

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4024364号
(P4024364)

(45) 発行日 平成19年12月19日(2007.12.19)

(24) 登録日 平成19年10月12日(2007.10.12)

(51) Int. Cl.		F I		
HO 4 L 27/38	(2006.01)	HO 4 L 27/00		G
HO 4 B 3/06	(2006.01)	HO 4 B 3/06		A
HO 4 L 27/227	(2006.01)	HO 4 L 27/22		B
HO 4 L 27/22	(2006.01)	HO 4 L 27/22		F

請求項の数 7 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願平9-317432	(73) 特許権者	590000248
(22) 出願日	平成9年11月18日(1997.11.18)		コーニンクレッカ フィリップス エレク
(65) 公開番号	特開平10-164165		トロニクス エヌ ヴィ
(43) 公開日	平成10年6月19日(1998.6.19)		オランダ国 5621 ペーアー アイン
審査請求日	平成16年11月16日(2004.11.16)		ドーフエン フルーネヴァウツウェッハ
(31) 優先権主張番号	19647653.4		1
(32) 優先日	平成8年11月18日(1996.11.18)	(74) 代理人	100061815
(33) 優先権主張国	ドイツ(DE)		弁理士 矢野 敏雄
		(74) 代理人	100094798
			弁理士 山崎 利臣
		(74) 代理人	230100044
			弁護士 ラインハルト・アインゼル

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 デジタル伝送システム、デジタル信号の受信機及びデジタル信号の受信方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

推定されたパルス応答の残余の成分を用いて受信されたシンボルに対する推定量 ($a^{\wedge}$) を形成するための推定方式 (3) を有しており、前記推定方式 (3) を用いて、前記推定方式 (3) の状態数が、前記受信されたシンボルに対する少なくとも 1 つの前記推定量 ($a^{\wedge}$) の判定帰還 (5) を用いて達成され、複数の軟判定帰還値から全帰還値 (ξ) を形成するために使われる加算器が設けられているデジタル信号の受信機において、判定帰還 (5) は、伝送システムの各々結合された推定量 ($a^{\wedge}$) と、推定されたパルス応答 ($h^{\wedge}$) から軟判定帰還値を形成するために乗算器を有しており、前記複数の軟判定帰還値は、伝送シンボルの離散値の重み付けされた部分によって構成された加算器に供給され、前記全帰還値 (ξ) から形成された誤差 (n_{DF}) は、最適軟判定帰還値を形成するために最小化により最適化され、前記最小化された誤差 (n_{DF}) が、推定方式 (3) に供給されて、受信されたシンボル用の前記推定量 ($a^{\wedge}$) のためのソフトアウトプット情報 ($m^{\wedge}$) の項を形成するようにすることを特徴とする受信機。

【請求項 2】

受信機は、ソフトアウトプット情報 ($m^{\wedge}$) の少なくとも 1 つの項から中間値を形成するために構成されている請求項 1 記載の受信機。

【請求項 3】

10

20

受信機は、単一方向又は双方向巡回規則による単一シンボル推定方式(3)を用いて、受信されたシンボル用のソフトアウトプット情報($m^{\wedge}$)を形成するように構成されている請求項1又は2記載の受信機。

【請求項4】

受信機は、加算 - 比較 - 選択の演算により更新された加算的なパスメトリックを使用する単純化された単一シンボル推定方式を実行する請求項1又は2記載の受信機。

【請求項5】

判定帰還(5)は、等化器(4)内に構成されており、前記等化器(4)は、種々の状態($S(k)$)を適合することができ、受信機は、全帰還値(ξ)を、第1の共通成分($\xi(k)$)と第2のプライベート成分($\xi(k, S(k))$)に分割する請求項1~4迄の何れか1記載の受信機。

10

【請求項6】

伝送信号を送出する送信機と受信機を有するデジタル伝送システムであって、前記受信機は、推定されたパルス応答の残余の成分を用いて受信されたシンボルに対する推定量($a^{\wedge}$)を形成するための推定方式(3)を有しており、前記推定方式(3)を用いて、前記推定方式(3)の状態数が、前記受信されたシンボルに対する少なくとも1つの前記推定量($a^{\wedge}$)の判定帰還(5)を用いて達成され、複数の軟判定帰還値から全帰還値(ξ)を形成するために使われる加算器が設けられているデジタル信号の受信機であって、判定帰還(5)は、伝送システムの各々結合された推定量($a^{\wedge}$)と、推定されたパルス応答($h^{\wedge}$)から帰還値を形成するために乗算器を有しており、前記複数の軟判定帰還値は、伝送シンボルの離散値の重み付けされた部分によって構成された加算器に供給され、前記全帰還値(ξ)から形成された誤差(n_{DF})は、最適軟判定帰還値を形成するために最小化により最適化され、前記最小化された誤差(n_{DF})が、推定方式(3)に供給されて、受信されたシンボル用の前記推定量($a^{\wedge}$)のためのソフトアウトプット情報($m^{\wedge}$)の項を形成するようにすることを特徴とするデジタル伝送システム。

