそれを利用したエラー訂正装置に関する。

10

【背景技術】

【0002】

本発明において、「シャノンの限界」とは、通信チャンネル上に信頼性を有し、転送されることができる最大情報伝送率に対する基本的な限界を意味する。

【0003】

無線通信システムでのエラーを訂正するため、通常、チャンネル符号技法を用いる。

【0004】

特に、シャノンの限界に近接する「反復符号技法」は、様々にデジタル無線通信システムに適用されてきた。

20

【0005】

しかしながら、「反復符号技法」で所望の性能を達成するためには、SISO (Soft Input Soft Output)、すなわち、受信信号を硬判定 (Hard decision) でない軟判定 (Soft decision) しなければならない。従って、高次変調方式のシステムでは、特に受信シンボルを各ビットで軟判定する技法が必須なものである。

【0006】

参考に、デジタル変調では、搬送波の位相、振幅、周波数のうちのいずれか1つ、又はこれらの組み合わせを0及び1のデジタルデータに変化させることによって信号を伝送する。位相変化に符号を対応させて信号を伝送することを位相シフト変調 (PSK: Phase Shift Keying) という。

30

【0007】

伝送しようとする両値 (0又は1) のデジタル信号を搬送波の2位相 (すなわち、0位相と位相) に対応させて伝送する基本的な位相シフト変調方式を2進位相シフト (BPSK: Binary Phase Shift Keying) という。

【0008】

BPSKとは異なり、両値のデジタル信号0及び1の2ビットを集めて搬送波の4位相に対応させて伝送する方式を直交位相シフト変調 (QPSK) という。すなわち、0位相に (0, 0)、 $\pi/2$ 位相に (0, 1)、位相に (1, 0)、 $3\pi/2$ 位相に (1, 1) を対応させて伝送する。2進位相シフト変調 (BPSK) を2位相シフト変調 (2PSK)、直交位相シフト変調 (QPSK) を4位相シフト変調 (4PSK) ともいう。QPSK変調波は、同じ周波数帯域において、BPSK変調波に比べて2倍の情報を伝送することができ、衛星放送の音声信号伝送や衛星通信分野で広く用いられている。

40

【0009】

一方、同じ周波数帯域においてBPSKに比べて3倍の情報を伝送できる8位相シフト変調 (8PSK)、4倍の情報を伝送できる16位相シフト変調 (16PSK)、5倍の情報を伝送できる32位相シフト変調 (32PSK) がある。

【0010】

そして、搬送波の位相と振幅の両方に情報を搭載して伝送する方式をAPSK (Amp

50

l i t u d e P h a s e S h i f t K e y i n g ) という。

【 0 0 1 1 】

では、図 1 を参照して通常のデジタル無線通信システムについて説明する。

【 0 0 1 2 】

符号化された情報ビットは、直列 / 並列コンバータ 1 1 を介して  $\log_2 M$  ビットずつ並列的に高次変調マッパー 1 2 に入力されてから、それぞれ一つのシンボルとして出力され、このシンボルは、チャンネルを通過して受信端の復調器 ( 同期モジュール ) 1 3 で同期を合せてから、デマッパー 1 4 を経た後チャンネル符号 ( 反復符号である LDPC ) として LDPC ( Low Density Parity Check ) デコーダ 1 6 に入力される。

10

【 0 0 1 3 】

このとき、デマッパー 1 4 では、受信したシンボルを再び分離しなければならないが、チャンネル符号が反復符号の場合、軟判定値にならないといけない。

【 0 0 1 4 】

従来の無線通信システムでは、こうした軟判定技法として代数尤度比 ( LLR : Log Likelihood Ratio ) 方式を用いてきたが、この方式を利用する場合、複雑な演算過程によってハードウェアの大きさや電力消費量において問題がある。これを克服するため、低複雑度軟判定技法が提案されたが、LLR 方式と比較すると、BER ( Bit Error Rate ) 性能の側面において劣化の問題があった。これを具体的に説明する。

20

【 0 0 1 5 】

まず、デジタル変調方式のうち、図 2 を参照して 8 P S K の星座図を説明する。このとき、既存の LLR を利用した軟判定技法は、下記の [ 数式 1 ] の通りである。

【 数 1 】

[ 数式 1 ]

$$\begin{aligned} 0 : 000 : b2b1b0 : s_0 &= \cos(\pi/4) + j * \sin(\pi/4) \\ 1 : 001 : b2b1b0 : s_1 &= \cos(0) + j * \sin(0) \\ 2 : 010 : b2b1b0 : s_2 &= \cos(\pi) + j * \sin(\pi) \\ 3 : 011 : b2b1b0 : s_3 &= -\cos(\pi/4) - j * \sin(\pi/4) \\ 4 : 100 : b2b1b0 : s_4 &= \cos(\pi/2) + j * \sin(\pi/2) \\ 5 : 101 : b2b1b0 : s_5 &= \cos(\pi/4) - j * \sin(\pi/4) \\ 6 : 110 : b2b1b0 : s_6 &= -\cos(\pi/4) + j * \sin(\pi/4) \\ 7 : 111 : b2b1b0 : s_7 &= \cos(\pi/2) - j * \sin(\pi/2) \end{aligned}$$

