

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6249971号
(P6249971)

(45) 発行日 平成29年12月20日(2017.12.20)

(24) 登録日 平成29年12月1日(2017.12.1)

(51) Int.Cl.	F 1
HO4L 27/00 (2006.01)	HO4L 27/00 B
HO4B 7/0413 (2017.01)	HO4B 7/0413
HO4B 1/10 (2006.01)	HO4B 1/10 L

請求項の数 10 外国語出願 (全 20 頁)

(21) 出願番号	特願2015-17232 (P2015-17232)	(73) 特許権者	000006013 三菱電機株式会社 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
(22) 出願日	平成27年1月30日 (2015.1.30)	(74) 代理人	100110423 弁理士 曽我 道治
(65) 公開番号	特開2015-156642 (P2015-156642A)	(74) 代理人	100111648 弁理士 梶並 順
(43) 公開日	平成27年8月27日 (2015.8.27)	(74) 代理人	100122437 弁理士 大宅 一宏
審査請求日	平成29年9月27日 (2017.9.27)	(74) 代理人	100147566 弁理士 上田 俊一
(31) 優先権主張番号	14/183,796	(74) 代理人	100161171 弁理士 吉田 潤一郎
(32) 優先日	平成26年2月19日 (2014.2.19)	(74) 代理人	100161115 弁理士 飯野 智史
(33) 優先権主張国	米国(US)		
早期審査対象出願			

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】無線チャネルを介して受信される信号においてシンボルを検出する方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

無線チャネルを介して受信される信号においてシンボルを検出する方法であって、検出されるシンボルごとに、

各シンボルの統計モデルを生成するステップであって、前記シンボルは、対応する送信シンボルの平均及び分散に等しい平均及び分散を有するガウス分布を用いて近似され、前記ガウス分布の成分は等しく重み付けされる、ステップと、

前記信号内の全ての他のシンボルからの寄与を、予測される干渉として求めるステップと、

前記予測される干渉を前記信号から減算して、干渉のない信号を得るステップと、

前記統計モデル及び前記干渉のない信号に基づいて前記シンボルを推測するステップと、

を含み、各前記ステップは受信機が実行する、無線チャネルを介して受信される信号においてシンボルを検出する方法。

【請求項2】

前記推測することは、ベイズ規則を用いる、請求項1に記載の方法。

【請求項3】

前記モデルは平滑で連続した統計分布である、請求項1に記載の方法。

【請求項4】

前記モデルは単一ガウス確率変数である、請求項1に記載の方法。

【請求項 5】

前記モデルはガウス分布の混合である、請求項1に記載の方法。

【請求項 6】

前記モデルは、有限のコンスタレーションから値をとる決定論的な未知の変数と、ゼロ平均確率変数との和であり、前記ゼロ平均確率変数は、前記シンボルの推定される分散に等しい分散を有し、前記和は、前記シンボルの平均及び共分散に等しい平均及び共分散を有するガウス分布を用いて近似される、請求項1に記載の方法。

【請求項 7】

特定のコンスタレーション点インスタンス化における前記シンボルの事後確率は、該コンスタレーション点に対応する複素平面における領域にわたって前記ガウス事後確率を積分することによって更新される、請求項1に記載の方法。

10

【請求項 8】

前記ガウス分布の成分の重みは、各シンボルを検出した後に更新される、請求項1に記載の方法。

【請求項 9】

前記受信機は、ブロック送信及びブロック検出を用いる単入力単出力通信システムの一部である、請求項1に記載の方法。

【請求項 10】

前記シンボル \times_n の前記モデルは、

【数 1】

20

$$x_n = \bar{x}_n + \tilde{x}_n$$

であり、ここで、

【数 2】

$$\bar{x}_n$$

30

は、有限のコンスタレーション X から選択される決定論的な未知の変数であり、

【数 3】

$$\tilde{x}_n$$

は、前記受信信号を条件とする \times_n の分散に分散が等しいゼロ平均確率変数である、請求項1に記載の方法。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】**

40

【0001】

本発明は、包括的には無線通信に関し、より詳細には、確率的データ関連付けを用いて受信シンボルを検出することに関する。

【背景技術】**【0002】**

マシンツーマシン（M2M）通信は、マシンが短いコマンド及び制御メッセージを交換することを可能にする。主な設計目標は、好ましくは1つ又は2つの僅かな数のアンテナを有する比較的単純なデバイスを用いて、無線チャネルを介した、短いメッセージの高速で信頼性の高い送信を達成することである。M2Mの主要な用途のうちの1つは工場におけるものであり、マシンが互いに無線で直接通信することができるときに自動化生産工程

50

が利益を得る。

【0003】

ブロック送信及びブロック検出を用いる単入力単出力(SISO)通信システムが M2M の候補である。メッセージのタイプは、小さなブロックサイズ、例えば 100 シンボル未満を用いるべきである。

【0004】

1 つの M2M 通信システムは、擬似ランダム位相プリコーディング(PRPP)及び尤度上昇探索(LAS)検出を用いる。その方式は、ブロックサイズが少なくとも 400 シンボルであるとき、実際に非常に良好に機能する。しかしながら、目標は、性能を劣化させることなくブロックサイズを大幅に低減することである。

10

【0005】

最大尤度検出(MLD)は最適なシンボル検出方式である。しかしながら、MLD の複雑度により、ブロックサイズが指数関数的に増大する。したがって、多項式複雑度を有する様々な準最適な検出方法が開発されてきた。最も知られているもののうちの 1 つは、確率的データ関連付け(PDA)である。

【0006】

PDA は、元々はレーダー標的追跡のために開発され、無線通信用途において関心を得てきた。したがって、PDA は、符号分割多元接続(CDMA)システムにおけるマルチユーザー検出と、ターボ等化と、多入力多出力(MIMO)システムと、MIMO システムにおいて周波数選択性チャネルを介して送信されるシンボルを検出するための判定帰還等化(DFE)とに適用してきた。PDA 法を用いた高次の直交振幅変調(QAM)のビットごとの検出も知られている。

20

【発明の概要】

【0007】

本発明の実施形態は、加法性ガウス雑音を受ける無線通信システムにおいてシンボルを検出する方法を提供する。詳細には、本方法は確率的データ関連付け(PDA)を用いる。PDA は、シンボル単位での反復ブロック検出を用いる。ここで、他のシンボルからの寄与は、干渉及び雑音の和としてガウス分布を用いて近似される干渉として扱われる。このため、受信シンボルは、ベイズ規則を用いて推測することができる、ガウス雑音により乱された所望のシンボルと見なすことができる。一方、従来の PDA は、1 回又は 2 回の反復後にシンボルの確信度過剰な(overconfident)軟推定値に収束する可能性がある。