20

【請求項7】

推定されたパルス応答の残余の成分を用いる推定方式が、少なくとも1つの推定量($a^{\wedge}$)の判定帰還を用いて達成され、複数の軟判定帰還値が、全帰還値(ξ)を形成するための中間値と加算される、受信機でデジタル信号を受信する方法において、軟判定帰還値は、各々の推定量($a^{\wedge}$)と、伝送システムの推定されたパルス応答($h^{\wedge}$)から形成され、前記軟判定帰還値は、伝送シンボルの離散値の重み付けされた部分によって構成された加算器に供給され、最適化された誤差(n_{DF})値は、最適軟判定帰還値を形成するために最小化することによって、全帰還値(ξ)から形成され、前記最小化された誤差(n_{DF})が、推定方式(3)に供給されて、受信されたシンボル用の前記推定量($a^{\wedge}$)のためのソフトアウトプット情報($m^{\wedge}$)の項を形成するようにすることを特徴とする方法。

30

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、推定されたパルス応答の残余の成分を用いて受信されたシンボルに対する推定量を形成するための推定方式を有しており、推定方式を用いて、推定方式の状態数が、受信されたシンボルに対する少なくとも1つの推定量の判定帰還を用いて達成され、複数の軟判定帰還値から全帰還値を形成するために使われる加算器が設けられているデジタル信号の受信機に関する。

40

【0002】

更に、本発明は、デジタル信号の受信機及びデジタル信号の受信方法に関する。

【0003】

【従来の技術】

本明細書内で、記号 $a^{\wedge}$ は、

【0004】

$\hat{a}$

【 0 0 0 5 】

を示すものとする。

【 0 0 0 6 】

本明細書内で、記号 $h^{\wedge}$ は、

【 0 0 0 7 】

$\hat{h}$

10

【 0 0 0 8 】

を示すものとする。

【 0 0 0 9 】

本明細書内で、記号 $m^{\wedge}$ は、

【 0 0 1 0 】

$\hat{m}$

【 0 0 1 1 】

を示すものとする。

【 0 0 1 2 】

本発明の技術思想は、デジタル伝送システム、例えば、デジタルモバイル無線システムに限定されており、例えば、GSMシステム又はデジタル連続位相変調(CPM)無線リレーシステムであり、このシステムでは、トレリスベース推定方式が使用されており、この方式は、伝送チャンネルの等化用及び他のトレリス符号化信号(例えば、CPM信号)を復号化するために使用される。

【 0 0 1 3 】

デジタル伝送が分散チャンネルに亘って行われる場合、伝送信号は、歪まされて、雑音によって妨害され、例えば、GSMでは、歪みは、マルチパス伝搬及び変調方式の符号間干渉によって生じる。従って、受信信号から伝送データを再生するための特殊な手段が受信機に必要であり、即ち、等化方式を使用する必要がある。チャンネル符号化は、屢々、デジタル伝送(例えば、GSMでの畳み込み符号化)での対雑音抵抗性を強化するために使用されるので、等化器によって推定されたデータは、更に復号化される必要がある。復号器に、符号化データの推定量が供給されるのみならず、どの程度の信頼度でデータが判定されたのかを示す信頼度情報(つまり、ソフトアウトプット情報(SO情報)と呼ばれる)も等化器によって供給される場合には有利である。トレリスベース減数状態等化方式(つまり、適当な複雑度の長いパルス応答を等化するのに使用してもよい)では、供給されたソフトアウトプット(信頼度)情報は、実際の値(後続復号化での劣化作用を有している)からかなり異なっていることがある。

20

30

40

【 0 0 1 4 】

符号間干渉(ISI)を発生する歪みチャンネルに亘ってのパルス振幅変調(PAM)は、図1の右側部分に示されているように、等価ローパス領域内の離散時間バージョンでモデル化される。サンプル化された受信信号 $r(k)$ は、チャンネル入力応答 $h(k)$ を有しているPAM伝送系列 $a(k)$ の雑音の影響を受けた畳み込みとして生じ、その長さを L とすると：

【 0 0 1 5 】

【 数 1 】

$$r(k) = \sum_{\kappa=0}^{L-1} h(\kappa) a(k-\kappa) + n(k) \quad (1)$$

【 0 0 1 6 】

その際、 $n(k)$ は、離散時間雑音を表し、この雑音は、白色雑音と見なされ、白色化され整合化フィルタが連続時間受信機入力フィルタとして使用されている場合、サンプリング以前の事実が与えられる。使用されている変調方法に依存して、振幅係数とチャンネル入力応答は、実部であるか、又は、複素数部である。