30

$$LLR[b2] = \log \frac{P_0 + P_1 + P_2 + P_3}{P_4 + P_5 + P_6 + P_7}$$

$$LLR[b1] = \log \frac{P_0 + P_1 + P_4 + P_5}{P_2 + P_3 + P_6 + P_7}$$

$$LLR[b0] = \log \frac{P_0 + P_2 + P_4 + P_6}{P_1 + P_3 + P_5 + P_7}$$

40

$$\text{where, } P_i = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{\|r-s_i\|^2}{2\sigma^2}} \quad i = 0, \dots, 7$$

【 0 0 1 6 】

前記 [ 数式 1 ] において、「 $s_i$ 」は、星座の座標であり、「 $r$ 」は、受信信号を意味し、「 $\sigma^2$ 」は、付加的白色ガウス雑音 ( AWGN : Additive White Gaussian Noise ) チャンネル環境での分散を意味し、「 $b_0, b_1, b_2$ 」は、図 2 の 8 P S K 星座でシンボルマップの際の各ビットであり、「 $LLR[b_0]$ 」,  $LL$

50

R [ b 1 ] , L L R [ b 2 ] 」は、b 0 , b 1 , b 2 の各ビットの確率値で、軟判定技法の出力である。

【 0 0 1 7 】

前記 [ 数式 1 ] で確認できるように、最終出力 L L R を計算するためには、数式に指数関数、ログ関数演算過程を含むことになり、この演算は、ハードウェアの演算量を大きく増加させる要因となる。これを克服するための方案として、ユークリッド距離を利用する方式（下記の [ 数式 2 ] 参照）と、位相の区間を利用する方式（下記の [ 数式 3 ] を参照）を利用した。

【 0 0 1 8 】

まず、ユークリッド距離を利用する方式を数式で表すと、下記の [ 数式 2 ] の通りである。 10

【 数 2 】

[ 数式 2 ]

$$D_i = \sqrt{(s_i - r_i)} \quad i=0,1,\dots,7$$

$$LLR(b2) = \min(D_0, D_1, D_2, D_3) - \min(D_4, D_5, D_6, D_7)$$

$$LLR(b1) = \min(D_0, D_1, D_4, D_5) - \min(D_2, D_3, D_6, D_7)$$

$$LLR(b0) = \min(D_0, D_2, D_4, D_6) - \min(D_1, D_3, D_5, D_7)$$

【 0 0 1 9 】

一方、位相の区間を利用する方式は、図 3 と同じ星座に変形した後、下記の [ 数式 3 ] の方式を利用して軟判定する。 20

【 数 3 】

[ 数式 3 ]

$$LLR(b2) = |r_x|$$

$$LLR(b1) = |r_y|$$

$$LLR(b0) = \begin{cases} r_y - r_x & r_x \geq 0, r_y \geq 0 \\ r_x + r_y & r_x < 0, r_y \geq 0 \\ r_x - r_y & r_x < 0, r_y < 0 \\ -(r_y - r_x) & r_x \geq 0, r_y < 0 \end{cases}$$

30

【 発明の開示 】

【 発明が解決しようとする課題 】

【 0 0 2 0 】

しかしながら、上の 2 つの方式（ユークリッド距離を利用する方式（Euclidian）、位相の区間を利用する方式（Phase Sector））は、図 8 の BER（Bit Error Rate）性能曲線で分かるように、本発明の L L R 方式に比べて性能の劣化の発生という問題点があった。また、前述のように、複雑な演算過程によってハードウェアの大きさ、電力消費量において問題点があった。

【 0 0 2 1 】

本発明は、上記の問題点を解決するためになされたものであって、その目的は、ハードウェア演算量の負担を減らし、BER 性能の劣化がない軟判定ビット分散方式によって、複雑な指数演算及びログ演算を避け、簡単に実現可能な比較演算を利用し、軟判定ビットを得ることができる、シャノンの限界に近づく性能を要求するデジタル無線通信システムに適合した軟判定デマップ方法、及びそれを利用したエラー訂正装置を提供することにある。

40

【 課題を解決するための手段 】

【 0 0 2 2 】

上記の目的を達成するための本発明は、 $2^N$ （ここで N は正の定数）位相変調システムでの軟判定デマップ方法において、受信信号（r）と星座座標（ $s_i$ ）との間の距離値（ 50

$P_i$ ) を定義するステップと、 $N$  ビット受信信号シンボルの最上位ビット (最初のビット) を軟判定するにあたって、最初のビットが 0 である距離値 ( $P_i$ ) の最大値と最初のビットが 1 である距離値の最大値の差を求めるステップと、前記  $N$  ビット受信信号シンボルの 2 番目のビットを軟判定するにあたって、2 番目のビットが 0 である距離値 ( $P_i$ ) の最大値と、2 番目のビットが 1 である距離値の最大値との差を求めるステップと、前記  $N$  ビット受信信号シンボルの所定の順番のビットを軟判定するにあたって、当該所定の順番のビットが 0 である距離値 ( $P_i$ ) の最大値と、当該所定の順番のビットが 1 である距離値の最大値との差を求めるステップとを含むことを特徴とする。