30

【0008】

本発明は、従来技術におけるように、確信度過剰な軟推定値が、シンボルの誤った硬推定値を暗に意味するとき、PDA は後続の反復においてそのようなシンボルを補正する能力を失い、極小値で止まってしまうという認識に基づいている。この特性は、比較的高い信号対雑音比(SNR)における性能に対するエラーフロアを生じさせる力となり、マシンツーマシン(M2M)通信システム等の高い信頼度を必要とするシステムへの PDA の適用を制限する。

【0009】

したがって、実施形態は、シンボルが PDA によって扱われる方法を変更する。従来の PDA は、シンボルをコンスタレーション(constellation)から選択された離散サンプルとしてモデル化する。これと対照的に、実施形態によるシンボル不確実性を用いる PDA (SU - PDA)は、シンボルを、決定論的シンボルとランダム雑音との和として扱う。SU - PDA は、ブロックフェージングを有するチャネルでは数 dB 、そして高速フェージングを有するチャネルでは最大で 10 dB を超えて、従来の PDA を上回る性能を有することができる。

40

【0010】

詳細には、シンボルは、有限のコンスタレーションから選択される決定論的な未知の変数(アルファベット)と、シンボルの現在推定されている分散に等しい分散を有するゼロ平均確率変数との和としてモデル化される。この確率変数は、所望のシンボルにおける不

50

確実性を表し、他のシンボルからの寄与は干渉とみなされる。シンボルのランダム部分とシステム雑音との和は、等価加法性雑音である。干渉と等価加法性雑音との和の分布は、近似されている量の平均及び共分散に平均及び共分散が合致するガウス分布を用いて近似される。本方法における近似ガウスの平均は、従来のPDAにおける平均と同じであるが、対照的に、共分散は所望のシンボルの現在推定されている分散に依拠する。

【0011】

ガウス近似法を用いるPDAは、従来のPDAにおけるようなディラックパルスの和と対照的に、平滑で連続した統計分布を用いてシンボルをモデル化することによって、PDAに緩和又は正則化を提供する。これによって、極小値で止まってしまう可能性が下がり、したがって従来技術におけるエラーフロア問題が軽減される。

10

【0012】

SU-PDAは、短いブロックサイズ、例えば100個未満のシンボルの場合に、M2M通信システムにおける低いビット誤り率(BER)において、従来のPDAよりも優れた性能を有することができる。ブロック送信を用いるSISOシステムと、大規模な多入力多出力(MIMO)システムとの等価性を考えると、本方法の実施形態は、大規模な多入力多出力(MIMO)システムにおけるシンボル検出にも等しく適用可能である。

【0013】

以下の説明において、ボールド体の大文字は行列を表し、ボールド体の小文字はベクトルをあらわす。演算子 $(\cdot)^\top$ は転置を表し、 $(\cdot)^\text{H}$ は転置を伴う複素共役、すなわちエルミート転置を表す。別段の指定がない限り、全てのベクトルは列ベクトルであると想定される。

20

【0014】

本明細書において用いられる表記 $C_N(a, b)$ は、第1の引数 a が平均であり、第2の引数 b が分散である複素ガウス分布を表す。さらに、本明細書において説明されるガウス分布は円形対称であると想定する。実領域において展開される複数の方法は、非円形対称の複素領域において展開される方法と同様に、類似している。

【図面の簡単な説明】

【0015】

【図1】本発明の実施形態による、ブロック送信及びブロック検出を用いるSISO通信システムのブロック図である。

30

【図2】本発明の1つの実施形態による、シンボル不確実性を用いる確率的データ関連付け(PDA)(SU-PDA)のための擬似コードのブロック図である。

【図3】本発明の1つの実施形態による、単一ガウス近似を用いる確率的データ関連付け(G-PDA)のための擬似コードのブロック図である。

【図4】本発明の1つの実施形態による、ガウス混合更新を用いる確率的データ関連付けのための擬似コードのブロック図である。

【図5】本発明の実施形態による、無線チャネルを介して受信される信号におけるシンボルを、確率的データ関連付けを用いて検出する方法のブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【0016】

システムモデル

図1は、本発明の実施形態による、ブロック送信及びブロック検出を用いるSISO通信システムのブロック図である。ソース101は、複素シンボル x_n として送信される情報を表すことができる。離散時間 n に送信されるシンボルは x_n Xであり、ここで、Xは有限次元シンボルコンスタレーションである。一般性を損なうことなく、シンボル x_n はコンスタレーションXから等しい確率で任意の値をとることができると想定する。連続シンボルは、送信ブロックが $x \in C^N \times \mathbb{C}$ となるようにサイズNの複数のブロックにグループ化される(110)。

【0017】

データブロック x はプリコーダーP120によって処理される。プリコーダーは基本的

40

50

に、各シンボル x_n のエネルギーを N 個のシグナリング間隔に分散させ、高速フェージングチャネルの場合に時間ダイバーシティを生じさせる。

【0018】

形式上、プリコーダーはプリコーディング行列 $P \in \mathbb{C}^{N \times N}$ によって記述され、その出力は以下の式によって与えられる。

【数1】

$$p = Px \quad (1)$$

【0019】

出力は、フロントエンド無線周波数 (RF) 処理及び無線チャネル 150 を介した送信のために送信器 130 に渡される。

10

【0020】

無線チャネル 150 が非常に低速なフェージング又はブロックフェージングを受ける場合、プリコーディングは十分なダイバーシティを提供しない。形式上、この場合、単位プリコーダー (identity precoder)、すなわち $P = I$ を用いる。

【0021】

プリコーディングされたブロック p はキャリア上に変調され、無線チャネル 150 を介して送信され、歪み及び雑音 160 を受ける。受信機 170 によって受信される信号は、フィルタリングされ、復調され、ベースバンドに変換され、フロントエンド RF 処理の間にサンプリングされ、その後、シンボル検出 180 によって、受信シンボルの推定値

【数2】

$$\hat{x}(n)$$

185 が得られる。検出器は、チャネル推定器 190 から推定チャネル行列

【数3】

$$\hat{H}$$

を受信する。本発明の焦点は検出器 180 にある。

【0022】

離散時間において受信されるベースバンド信号は $y \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ であり、以下の線形モデルを通じて、プリコーディングされた信号 p と関係付けられる。