【 0 0 1 7 】

最小誤差確率、最尤系列推定 (MLSE) を用いる最適等化方式は、G. D. Forney, "Maximum likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference (符号間干渉の存在下での、デジタル系列の最尤系列推定)", IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-18, 1972, pp. 363-378 から公知である。ここに特に示されているように、MLSE は、ビタービアルゴリズム (VA) で効率的に実行される。しかし、長いパルス応答 $h(k)$ の場合には、ビタービアルゴリズム VA ですら、実現困難である。と言うのは、ビタービアルゴリズム VA で行われるべきトレリス線図は、M 段の振幅係数での時間周期毎に $Z = M^{L-1}$ 個の状態を有しており、従って、ビタービアルゴリズム VA の複雑度は、離散時間パルス応答の長さと共に指数関数的に増大する。伝送されたシンボルによって影響を受けた後続のシンボルの数が余りにも大き過ぎる場合、利用し得る計算速度が限られているから、一層コスト上効率的に、即ち、減数された状態で、等化方式を使用する必要がある。

【 0 0 1 8 】

更に、第 1 に、チャンネルパルス応答の予備等化、即ち、短縮は、判定帰還等化 (DFE) を用いて行うことができることが公知である。その際、判定帰還等化 DFE 自体を予備閾値判定することができるか、又は、次のビタービ等化器の予備判定シンボル ($a_{HDF}^{\wedge}$) が判定帰還等化 DFE に供給され、この判定帰還等化 DFE で、両者の場合に、誤差伝搬に基づく知覚可能な劣化が生じる。

【 0 0 1 9 】

更に、等化器の各状態に対するパルス応答は、あらゆる状態に対する状態独立 (コモン) 判定帰還等化 DFE の代わりに状態依存 (プライベート) 判定帰還等化 DFE によって短縮される。その際、トレリスベースアルゴリズムによって、長さ $R+1$ 、但し、 $1 \leq R+1 \leq L$ のパルス応答の第 1 の部分しか等化されない。従って、ブランチメトリックは、時間間隔 k 内での状態遷移に対して、(減数された) 状態 $S^{(r)}(k+1) = (a^{\wedge}(k) a^{\wedge}(k-1) \dots a^{\wedge}(k-R+1))$ (係数 $a^{\wedge}(k-\mu)$ は、特定状態で仮定されたデータを示す) まで、各々の状態のパスレジスタの内容を用いて計算される。このレジスタは、状態 $S^{(r)}(k)$ となるパス内の以前のデータシンボルの硬判定推定量 $a_{HDF}^{\wedge}(k-\mu, S^{(r)}(k))$ 、 $R+1 \leq \mu \leq L-1$ を有しており、この推定量は、各時間周期内で更新される。従って、ブランチメトリックは、

【 0 0 2 0 】

【数 2】

$$\lambda_{S^{(r)}(k) \rightarrow S^{(r)}(k+1)} = \left| r(k) - \sum_{\mu=0}^R \hat{h}(\mu) \hat{a}(k-\mu) - \sum_{\mu=R+1}^{L-1} \hat{h}(\mu) \hat{a}_{HDF}(k-\mu, S^{(r)}(k)) \right|^2 \quad (2)$$

【 0 0 2 1 】

となり、その際、 $\hat{h}(\mu)$ 、 $0 \leq \mu \leq L-1$ であり、これは、受信機に利用することができるチャンネルパルス応答推定量を示す。

【 0 0 2 2 】

10

20

30

40

50

この減数状態推定方式は、今後、判定帰還系列推定 (DFSE) と呼ぶ。状態及び遷移は、チャンネルメモリ内のシンボルの特殊な組み合わせに非蓋然的に割り当てられないが、減数状態方式で一般的に生じるように、今後蓋然性があり、特に、判定帰還系列推定 DFSE を用いて、チャンネルメモリ内の最も古いシンボルが、予備の判定シンボル値に対してのみ考慮される。

【0023】

判定帰還系列推定 DFSE の効率は、パルス応答を最小位相等価に変換する上流のオールパスフィルタによって一層改善される。この変換により、前部分でのパルス応答のエネルギーの凝縮が行われ、離散時間雑音により、以前同様に白色雑音が残存する。このような、最小位相全パルス応答の性質を契機にして、判定帰還系列推定 DFSE の複雑さが付加的に低減され、つまり、 $h(R+1), h(R+2), \dots, h(R')$, $R = R' - L - 1$ のみが、プライベート DFSE (状態依存判定帰還等化) $a_{HDF}^{(r)}(k - \mu, S^{(r)}(k))$ によって考慮されるが、しかし、パルス応答 $h(R'+1), \dots, h(L-1)$ の残りの部分は、単一のコモン DFSE (状態独立判定帰還等化) $a_{HDF}(k - \mu, k)$ によってのみ考慮される。パルス応答の最後の部分が、全エネルギーの小さな部分しか含まない場合、(プライベート判定帰還等化 DFSE の) の個別の状態関係を省くと、推定の効率を減らし難くなる。