#### 【0023】

一方、本発明は、前記軟判定デマッピング方法によって、受信シンボルが各ビットで軟判定される値を受信してエラーを訂正する装置において、チャンネル符号が反復符号である場合、軟判定デマッパーから高次変調次数の分のビットを軟判定で分離した値を受信し、適応復調信号及び変調方式情報によりエラーを訂正してシャノンの限界 (Shannon Limit) に近づいた性能を有することを特徴とする。

10

#### 【発明の効果】

#### 【0024】

本発明は、デジタル無線通信システムの反復デコーダの入力によってハードウェアの大きさを小さくし、電力消費量を低減し、かつ、性能劣化のない軟判定を得ることができるので、次期衛星放送システム DVB-S2 のシステムである LDPC デコーダと復調器との間のデマッパーとして効率的に適用できる効果がある。

20

#### 【発明を実施するための最良の形態】

#### 【0025】

本発明の軟判定デマッピング方法 (デマッパー) は、反復符号の入力によって受信信号をデマッピングするにあたり、様々な高次変調方式に適した低複雑度を有しながらも、受信した信号を軟判定するにあたって性能の劣化がない。

#### 【0026】

このため、本発明の軟判定デマッピング方法 (デマッパー) は、デジタル無線通信システムにおいて、高次変調方式の場合、受信するシンボルの値を利用してチャンネル符号 (反復符号) の入力によって高次変調の指数分のビットを軟判定によって分離するが、このとき、受信した信号から軟判定値を出力するにあたり、必要な指数関数及びログ関数の演算方式を排除し、簡単な比較演算を利用して性能の劣化なしに軟判定値を得る。

30

#### 【0027】

本発明によれば、高次変調方式を利用した反復符号 (LDPC、Turbo、TPC 等) に利用できる。すなわち、高次変調方式によってマップされた受信信号を効率的に軟判定値として出力することによって、デジタル衛星放送システムの反復符号 (LDPC、Turbo、TPC 等) と結合し、シャノンの限界に近づいた性能に到達することができる。

#### 【0028】

以下、本発明の最も好ましい実施形態を添付した図面を参照しながら説明する。

#### 【0029】

図 6 は、本発明に係る軟判定デマッピング方法 (軟判定デマッパー) を適用したチャンネル適応型モデム受信器 (エラー訂正装置) の実施形態を示す構成図である。

40

#### 【0030】

次期デジタル衛星放送システム (DVB-S2) において、チャンネル符号として用いられる LDPC 符号は、代表的な反復符号のうちの 1 つであり、従って、SISO (Soft Input Soft Output) を基にしている。このために、LDPC デコーダ 16 は、入力として受信信号の軟判定値を要求し、この軟判定方式によって LDPC デコーダ 16 の性能が変化する。従って、LDPC デコーダ 16 の入力端には、受信信号を効率的に軟判定できるデマッパー (軟判定デマッパー) 14 が必要である。従って、LDPC デコーダ 16 は、軟判定デマッピング 14 の軟判定値を受信して、適応復調信

50

号及び変調方式情報によりエラーを訂正することができる。

【0031】

本発明の軟判定デマッパ（軟判定デマップ方法）14では、実現が簡単な比較演算を利用して良好な性能を見せ、かつ、別途の複雑な指数演算及びログ演算を必要としない。

【0032】

前記従来技術に係るLLR方式は、前記[数式1]のように受信信号( $r$ )と星座の座標( $s_i$ )との間の数学的演算によって $P_i$ を導くにあたって指数演算を含み、これを再びログ演算を利用して最終的にLLR値を導く。

【0033】

しかし、本発明の軟判定デマッパ（軟判定デマップ方法）14では、下記の[数式4]の性質を利用して前記[数式1]を下記の[数式5]のように導くことができる。

【数4】

[数式4]

$$\log(e^a + e^b + e^c) = \log(e^a(1 + e^{b-a} + e^{c-a}))$$

もし  $a > b$ ,  $a > c$  である場合、 $e^{b-a} \cong 0$ ,  $e^{c-a} \cong 0$  である。

$$\therefore \log(e^a(1 + e^{b-a} + e^{c-a})) \cong \log(e^a) \cong a$$

$$\therefore \log(e^a + e^b + e^c) \cong \max(a, b, c)$$

20

【数5】

[数式5]