【数4】

$$y = \sqrt{\text{SNR}} \cdot Hp + v \quad (2)$$

30

ここで、 $H \in \mathbb{C}^{N \times N}$ は無線チャネルによって生じる歪みをモデル化し、SNR は信号対雑音比である。加法性雑音は円形対称ゼロ平均無相関ガウス過程であり、すなわち、

【数5】

$$v \sim \mathcal{CN}(0, I)$$

である。ここで、 I は単位行列である。

【0023】

受信信号 y と送信ブロック x との関係は、

【数6】

$$y = Gx + v \quad (3)$$

40

となるように式 (1) を式 (2) に代入することによって得られ、ここで、

【数7】

$$G = \sqrt{\text{SNR}} \cdot HP \quad (4)$$

は有効チャネル行列である。受信機が有効チャネル行列 G を完全に知っているものと想定する。したがって、シンボル検出に焦点を当てる。

【0024】

式 (3) は、ブロック検出を用いる SISO 通信システムについて得られたが、他の通信システムにおける入力と出力との関係も同様にモデル化する。本明細書において説明さ

50

れる方法は、SISOシステムの追加の仕様に特に依拠するものではないので、式(3)のモデルによって駆動される他の通信方式、特に多入力多出力(MIMO)システムにおけるシンボル検出にも等しく適用可能である。

【0025】

確率的データ関連付け

まず、従来のPDAについて説明する。簡単にするために、ただし一般性を損なうことなく、 G^{-1} と乗算した後の式(3)のモデルは以下のように表される。

【数8】

$$\mathbf{z} = \mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{z} = G^{-1} \mathbf{y}$ である。雑音 \mathbf{w} は円形対称ガウス分布であり、すなわち、

10

【数9】

$$\mathbf{w} \sim \mathcal{CN}(0, \mathbf{R})$$

あることに留意されたい。ここで、共分散 $\mathbf{R} = (G^H G)^{-1}$ である。

【0026】

基本的に、従来のPDA法は、受信信号 \mathbf{z} を条件として、各シンボル x_n の事後確率を、

【数10】

$$p_n(a) = \mathbb{P}[x_n = a | \mathbf{z}], \quad a \in X, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (6)$$

20

として反復的に計算する。

【0027】

本方法は以下のように動作する。方法が反復 i にあり、 x_n が、検出されることになる所望の現在のシンボルであると仮定する。式(5)における受信信号 \mathbf{z} は以下のように表される。

【数11】

$$\mathbf{z} = x_n e_n + \sum_{i \neq n} x_i e_i + \mathbf{w} \quad (7)$$

ここで、

【数12】

$$\{e_i\}_{i=1}^n$$

30

は従来の基底であり、すなわち、 e_i はエントリ i において 1 を含み、それ以外の場所においてゼロを含む。PDA法の背後にある主な着想は、現在のシンボル x_n を除く全ての他のシンボルから受信信号への寄与を干渉として扱い、ガウス分布を用いて干渉及び雑音の和を近似することである。すなわち、 x_n を検出するとき、式(7)における干渉プラス雑音

【数13】

$$\tilde{\mathbf{w}} = \sum_{i \neq n} x_i e_i + \mathbf{w} \quad (8)$$

40

は近似的に

【数14】

$$\mathcal{CN}(\mu_n, \Sigma_n)$$

としてモデル化される。

【0028】

平均 μ_n 及び共分散行列 Σ_n は、

【数15】

$$\tilde{\mathbf{w}}$$

の平均及び共分散に適合され、すなわち、以下の式となる。

50

【数16】

$$\mu_n = E[\tilde{w} | z] = \sum_{i \neq n} E[x_i | z] e_i \quad (9)$$

及び

【数17】

$$\Sigma_n = \text{cov}(\tilde{w}, \tilde{w} | z) = \sum_{i \neq n} \text{var}(x_i | z) e_i e_i^T + R \quad (10)$$

【0029】

さらに、従来のPDAは、これまでに求められた、現在のシンボル x_n を除く全てのシンボルの事後確率が真の事後確率であるとみなす。このため、近似ガウス分布の平均 μ_n 及び共分散 Σ_n は、既知の分布を有する離散確率変数の平均 $E[x_i | z]$ 及び分散 $\text{var}(x_i | z)$ を評価することによって得ることができる。

【0030】

式(7)における干渉プラス雑音の統計を近似すると、 $x_n = a$ を条件とした受信信号 z の分布は複素ガウス分布となる。

【数18】

$$p_{z|x_n}(z | a) = \mathcal{CN}(z; a e_n + \mu_n, \Sigma_n), \quad a \in \mathcal{X} \quad (11)$$

【0031】

したがって、シンボル x_n の事後確率 p_n は、ベイズ規則により更新することができる。

【数19】

$$p_n(a) = \frac{p_{z|x_n}(z | a)}{\sum_{a' \in \mathcal{X}} p_{z|x_n}(z | a')}, \quad a \in \mathcal{X} \quad (12)$$

ここで、分母における総和は、コンスタレーション X にわたる総和である。式(12)において、シンボルが一様な事前確率を有するという想定を利用することに留意されたい。

【0032】

次に、従来のPDA法は継続し、何らかの事前に指定された又は適応的な順序付け方式に従って、次のシンボルの事後確率を更新する。終了条件、例えば、所定の数の反復又は収束に到達した後、本方法は、事後確率 p_n の推定値を出力する。対応するシンボルの硬推定

【数20】

 \hat{x}_n

は、最大事後確率(MAP)規則を用いて得られる。

【数21】

$$\hat{x}_n = \underset{a \in \mathcal{X}}{\text{argmax}} \quad p_n(a) \quad (13)$$

【0033】

シンボル不確実性を用いるPDA(SU-PDA)法

ここで、本発明の、シンボル不確実性を用いるPDA法(SU-PDA: PDA method with symbol uncertainty)を説明する。従来のPDA及び本発明のSU-PDAの共通の特徴は、双方が同じモデル式(5)(又は式(3))を用い、受信信号 z (又は y)を条件として送信シンボル x_n の事後分布 p_n を推測することである。

【0034】

現在のシンボル x_n を検出していると仮定する。SU-PDA法の背後にある主な着想は、シンボル x_n を

10

20

30

40

【数22】

$$x_n = \bar{x}_n + \tilde{x}_n \quad (14)$$

としてモデル化することである。ここで、

【数23】

$$\bar{x}_n$$

は、有限のコンスタレーション X から選択される決定論的な未知の変数であり、

【数24】

$$\tilde{x}_n$$

は、受信信号 z を条件として p_n の現在の推定値から評価される x_n の分散に分散が等しいゼロ平均確率変数であり、10

【数25】

$$\text{var}(\tilde{x}_n) = \text{var}(x_n | z) \quad (15)$$

である。

【0035】

直感的に、

【数26】

$$\tilde{x}_n$$

は、 x_n に関する現在の知識における不確実性を表す。式(14)を式(7)に代入する20

【数27】

$$z = \bar{x}_n e_n + \tilde{x}_n e_n + \sum_{i \neq n} x_i e_i + w \quad (16)$$

【0036】

x_n 以外のシンボルからの受信信号 z への寄与は干渉として扱われ、一方、

【数28】

$$\tilde{x}_n e_n$$

は加法性雑音項とみなされる。全体として、干渉及び雑音の和の分布

【数29】

$$\tilde{w} = \tilde{x}_n e_n + \sum_{i \neq n} x_i e_i + w \quad (17)$$

は、平均 μ_n 及び共分散 Σ_n を有する複素ガウス分布を用いて近似される。

【0037】

従来のPDAにおけるように、事後確率の現在の推定値

【数30】

$$\{p_i\}_{i=1}^N$$

を用いて、近似ガウス分布の平均及び共分散を以下となるように評価する。40

【数31】

$$\mu_n = E[\tilde{w} | z] = \sum_{i \neq n} E[x_i | z] e_i \quad (18)$$

及び

【数32】

$$\Sigma_n = \text{cov}(\tilde{w}, \tilde{w} | z) = \sum_{i=1}^N \text{var}(x_i | z) e_i e_i^T + R \quad (19)$$

【0038】

平均 μ_n は、従来の P D A のための式 (9) と同じであることに留意されたい。一方、S U - P D A では、共分散行列式 (19) の数式における総和が、全てのシンボルからの寄与を含む。これは、全てのシンボルからの寄与を含まない従来の P D A の式 (10) と対照的である。干渉プラス雑音

【数33】

 $\tilde{\mathbf{w}}$

がガウス分布に従うとすると、

【数34】

 \bar{x}_n

によってパラメーター化される受信信号 z の確率分布は以下の式となる。

10

【数35】

$$p_z(z; \bar{x}_n = a) = \mathcal{CN}(z; a\mathbf{e}_n + \mu_n, \Sigma_n), \quad a \in \mathcal{X} \quad (20)$$

【0039】

S U - P D A は、 x に関してパラメーター化された分布を正規化することによって x_n の事後確率 p_n を更新する。すなわち、

【数36】

$$p_n(a) = \frac{p_z(z; \bar{x}_n = a)}{\sum_{a' \in \mathcal{X}} p_z(z; \bar{x}_n = a')}, \quad a \in \mathcal{X} \quad (21)$$

20

である。ここで、分母の総和は有限のコンスタレーション X にわたる総和である。

【0040】

図2は、S U - P D A 法が、第1の実施形態 (S U - P D A) における二相位相変調 (B P S K) により変調されたシンボルの事後確率をどのように評価するかの擬似コードを示している。この擬似コード並びに図3及び図5の擬似コードにおける全ての変数及び関数は以下に詳細に説明されることに注意されたい。擬似コードは、当該技術分野において既知の、バスによってメモリ及び入／出力インターフェースに接続されたプロセッサ、特に無線受信機において実行することができる。

【0041】

30

$X \{ +1, -1 \}$ から値をとるシンボル x_n の式 (18) における条件付き平均及び式 (19) における分散は、それぞれ

【数37】

$$2p_n^{(i)} - 1$$

及び

【数38】

$$4p_n^{(i)}(1 - p_n^{(i)})$$

であることに留意されたい。ここで、

40

【数39】

$$p_n^{(i)}$$

は反復 i における $P\{x_n = 1 \mid z\}$ の推定値である。図2ではB P S K送信を想定しているので、これは示すように尤度比の形態でコンパクトに書くことができる。

【数40】

$$P_n^{(i)} = \frac{\mathcal{CN}(z; \mathbf{e}_n + \mu_n, \Sigma_n)}{\mathcal{CN}(z; \mathbf{e}_n + \mu_n, \Sigma_n) + \mathcal{CN}(z; -\mathbf{e}_n + \mu_n, \Sigma_n)}$$

ここで、 $\mathcal{CN}(\cdot)$ は、多変量円形対称複素ガウス確率密度関数を表す。

50

【0042】

S U - P D A 法の概要

基本的な S U - P D A において、検出される現在のシンボルは、有限のコンスタレーションから値をとる決定論的な未知の変数と、シンボルの現在推定されている分散に分散が等しいゼロ平均確率変数との和としてモデル化される。この確率変数は、シンボルに関する知識における不確実性を表す。

【0043】

他のシンボルから受信信号への寄与は干渉とみなされる。検出されているシンボルのランダム部分とシステム雑音との和は、等価加法性雑音である。干渉と等価加法性雑音との和の分布は、近似されているシンボルの平均及び共分散に平均及び共分散が合致するガウス分布を用いて近似される。

10

【0044】

S U - P D A 法における近似ガウス分布の平均は、従来の P D A 法における平均と同じである。一方、共分散は、従来の P D A 法における共分散と異なる。S U - P D A では、共分散はシンボルの現在推定されている分散に依拠する。

【0045】

次に、受信信号は、所望のシンボルと、既知の平均及び共分散を有するガウス分布に従う確率変数との和としてモデル化される。シンボルは、ベイズ規則を用いてこのモデルから推測され、本方法は、シンボルが検出されるたび、シンボルの事後確率を反復的に更新する。

20

【0046】

従来の P D A を上回る S U - P D A の利点

従来の P D A 法は、所望のシンボルを、前回の反復においてそのシンボルに関して学習したことなく推定する。対照的に、本発明の S U - P D A 法は、所望のシンボルを、そのシンボルに関する知識における不確実性に分散が等しい雑音により乱された決定論的シンボルとしてモデル化する。

【0047】

ガウス近似を用いる P D A (G - P D A)

図 3 は、第 2 の実施形態における、本発明の単一ガウス近似を用いる P D A (G - P D A : PDA with a single Gaussian approximation) のための擬似コードを示している。G - P D A は、式 (5) におけるようなモデルを用いて開始し、事後確率 p_n を更新する。従来の P D A におけるように、受信信号 z への他のシンボルの寄与は干渉とみなされる。干渉プラス雑音の分布

30

【数41】

 \tilde{w}

は、式 (9) 及び式 (10) において評価される平均及び共分散行列を有する複素ガウス分布を用いて近似される。

【0048】

G - P D A 法の第 1 のステップにおいて、干渉の期待値が受信信号から減算される。雑音 w はゼロ平均を有するため、干渉の期待値は μ_n であり、干渉のない信号は