$$\begin{aligned} LLR[b2] &= \log \frac{e^{P_0} + e^{P_1} + e^{P_2} + e^{P_3}}{e^{P_4} + e^{P_5} + e^{P_6} + e^{P_7}} = \log(e^{P_0} + e^{P_1} + e^{P_2} + e^{P_3}) - \log(e^{P_4} + e^{P_5} + e^{P_6} + e^{P_7}) \\ &\cong \{\max(P_0, P_1, P_2, P_3) - \max(P_4, P_5, P_6, P_7)\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} LLR[b1] &= \log \frac{e^{P_0} + e^{P_1} + e^{P_4} + e^{P_5}}{e^{P_2} + e^{P_3} + e^{P_6} + e^{P_7}} = \log(e^{P_0} + e^{P_1} + e^{P_4} + e^{P_5}) - \log(e^{P_2} + e^{P_3} + e^{P_6} + e^{P_7}) \\ &\cong \{\max(P_0, P_1, P_4, P_5) - \max(P_2, P_3, P_6, P_7)\} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} LLR[b0] &= \log \frac{e^{P_0} + e^{P_2} + e^{P_4} + e^{P_6}}{e^{P_1} + e^{P_3} + e^{P_5} + e^{P_7}} = \log(e^{P_0} + e^{P_2} + e^{P_4} + e^{P_6}) - \log(e^{P_1} + e^{P_3} + e^{P_5} + e^{P_7}) \\ &\cong \{\max(P_0, P_2, P_4, P_6) - \max(P_1, P_3, P_5, P_7)\} \end{aligned}$$

$$\text{where, } P_i = -\frac{\|r - s_i\|^2}{2\sigma^2} \quad i = 0, \dots, 7$$

30

【0034】

前記[数式5]で、「 $r$ 」は、受信シンボルであり、「 $s_i$ 」は、それぞれの星座（星座の座標）であり、「 $\sigma^2$ 」は、AWGN (Additive White Gaussian Noise) チャネル環境での分散を意味している。

40

【0035】

結局、 $P_i$ は、受信信号( $r$ )と星座座標( $s_i$ )との間の距離値を意味し、8PSKの場合、 $P_0$ は「000」、 $P_1$ は「001」、 $P_2$ は「010」、 $P_3$ は「011」、 $P_4$ は「100」、 $P_5$ は「101」、 $P_6$ は「110」、 $P_7$ は「111」を意味する。

【0036】

そして、「 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ 」は、図2の8PSK星座においてシンボルマップの際の各ビットであり、「 $LLR[b_0]$ 、 $LLR[b_1]$ 、 $LLR[b_2]$ 」は、 $b_0$ 、 $b_1$ 、 $b_2$ の各ビットの確率値で、軟判定技法の出力である。

【0037】

50

従って、8 P S Kの場合、LLR [ b 2 ] は最上位ビット ( 最初のビット ) の軟判定値、LLR [ b 1 ] は2番目のビットの軟判定値、LLR [ b 0 ] は3番目のビットの軟判定値を意味している。

【 0 0 3 8 】

従って、3ビット受信信号のシンボルの最上位ビット ( 最初のビット ) を軟判定するにあたっては ( LLR [ b 2 ] )、最初のビットが0の距離値 (  $P_i$  ) の最大値 (  $\max ( P_0, P_1, P_2, P_3 )$  ) と、最初のビットが1である距離値の最大値 (  $\max ( P_4, P_5, P_6, P_7 )$  ) との差を求めるとよい。

【 0 0 3 9 】

また、3ビット受信信号のシンボルの2番目のビットを軟判定するにあたっては ( LLR [ b 1 ] )、2番目のビットが0である距離値 (  $P_i$  ) の最大値 (  $\max ( P_0, P_1, P_4, P_5 )$  ) と2番目のビットが1である距離値の最大値 (  $\max ( P_2, P_3, P_6, P_7 )$  ) との差を求めればよい。

【 0 0 4 0 】

また、3ビット受信信号のシンボルの3番目のビットを軟判定するにあたって ( LLR [ b 0 ] )、3番目のビットが0の距離値 (  $P_i$  ) の最大値 (  $\max ( P_0, P_2, P_4, P_6 )$  ) と3番目のビットが1である距離値の最大値 (  $\max ( P_1, P_3, P_5, P_7 )$  ) の差を求めればよい。

【 0 0 4 1 】

こうすることによって、[ 数式 5 ] における指数演算とログ演算の過程が省略され、比較演算器のみで実現可能であり、実際のハードウェアの実現の際の複雑さを低減させることができる。従って、8 P S Kの場合、図7に示すように2入力 / 1出力を有する7つのコンパレータを介して軟判定値を出力することができる。

【 0 0 4 2 】

図8は、本発明に8 P S K変調方式を適用した場合、既存の方式 ( ユークリッド距離を利用する方式及び位相の区間を利用する方式 ) と本発明に係るLLRとのBER性能を比較したグラフである。このときに用いられた反復符号は、DVB-S2標準案に提示されたLDPCであり、このときの符号化率は2 / 3である。

【 0 0 4 3 】

同図に示すように、本発明のLLR方式は、性能の劣化がなく、位相セクターを利用した方式やユークリッド距離を利用した方式に比べて約0.3 dB程度の性能が優れていることが分かる。