40

【数42】

$$\tilde{z} = z - \mu_n \quad (22)$$

である。

【0049】

干渉のない信号

【数43】

 \tilde{z}

は、式 (5) を用いて以下のようにモデル化される。

【数44】

$$\tilde{\mathbf{z}} = \mathbf{x}_n \mathbf{e}_n + \mathbf{q} \quad (23)$$

ここで、 \mathbf{q} は以下の式によって与えられる等価雑音である。

【数45】

$$\mathbf{q} = \sum_{i \neq n} x_n \mathbf{e}_n - \mu_n + \mathbf{w} \quad (24)$$

【0050】

【数46】

$$\mathbf{q} \sim \mathcal{CN}(0, \Sigma_n)$$

10

であることに留意されたい。ここで、 μ_n は式(10)を用いて評価される。

【0051】

本発明の G - P D A 法の第 2 のステップにおいて、式(23)における信号

【数47】

 $\tilde{\mathbf{z}}$

は、シンボル \mathbf{x}_n を推定する最小平均二乗誤差 (MMSE) フィルターを用いて処理される。MMSE フィルターのインパルス応答は、ベクトル形式で以下の式によって与えられる。

20

【数48】

$$\mathbf{w}_{\text{MMSE}} = (\mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^T + \Sigma_n)^{-1} \mathbf{e}_n \quad (25)$$

【0052】

MMSE フィルターからの出力はスケーリングされ、十分統計量

【数49】

 \tilde{z}_0

が以下の式によって与えられる。

【数50】

$$\tilde{z}_0 = \frac{\mathbf{w}_{\text{MMSE}}^H \tilde{\mathbf{z}}}{\mathbf{e}_n^T (\mathbf{e}_n \mathbf{e}_n^T + \Sigma_n)^{-1} \mathbf{e}_n} \quad (26)$$

30

【0053】

式(25)を式(26)に代入し、行列の階数 1 の更新の反転のために逆行列補題を用いることによって、以下の式が得られる。

【数51】

$$\tilde{z}_0 = \frac{\mathbf{e}_n^T \Sigma_n^{-1}}{\mathbf{e}_n^T \Sigma_n^{-1} \mathbf{e}_n} \tilde{\mathbf{z}} \quad (27)$$

40

【0054】

式(23)を式(27)に代入することによって、

【数52】

 \tilde{z}_0

のための単純なモデルが得られる。

【数53】

$$\tilde{z}_0 = x_n + \tilde{q} \quad (28)$$

ここで、

【数54】

$$\tilde{q} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma^2)$$

である。分散 σ^2 は以下のように評価される。

【数55】

$$\sigma^2 = \frac{1}{\mathbf{e}_n^T \Sigma_n^{-1} \mathbf{e}_n} \quad (29)$$

【0055】

最終ステップにおいて、式(28)におけるモデルを用いてシンボル x_n が

10

【数56】

\tilde{z}_0 から検出される。 x_n がコンスタレーション X にわたる一様な離散確率変数としてモデル化される場合、従来の PDA 法が得られることを確認することができる。シンボル x_n の分布がどのようにモデル化されるかに依拠して、G-PDA の 2 つの実施形態を提供する。

【0056】

単一ガウス確率変数を用いる x_n のモデル化

この実施形態では、 x_n の平均及び分散に平均及び分散が合致する単一ガウス確率変数として x_n をモデル化する。 x_n は有限のコンスタレーションからの点であるので、一般性を損なうことなく以下の式が成り立つ。

20

【数57】

$$\tilde{p}_{x_n}(x) = \mathcal{CN}(x; 0, 1) \quad (30)$$

【0057】

このため、式(28)における x_n 及び

【数58】

$$\tilde{q}$$

の双方がガウス分布に従うスカラーであるとすると、

30

【数59】

$$\tilde{z}_0$$

(したがって、

【数60】

$$\tilde{z}_0$$

は十分統計量であるので z) を条件とする x_n の事後確率もガウス分布に従い、すなわち、

【数61】

$$\tilde{p}_{x_n|z_0}(x | \tilde{z}_0) = \mathcal{CN}(x; \mu'_n, \sigma'^2_n) \quad (31)$$

となる。ここで、平均及び分散はそれぞれ以下によって与えられる。

40

【数62】

$$\mu'_n = \frac{\tilde{z}_0}{1 + \sigma^2} \quad \text{and} \quad \sigma'^2_n = \frac{\sigma^2}{1 + \sigma^2} \quad (32)$$

【0058】

式(27)及び式(29)を式(32)に代入した後、事後ガウス分布の平均及び分散は以下によって与えられる。

【数 6 3】

$$\mu'_n = \frac{\mathbf{e}_n^T \Sigma_n^{-1} (\mathbf{z} - \mu_n)}{1 + \mathbf{e}_n^T \Sigma_n^{-1} \mathbf{e}_n} \quad \text{and} \quad \sigma'^2_n = \frac{1}{1 + \mathbf{e}_n^T \Sigma_n^{-1} \mathbf{e}_n} \quad (33)$$

【0 0 5 9】

このため、本発明の「単一ガウスを用いる G - P D A」法において、検出されている現在のシンボル x_n の平均

【数 6 4】

μ'_n
及び分散

【数 6 5】

σ'^2_n

のための更新方程式が導き出される。これらは、図 3 において、最も内側のループにおける第 3 の式及び第 4 の式として示される。残りは事後確率 $p_n(a)$ 、すなわち、 n 番目のシンボルが a である確率を更新することであり、ここで、 a は送信機の変調アルファベットにおける可能なコンスタレーション点のうちの任意のものである。事後確率 $p_n(a)$ は、平均

【数 6 6】

μ'_n
及び分散

【数 6 7】

σ'^2_n

のガウス分布を、複素平面における領域 $Z(a)$ にわたって積分することによって更新される。この領域 $Z(a)$ は、ユークリッドの意味で X からのいかなる他のコンスタレーション点よりもコンスタレーション点 $x = a$ に近い点の集合として定義される。形式上、以下の式が成り立つ。

【数 6 8】

$$p_n(a) = \int_{Z(a)} \tilde{p}_{X_n | \tilde{z}_0}(x | \tilde{z}_0) dx \quad (34)$$