【 0 0 4 4 】

一方、前記 [ 数式 4 ] の性質を利用して、図4の16 A P S Kの星座を下記の [ 数式 6 ] のように導くことができる。

【 数 6 】

[ 数式 6 ]

$$LLR[b3] = \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7) - \max(P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}) \}$$

$$LLR[b2] = \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_8, P_9, P_{10}, P_{11}) - \max(P_4, P_5, P_6, P_7, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}) \}$$

$$LLR[b1] = \{ \max(P_0, P_1, P_4, P_5, P_8, P_9, P_{12}, P_{13}) - \max(P_2, P_3, P_6, P_7, P_{10}, P_{11}, P_{14}, P_{15}) \}$$

$$LLR[b0] = \{ \max(P_0, P_2, P_4, P_6, P_8, P_{10}, P_{12}, P_{14}) - \max(P_1, P_3, P_5, P_7, P_9, P_{11}, P_{13}, P_{15}) \}$$

$$\text{where, } P_i = \frac{-\|r - s_i\|^2}{2\sigma^2} \quad \text{where, } i = 0, \dots, 15$$

【 0 0 4 5 】

前記 [ 数式 6 ] で、「 r 」は受信シンボルであり、「  $s_i$  」はそれぞれの星座 ( 星座の座標 ) であり、「  $\sigma^2$  」はAWGNチャネル環境での分散を意味している。

【 0 0 4 6 】

結局、 $P_i$  は受信信号 ( r ) と星座座標 (  $s_i$  ) との間の距離値を意味し、8 P S Kの

場合、 $P_0$  は「0000」、 $P_1$  は「0001」、 $P_2$  は「0010」、 $P_3$  は「0011」、 $P_4$  は「0100」、 $P_5$  は「0101」、 $P_6$  は「0110」、 $P_7$  は「0111」、 $P_8$  は「1000」、 $P_9$  は「1001」、 $P_{10}$  は「1010」、 $P_{11}$  は「1011」、 $P_{12}$  は「1100」、 $P_{13}$  は「1101」、 $P_{14}$  は「1110」、 $P_{15}$  は「1111」を意味している。

【0047】

そして、「 $b_0, b_1, b_2, b_3$ 」は、図4の16APSK星座においてシンボルマップの際の各ビットであり、「 $LLR[b_0], LLR[b_1], LLR[b_2], LLR[b_3]$ 」は $b_0, b_1, b_2, b_3$ の各ビットの確率値であり、軟判定技法の出力である。

10

【0048】

従って、16APSKの場合、 $LLR[b_3]$ は最上位ビット(最初のビット)の軟判定値、 $LLR[b_2]$ は2番目のビットの軟判定値、 $LLR[b_1]$ は3番目のビットの軟判定値、 $LLR[b_0]$ は4番目のビットの軟判定値を意味している。

【0049】

従って、4ビット受信信号シンボルの最上位ビット(最初のビット)を軟判定するにあたっては( $LLR[b_3]$ )、最初のビットが0である距離値( $P_i$ )の最大値( $\max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7)$ )と最初のビットが1である距離値の最大値( $\max(P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15})$ )との差を求めればよい。

20

【0050】

また、4ビット受信信号シンボルの2番目のビットを軟判定するにあたっては( $LLR[b_2]$ )、2番目のビットが0である距離値( $P_i$ )の最大値( $\max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_8, P_9, P_{10}, P_{11})$ )と2番目のビットが1である距離値の最大値( $\max(P_4, P_5, P_6, P_7, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15})$ )との差を求めればよい。

【0051】

また、4ビット受信信号シンボルの3番目のビットを軟判定するにあたっては( $LLR[b_1]$ )、3番目のビットが0である距離値( $P_i$ )の最大値( $\max(P_0, P_1, P_4, P_5, P_8, P_9, P_{12}, P_{13})$ )と、3番目のビットが1である距離値の最大値( $\max(P_2, P_3, P_6, P_7, P_{10}, P_{11}, P_{14}, P_{15})$ )との差を求めればよい。

30

【0052】

また、4ビット受信信号シンボルの4番目のビットを軟判定するにあたっては( $LLR[b_0]$ )、4番目のビットが0である距離値( $P_i$ )の最大値( $\max(P_0, P_2, P_4, P_6, P_8, P_{10}, P_{12}, P_{14})$ )と、4番目のビットが1である距離値の最大値( $\max(P_1, P_3, P_5, P_7, P_9, P_{11}, P_{13}, P_{15})$ )との差を求めればよい。

【0053】

こうすることによって、[数式6]において、指数演算及びログ演算過程が省略され、比較演算器だけで実現可能であって、実際のハードウェアの実現の際の複雑性を低減させることができる。従って、16APSKの場合、2入力/1出力を有する15のコンパレータを介して軟判定値を出力することができる。

40

【0054】

一方、前記[数式4]の性質を利用して図5の32APSKの星座を下記の[数式7]のように導くことができる。

## 【数 7】

## 【数式 7】

$$\begin{aligned}
 LLR[b0] &= \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7, P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}) \\
 &\quad - \max(P_{16}, P_{17}, P_{18}, P_{19}, P_{20}, P_{21}, P_{22}, P_{23}, P_{24}, P_{25}, P_{26}, P_{27}, P_{28}, P_{29}, P_{30}, P_{31}) \} \\
 LLR[b1] &= \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_4, P_5, P_6, P_7, P_{16}, P_{17}, P_{18}, P_{19}, P_{20}, P_{21}, P_{22}, P_{23}) \\
 &\quad - \max(P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}, P_{24}, P_{25}, P_{26}, P_{27}, P_{28}, P_{29}, P_{30}, P_{31}) \} \\
 LLR[b2] &= \{ \max(P_0, P_1, P_2, P_3, P_8, P_9, P_{10}, P_{11}, P_{16}, P_{17}, P_{18}, P_{19}, P_{24}, P_{25}, P_{26}, P_{27}) \\
 &\quad - \max(P_4, P_5, P_6, P_7, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{15}, P_{20}, P_{21}, P_{22}, P_{23}, P_{28}, P_{29}, P_{30}, P_{31}) \} \\
 LLR[b3] &= \{ \max(P_0, P_1, P_4, P_5, P_8, P_9, P_{12}, P_{13}, P_{16}, P_{17}, P_{20}, P_{21}, P_{24}, P_{25}, P_{28}, P_{29}) \\
 &\quad - \max(P_2, P_3, P_6, P_7, P_{10}, P_{11}, P_{14}, P_{15}, P_{18}, P_{19}, P_{22}, P_{23}, P_{26}, P_{27}, P_{30}, P_{31}) \} \\
 LLR[b4] &= \{ \max(P_0, P_2, P_4, P_6, P_8, P_{10}, P_{12}, P_{14}, P_{16}, P_{18}, P_{20}, P_{22}, P_{24}, P_{26}, P_{28}, P_{30}) \\
 &\quad - \max(P_1, P_3, P_5, P_7, P_9, P_{11}, P_{13}, P_{15}, P_{17}, P_{19}, P_{21}, P_{23}, P_{25}, P_{27}, P_{29}, P_{31}) \} \\
 \text{where, } P_i &= \frac{-\|r - s_i\|^2}{2\sigma^2} \quad \text{where, } i = 0, \dots, 31
 \end{aligned}$$

10

## 【0055】

前記【数式 7】において、「r」は受信シンボルであり、「s<sub>i</sub>」はそれぞれの星座（星座の座標）であり、「σ<sub>2</sub>」は AWGN チャネル環境での分散を意味している。

## 【0056】

結局、P<sub>i</sub> は受信信号（r）と星座座標（s<sub>i</sub>）との間の距離値を意味し、8PSK の場合、P<sub>0</sub> は「00000」、P<sub>1</sub> は「00001」、P<sub>2</sub> は「00010」、P<sub>3</sub> は「00011」、P<sub>4</sub> は「00100」、P<sub>5</sub> は「00101」、P<sub>6</sub> は「00110」、P<sub>7</sub> は「00111」、P<sub>8</sub> は「01000」、P<sub>9</sub> は「01001」、P<sub>10</sub> は「01010」、P<sub>11</sub> は「01011」、P<sub>12</sub> は「01100」、P<sub>13</sub> は「01101」、P<sub>14</sub> は「01110」、P<sub>15</sub> は「01111」、P<sub>16</sub> は「10000」、P<sub>17</sub> は「10001」、P<sub>18</sub> は「10010」、P<sub>19</sub> は「10011」、…、P<sub>30</sub> は「11110」、P<sub>31</sub> は「11111」を意味している。

20

## 【0057】

そして、「b<sub>0</sub>, b<sub>1</sub>, b<sub>2</sub>, b<sub>3</sub>, b<sub>4</sub>」は、図 5 の 32APSK 星座においてシンボルマップの際の各ビットであり、「LLR[b<sub>0</sub>], LLR[b<sub>1</sub>], LLR[b<sub>2</sub>], LLR[b<sub>3</sub>], LLR[b<sub>4</sub>]」は b<sub>0</sub>, b<sub>1</sub>, b<sub>2</sub>, b<sub>3</sub>, b<sub>4</sub> の各ビットの確率値であり、軟判定技法の出力である。

30

## 【0058】

従って、32APSK の場合、LLR[b<sub>0</sub>] は、最上位ビット（最初のビット）の軟判定値、LLR[b<sub>1</sub>] は、2 番目のビットの軟判定値、LLR[b<sub>2</sub>] は、3 番目のビットの軟判定値、LLR[b<sub>3</sub>] は、4 番目のビットの軟判定値、LLR[b<sub>4</sub>] は、5 番目のビットの軟判定値を意味している。

## 【0059】

従って、5 ビット受信信号シンボルの最上位ビット（最初のビット）を軟判定するにあたって（LLR[b<sub>0</sub>]）、最初のビットが 0 である距離値（P<sub>i</sub>）の最大値（max(P<sub>0</sub>, P<sub>1</sub>, P<sub>2</sub>, P<sub>3</sub>, P<sub>4</sub>, P<sub>5</sub>, P<sub>6</sub>, P<sub>7</sub>, P<sub>8</sub>, P<sub>9</sub>, P<sub>10</sub>, P<sub>11</sub>, P<sub>12</sub>, P<sub>13</sub>, P<sub>14</sub>, P<sub>15</sub>））と、最初のビットが 1 である距離値の最大値（max(P<sub>16</sub>, P<sub>17</sub>, P<sub>18</sub>, P<sub>19</sub>, P<sub>20</sub>, P<sub>21</sub>, P<sub>22</sub>, P<sub>23</sub>, P<sub>24</sub>, P<sub>25</sub>, P<sub>26</sub>, P<sub>27</sub>, P<sub>28</sub>, P<sub>29</sub>, P<sub>30</sub>, P<sub>31</sub>））との差を求めればよい。