ここで、

【数 6 9】

$$Z(a) = \{z \mid \|z - a\| < \|z - a'\|, a' \in \mathcal{X}\} \quad (35)$$

である。

【0 0 6 0】

このため、変調アルファベットが $X = \{+1, -1\}$ である B P S K 変調されたシンボルについて、

【数 7 0】

$$Z(1) = \{z \in \mathbb{R} \mid z > 0\}$$

であり、このため、事後確率 $p_n(1)$ は、式 (31) に従って分散する確率変数が正である確率により更新される。このため、

【数 7 1】

$$p_n(x_n = 1) = \mathbb{P}[\mathcal{N}(\mu'_n, \sigma'^2_n) > 0] = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{\mu'_n}{\sqrt{2\sigma'^2_n}}\right) \quad (36)$$

であり、ここで、誤差関数 (erf) は、図 3 における最終更新方程式に示されるように、以下のように定義される。

10

20

30

40

50

【数72】

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (37)$$

【0061】

ガウス混合を用いる x_n のモデル化

図4は、ガウス混合を用いるG-PDA法がBPSKシンボルの事後確率をどのように更新し評価するかの擬似コード記述を示している。

【0062】

G-PDAのこの実施形態において、 x_n に対する事前確率がガウス分布の混合であり、それらのガウス分布の成分は送信機のコンスタレーションXから値をとる平均と、同じ分散

【数73】

$$\sigma_0^2$$

と、等しい重みとを有すると想定する。形式上、

【数74】

$$\tilde{p}_{X_n}(x) = \frac{1}{|X|} \sum_{a \in X} \mathcal{CN}(x; a, \sigma_0^2) \quad (38)$$

10

20

であり、ここで、分散

【数75】

$$\sigma_0^2$$

は調整することができるパラメーターである。 x_n の事後確率は、ベイズ規則を用いてガウス混合となる。

【0063】

例として、図4におけるBPSK変調を検討する。ここで $X = \{ +1, -1 \}$ である。プロック内のシンボル ($n = 1, 2, \dots, N$) ごとに、まず、全ての他のシンボルの事後確率の最も近似の推定値を用いて、平均及び共分散を更新する。これは、式(9)及び式(10)において記述される標準的なPDA法により行われる。BPSKの場合、図4に示すように、平均及び共分散行列のための式(9)及び式(10)を以下に単純化することができる。

30

【数76】

$$\mu_n = \sum_{k \neq n} \left(2p_k^{(i-1)} - 1 \right) e_k$$

及び

【数77】

$$\Sigma_n = \sum_{n \neq k} 4p_k^{(i-1)} \left(1 - p_k^{(i-1)} \right) e_k e_k^T$$

40

【0064】

上述した更新に続いて、現在のシンボルのための決定統計量が式(27)に従って計算され、BPSKについて、以下の式が得られる。

【数78】

$$\tilde{z}_n = (e_n^T \Sigma_n^{-1} e_n)^{-1} e_n^T (z - \mu_n)$$

50

【0065】

【数79】

 \tilde{z}_0

を条件とし、したがって z を条件とした x_n の分布は、ベイズ規則を用いて、以下の式によつて与えられる。

【数80】

$$\tilde{p}_{x_n|z}(x|z) = w_1 \mathcal{CN}(x; \mu_1, \sigma'^2) + w_2 \mathcal{CN}(x; \mu_2, \sigma'^2) \quad (39)$$

ここで、

【数81】

$$\mu_{1,2} = \frac{\tilde{z}_0 \sigma^2 \pm \sigma^2}{\sigma^2 + \sigma_0^2} \quad \text{and} \quad \sigma'^2 = \frac{\sigma^2 \sigma_0^2}{\sigma^2 + \sigma_0^2} \quad (40)$$

であり、一方、重みは以下の式となる。

【数82】

$$w_{1,2} \propto \exp\left(-\frac{(\tilde{z}_0 \mp 1)^2}{2(\sigma^2 + \sigma_0^2)}\right) \quad \text{where} \quad w_1 + w_2 = 1 \quad (41)$$

【0066】

このため、式(39)におけるガウス混合確率の平均 $\mu_{1,2}$ 、分散 σ'^2 は式(40)によって計算され、混合重みは(41)に従つて計算することができる。重み w_1 及び w_2 を更新せず、すなわち重みを等しく保持する、ガウス混合を用いた G - PDA のこの実施形態は、部分更新を用いる G - PDA と呼ぶことができる。

【0067】

事後確率 $p_n(a)$ は、式(34)におけるように、式(35)において定義される複素領域 $Z(a)$ にわたつてガウス混合

【数83】

 $\tilde{p}_{x_n|z}(x|z)$

を積分することによって更新される。BPSK変調の場合、以下の式が得られる。

【数84】

$$p_n(1) = 0.5 \left(1 + w_1 \operatorname{erf}\left(\frac{\mu_1}{\sqrt{2\sigma'^2}}\right) + w_2 \operatorname{erf}\left(\frac{\mu_2}{\sqrt{2\sigma'^2}}\right) \right) \quad (42)$$

【0068】

シンボル x_n の事後確率 p_n が更新された後、S U - PDA 及び G - PDA は選択された順序付けからの次のシンボルの事後確率を更新し、終了条件、例えば或る特定の反復数に達する又は収束に到達すると、本方法は、事後確率の最終推定値と、MAP規則方程式(13)を用いて得られた送信シンボルの硬推定値とを出力する。

【0069】

シンボルを検出する方法

図5は、確率的データ関連付けを用いて無線チャネルを介して受信されるシンボルを検出する一般的な方法の流れ図である。ブロック501に示すように、一般的な方法は、受信信号ベクトル y と、通常、データの送信前にパイロット信号を用いて推定される等価チャネル行列 G と、シンボル / 变調アルファベットとを必要とする。ブロック502において、 y を処理してベクトル $z = G^{-1}y$ を得る。これは、送信シンボルに関する本発明の初期推定値とみなすことができ、共分散行列 $R = (G^H G)^{-1}$ も求める。ブロック510において、全ての可能な变調シンボルについて事後確率 $p(a)$ を初期化する。初期事

10

20

30

40

50

後確率は通常、変調アルファベットにわたって一様分布に設定されるが、他の分布を用いることもできる。さらに、ブロックサイズN及びPDA反復数Iを設定する。

【0070】

ブロック520において、完了したか否か、すなわち、ブロック510において設定された最大PDA反復数に到達したか否かを判断し、真である場合、ブロック550に進み、最大事後(MAP)規則を用いてシンボル