40

## 【0060】

同じく、5 ビット受信信号シンボルの 2 番目のビット、3 番目のビット、4 番目のビット、5 番目のビットを軟判定（LLR[b<sub>1</sub>], LLR[b<sub>2</sub>], LLR[b<sub>3</sub>], LLR[b<sub>4</sub>]）することができる。

## 【0061】

50

こうすることによって、[数式7]において、指数演算及びログ演算の過程が省略され、比較演算器のみで実現可能であり、実際のハードウェアの実現の際の複雑さを低減させることができる。従って、32APSK場合、2入力/1出力を有する31のコンパレータを介して軟判定値を出力することができる。

【0062】

図9及び図10は、本発明に16APSK, 32APSKの変調方式をそれぞれ適用した場合、既存の方式(ユークリッド距離を利用する方式)及び本発明に係るLLRのBER性能を比較したグラフである。このとき用いられた反復符号は、DVB-S2標準案に提示されたLDPCであり、このときの符号化率は3/4である。

【0063】

図9及び図10から分かるように、本発明のLLR方式は、ユークリッド距離を利用した方式に比べて性能の劣化がなく、優れた性能を有する。

【0064】

このように16APSK、32APSKでの適用した場合も、8PSKの場合のようにLLR方式に比べて性能の劣化がなく、これは高次変調方式においても適用可能な方式であることがわかる。

【0065】

上述したように、本発明の方法はプログラムによって実現され、コンピュータで読むことができる形態で記録媒体(CD-ROM、RAM、ROM、フロッピーディスク、ハードディスク、光磁器ディスク等)に保存が可能である。このような過程は、本発明が属する技術分野で通常の知識を有する者が容易に実施できるため、これ以上詳しく説明しないことにする。

【0066】

尚、本発明は、上記した実施形態に限定されるものではなく、本発明に係る技術的思想の範囲内から逸脱しない範囲内で様々な変更が可能であり、それらも本発明の技術的範囲に属する。