【数85】

\hat{x}

を推定し、検出されたシンボルを、それらの事後確率とともに出力する(560)。

【0071】

完了していない場合、ブロック530において、ブロック内のシンボルごとに、干渉のガウス近似の平均及び共分散行列を更新する。これらがそれぞれ式(9)及び式(19)に従って計算されることを想起されたい。G-PDA検出器を用いる場合、ブロック531において、式(22)に従ってブロック内の他のシンボルからの予測干渉を無効にし、スケーリングされたMMS Eフィルターを用いて結果を処理し、式(28)を得る。得られた結果を用いて、532において現在のシンボルの平均及び共分散を更新する。これは、現在のシンボルが单一ガウス分布としてモデル化されるときは式(32)により、又は現在のシンボルをガウス混合としてモデル化している場合は式(40)を通じて行われる。ステップ540において、現在のシンボルの平均及び分散の更新後、SU-PDAの場合は式(21)、又はG-PDA検出器の場合は式(36)及び式(42)に従って事後確率が再計算される。検出器はブロック542においてnをインクリメントし、次のシンボルについてブロック530、531、532、540におけるステップを繰り返す。全てのシンボル($n = 1, 2, \dots, N$)が処理された場合、検出器は546において、反復カウンターiをインクリメントし、確率 $p_n(a)$ の更新された集合を用いてプロックを再処理する。SU-PDAの変形形態の場合、ブロック531及び532は必要とされず、干渉平均及び共分散行列更新530の後、事後確率は直接更新することができることに留意する。

【0072】

G-PDA法の概要

G-PDA法では、受信信号に対する所望のシンボル以外のシンボルの寄与は干渉とみなされ、分布がガウス分布を用いて近似される確率変数としてモデル化される。近似ガウス分布の平均及び共分散は、近似されている値の平均及び共分散に等しい。

【0073】

干渉の平均は受信信号から減算される。干渉のない信号は、MMS Eフィルターを通じて処理され、シンボルが推定される。MMS Eフィルター出力はスケーリングされる。次に、このようにして得られたシンボルの十分統計量は、所望のシンボルとガウス分布に従う雑音との和として扱われる。なお、当該ガウス分布の分散は、干渉の共分散及びMMS Eフィルターのインパルス応答から評価されるものである。次に、この十分統計量を用いて所望のシンボルを推定する。所望のシンボルは、連続分布からのサンプルとしてモデル化される。特定の分布に基づいて、以下の実施形態が説明される。

【0074】

単一ガウス

所望のシンボルの分布は、対応する送信シンボルの平均及び分散に等しい平均及び分散を有するガウス分布を用いて近似される。十分統計量のモデルにおける加法性雑音はガウス分布に従うので、事後確率もガウス分布に従う。所望のシンボルは離散しているので、特定のコンスタレーション点インスタンス化における所望のシンボルの事後確率は、コンスタレーション点に対応する複素平面における領域にわたってガウス事後確率を積分することによって更新される。

【0075】

ガウス混合

10

20

30

40

50

所望のシンボルの分布は、ガウス混合を用いて近似される。このガウス混合は、コンスタレーション内の各点の周囲のガウス成分を含む。全ての成分の分散は等しく、或る事前に指定された値に設定される。全てのガウス成分は等しく重み付けされる。

【0076】

十分統計量のためのモデルにおける雑音がガウス分布に従うとすると、事後確率も、更新された重み、平均及び分散を有するガウス分布の混合である。通常、更新された分散は等しいままである一方、更新された重み及び平均は異なる。

【0077】

特定のコンスタレーション点における所望のシンボルの事後確率は、そのコンスタレーション点に対応する領域にわたってガウス混合の事後確率を積分することによって得られる。

10

【0078】

更新を用いるガウス混合

この方法は、上記の方法に類似している。唯一の違いは、事後ガウス混合における重みは更新されず、このため等しく保持されることである。

【0079】

従来のPDAを上回る利点

推定されるシンボルは、一般に、有限のコンスタレーションにわたって一様分布し、従来のPDA法はこのことを利用する。

【0080】

20

対照的に、本発明の方法は、所望のシンボルを連続した確率変数としてモデル化する。近似する連続分布は、單一ガウス方法における平均及び分散に合致するか、又は真の分布の混合の形状と類似する。これは、本発明の方法が、従来のPDA方法よりも、最大でも僅かにしか悪化していない比較的低いSNRで機能するのに十分であることがわかっている。

【0081】

より重要なことに、本発明の方法は、従来のPDA法に対し、本質的に緩和（正則化としても知られる）をもたらす。ディラックパルスの和を用いるモデル化と対照的に、平滑で連続した統計分布を用いて所望のシンボルをモデル化することによって、所望のシンボルの軟情報は、従来のPDA法のように確信度過剰にならない傾向にある。これによって、検出器が極小値で止まってしまう可能性が下がり、したがってエラーフロア問題が軽減される。

30

【0082】

選択された分布（單一ガウス又はガウス混合）によって、所望のシンボルに対する追跡可能で単純な推測が可能になる。

【0083】

発明の効果

PDA法は、様々な通信技法におけるシンボル検出及び干渉相殺において良好な性能を与えることができる。1つのそのような用途は、ブロック送信及びブロック検出を用いるSISOシステムにおけるシンボル検出である。その技法は、無線チャネルを通じた短いメッセージの高速で信頼性の高い送信を提供することができる。これらの要件は、M2M通信システムのための設計目標を構成する。

40

【0084】

本発明の実施形態は、短いブロック（100個未満のシンボル）の場合に、M2M通信に必要とされるBERに対応するSNRにおいて、従来のPDA法よりも性能が優れたPDA法を提供する。

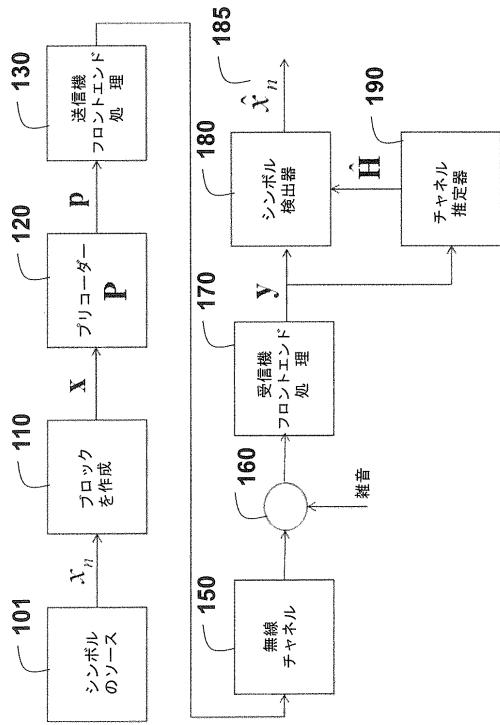
【0085】

本発明のPDA法は、シンボルが推定される方法が従来技術のPDAと異なる。したがって、SUS-PDAは、そのようなシンボルを、離散した決定論的変数とゼロ平均雑音との和としてモデル化する。ゼロ平均雑音は、そのシンボルに関する知識における不確実性