【図面の簡単な説明】

【0067】

【図1】通常のデジタル無線通信システムを示す構成例示図である。

【図2】デジタル変調方式の8PSKを示す星座図である。

【図3】位相の区間を利用した方式における8PSKを示す星座図である。

【図4】デジタル変調方式の16APSKを示す星座図である。

【図5】デジタル変調方式の32APSKを示す星座図である。

【図6】本発明に係る軟判定デマッピング方法(軟判定デマッパー)が適用されるチャネル適応型モデム受信器(エラー訂正装置)の実施形態を示す構成図である。

【図7】本発明に係る軟判定デマッピング方法を示した実施形態を示す説明図である。

【図8】本発明に係る8PSK適用の際のBER性能曲線を示す実施形態の説明図である。

【図9】本発明に係る16APSKの適用の際のBER性能曲線を示す実施形態の説明図である。

【図10】本発明に係る32APSKの適用の際のBER性能曲線を示す実施形態の説明図である。

【符号の説明】

【0068】

- 13 復調器(同期モジュール)
- 14 軟判定デマッパー
- 16 反復符号(LDPC)デコーダー

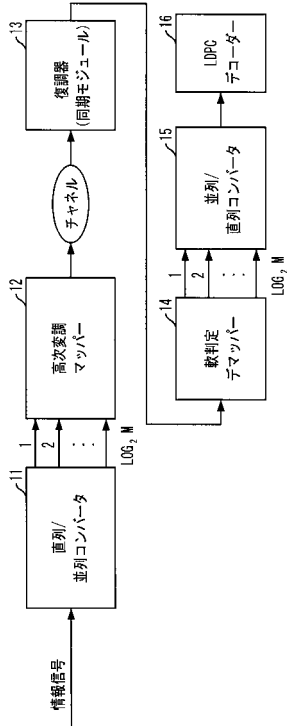
10

20

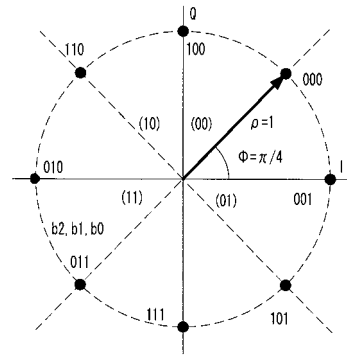
30

40

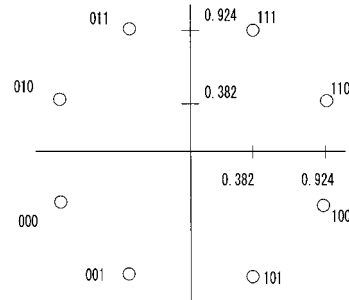
【図1】



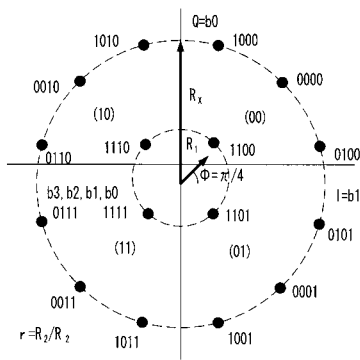
【図2】



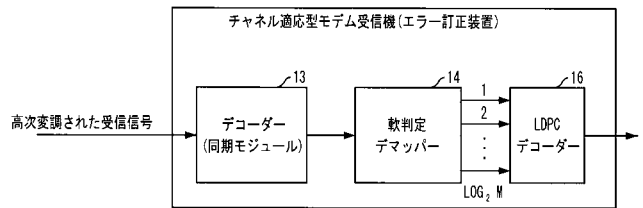
【図3】



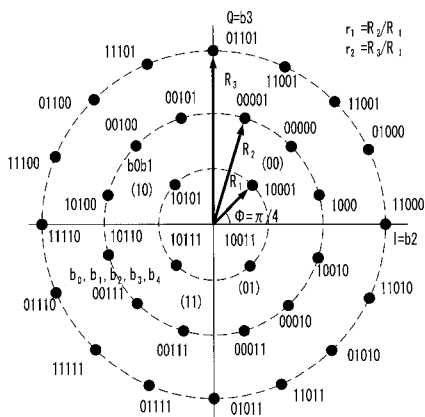
【図4】



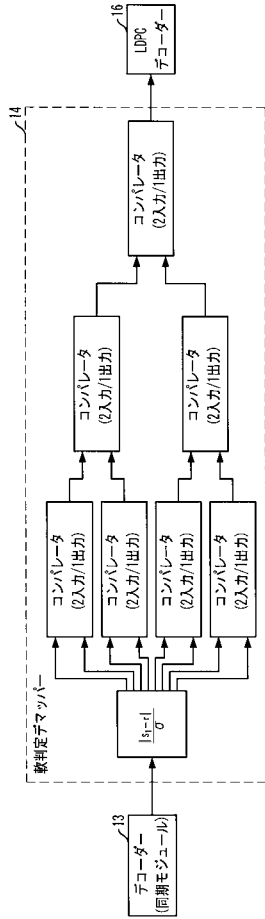
【図6】



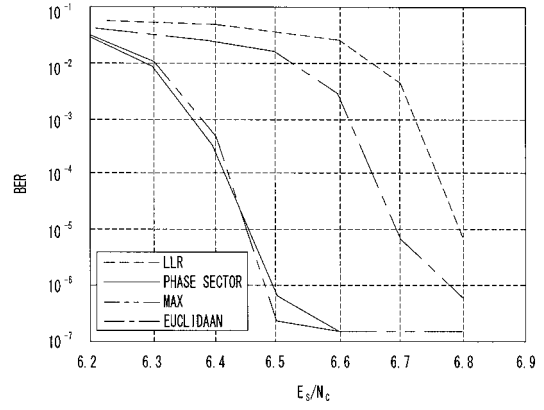
【図5】



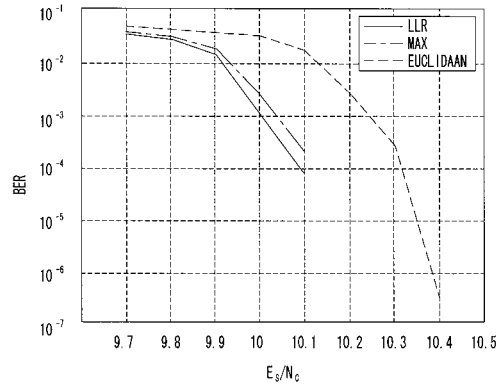
【 図 7 】



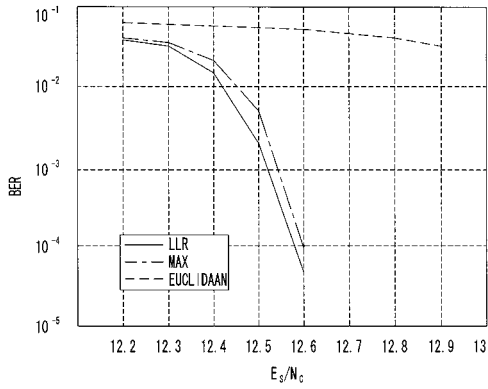
【 図 8 】



【 図 9 】



【 図 10 】



## フロントページの続き

(74)代理人 100096921

弁理士 吉元 弘

(74)代理人 100103263

弁理士 川崎 康

(74)代理人 100118876

弁理士 岡澤 順生

(72)発明者 イ、イン キ

大韓民国プサン、ドンネ グ、オンチョン、1 ドン、40 - 27

(72)発明者 チャン、デ イク

大韓民国テジョン、ソ グ、ウォルピョン ドン、ムジゲ、アパート、ナンバー、105 - 130  
3

(72)発明者 オ、ドク ギル

大韓民国テジョン、ソ グ、ドゥンサン ドン、クローバー、アパート、ナンバー、113 - 70  
6

Fターム(参考) 5J065 AH18 AH21

5K004 AA05 FD05 FH10