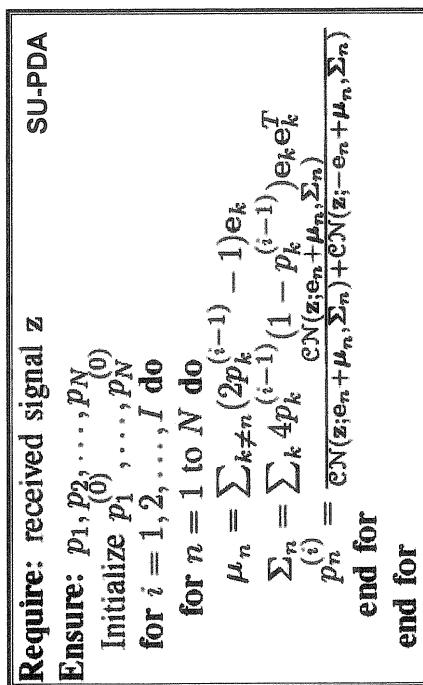
50

を表す。G-PDA法は、シンボルを、单一ガウス分布又はガウス分布の混合としての分布に従う確率变数としてモデル化する。

【図1】



【図2】



【 义 3 】

```

Require: received signal z
Ensure:  $p_1, p_2, \dots, p_N$ 
Initialize  $p_1^{(0)}, \dots, p_N^{(0)}$ 
for  $i = 1, 2, \dots, I$  do
  for  $n = 1$  to  $N$  do
     $\mu_n = \sum_{k \neq n} (2p_k^{(i-1)} - 1)\mathbf{e}_k$ 
     $\Sigma_n = \sum_{k \neq n} 4p_k^{(i-1)}(1 - p_k^{(i-1)})\mathbf{e}_k\mathbf{e}_k^T$ 
     $\mu'_n = (1 + \mathbf{e}_n^T \Sigma_n^{-1} \mathbf{e}_n)^{-1} \mathbf{e}_n^T \Sigma_n^{-1} (\mathbf{z} - \mu_n)$ 
     $\sigma_n'^2 = (1 + \mathbf{e}_n^T \Sigma_n^{-1} \mathbf{e}_n)^{-1}$ 
     $p_n^{(i)} = 0.5 + 0.5\text{erf}\left(\frac{\mu'_n}{\sqrt{2\sigma_n'^2}}\right)$ 
  end for
end for

```

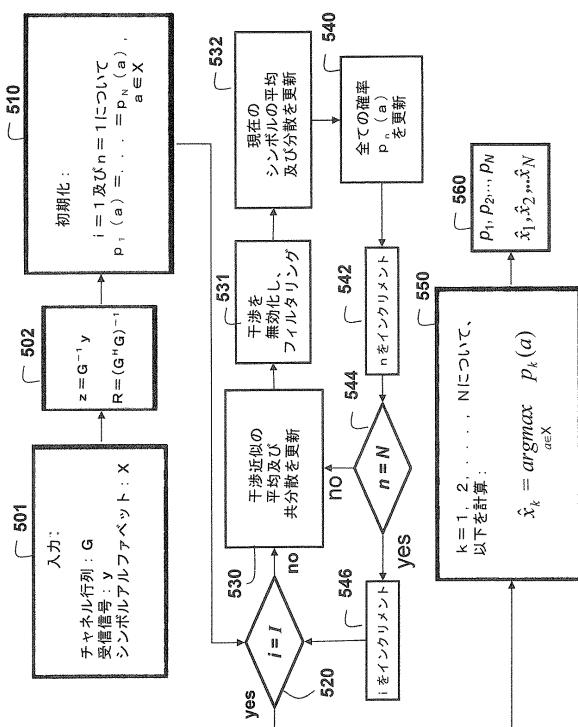
【 図 4 】

```

Require: received signal  $z$ , variance  $\sigma_0^2$ 
Ensure:  $p_1, p_2, \dots, p_N$ 
Initialize  $p_1^{(0)}, \dots, p_N^{(0)}$ 
for  $i = 1, 2, \dots, I$  do
  for  $n = 1$  to  $N$  do
     $\mu_n = \sum_{k \neq n} (2p_k^{(i-1)} - 1)e_k$ 
     $\Sigma_n = \sum_{k \neq n} 4p_k^{(i-1)} (1 - p_k^{(i-1)})e_k e_k^T$ 
     $\tilde{z}_n = (e_n^T \Sigma_n^{-1} e_n)^{-1} e_n^T \Sigma_n^{-1} (z - \mu_n)$ 
     $\sigma^2 = (e_n^T \Sigma_n^{-1} e_n)^{-1} ; \mu_1, 2 = \frac{\tilde{z}_0 \sigma_0^2 \pm \sigma_0^2}{\sigma^2 + \sigma_0^2} ; \sigma^2 = \frac{\sigma^2 \sigma_0^2}{\sigma^2 + \sigma_0^2}$ 
     $w_{1,2} \propto \exp\left(-\frac{(\tilde{z}_0 \mp 1)^2}{2(\sigma^2 + \sigma_0^2)}\right) ; \text{ where } w_1 + w_2 = 1$ 
     $p_n^{(i)} = 0.5 \left( 1 + w_1 \text{erf}\left(\frac{\mu_1}{\sqrt{2\sigma^2}}\right) + w_2 \text{erf}\left(\frac{\mu_2}{\sqrt{2\sigma^2}}\right) \right)$ 
  end for
end for

```

【 図 5 】



フロントページの続き

(72)発明者 フィリップ・オリック

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、プロードウエイ 201、ミツビシ・エレクトリック・リサーチ・ラボラトリーズ・インコーポレイテッド

(72)発明者 ミルティン・パジョヴィック

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、プロードウエイ 201、ミツビシ・エレクトリック・リサーチ・ラボラトリーズ・インコーポレイテッド

(72)発明者 ギヨン・ジン・キム

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、プロードウエイ 201、ミツビシ・エレクトリック・リサーチ・ラボラトリーズ・インコーポレイテッド

(72)発明者 秋濃 俊昭

アメリカ合衆国、マサチューセッツ州、ケンブリッジ、プロードウエイ 201、ミツビシ・エレクトリック・リサーチ・ラボラトリーズ・インコーポレイテッド

審査官 太田 龍一

(56)参考文献 特表2013-520941(JP,A)

特開2014-165915(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04L 27/00

H04B 1/10

H04B 7/0413

H04J 99/00