【0024】

これらの方式によって、確実に個別判定が行える。即ち、それらがどの程度真であると思えるのかについての別の情報なしには、受信シンボルの硬判定推定しか行えない。しかし、このソフトアウトプット (信頼度) (SO) 情報 (ここでは、 $m^{\wedge}(k)$ とよばれる (ベクトル $m^{\wedge}(k)$ は、伝送シンボル $a(k)$ 全ての確率の程度を有している) は、対雑音抵抗性を強化するための付加的に利用することができるチャンネル符号化に対する多くの伝送システムで必要であり、その結果、復号化の結果は、かなり、等化後の、このソフトアウトプット (信頼度) SO 情報によって改善することができる。

【0025】

ブロック指向伝送でシンボル確率 $m^{\wedge}(k)$ を判定するために、特に、双方向巡回規則でのアルゴリズムを使用することができる。最初、前方巡回は、ステップ k での状態 $S(k) = \{1, 2, \dots, Z\}$ の場合の確率 $\alpha\{k, S(k)\}$ を計算するために使用され、このようにして瞬時点 $k-1$ までの受信信号が考慮される。それから、後方巡回は、ブロック終端から、実際のステップ k での予め推定された状態 $S(k)$ のステップまで戻って考慮される受信信号に対して、確率 $\beta(k, S(k))$ を計算するために使用される。その際、ステップ k での状態 $S(k)$ の場合の状態確率 $\psi(k, S(k))$ は、

$$\psi(k, S(k)) = \alpha(k, S(k)) \cdot \beta(k, S(k)) \quad (3)$$

の結果であり、受信された全系列が考慮される。

【0026】

符号間干渉 ISI を発生する無限長パルス応答チャンネルは、常に FIR 構造を有するトレリス符号器として解釈されるので、入力シンボルの事後確率は、状態確率の直接の結果である。つまり、双方向アルゴリズムは、トレリスのベース上で作動するので、ビタービアルゴリズムと同様の形式で減数された状態のアルゴリズムである。前方巡回の場合、 $\alpha(k, S^{(r)}(k))$ を計算するために、 M^R 個に減数された状態のそれぞれは、距離を計算するためのパスレジスタに配属されており、このパスレジスタは、各時間周期内で更新される。2つのパスメトリックが記憶されていて、後方巡回の場合に再度使用される。

【0027】

トレリス終端シンボルによって形成されたブロック限界なしに、連続伝送時のシンボル確率 $m^{\wedge}(k)$ の計算のために、前方巡回、即ち、単一方向巡回だけが、双方向アルゴリズムとは反対に使用される。それから、双方向アルゴリズムと同様に、状態確率 $\alpha(k, S(k))$ が計算される。それから、双方向アルゴリズムと同様に、状態確率 $\alpha(k, S(k))$ が計算される。最終的に、シンボル $a(k-D)$ 用の確率が判定され、受信信号は、瞬時点 k に至るまで公知であり、第2の巡回は、状態関連シンボル確率

【0028】

10

20

30

40

50

【数 3】

$$\Pr\{a(k-\delta) | S(k+1), \langle r(v) \rangle_0^k\}$$

【0029】

D δ L を判定するために必要である。2つの巡回の結果を用いて、所望の事後確率

【0030】

【数 4】

$$\Pr\{a(k-D) | \langle r(v) \rangle_0^k\}$$

10

【0031】

を判定することができる。つまり、状態減数は、単一方向アルゴリズムにより行われる。受信側で重畳ブロックを形成することによって、双方向アルゴリズムが、連続的な伝送のために使用される。その小さな複雑さの結果として、これは、一般的に、単一方向アルゴリズムに一層適している。

【0032】

公知のトレリススペース減数状態等化方式全てに対して、事實は、硬判定帰還値で強く状態を減数された受信シンボルに対するソフトアウトプット（信頼度）情報 $m^{\wedge}(k)$ の質は不十分であるということである。

20

【0033】

【発明が解決しようとする課題】

本発明の課題は、状態を減数して、帰還を介して受信されたシンボルの最適推定を達成することにある。

【0034】

【課題を解決するための手段】

本発明によると、この課題は、判定帰還は、伝送システムの各々結合された推定量と、推定されたパルス応答から軟判定帰還値を形成するために乗算器を有しており、複数の軟判定帰還値は、伝送シンボルの離散値の重み付けされた部分によって構成された加算器に供給され、全帰還値から形成された誤差は、最適軟判定帰還値を形成するために最小化により最適化され、最小化された誤差が、推定方式に供給されて、受信されたシンボル用の推定量のためのソフトアウトプット情報の項を形成するようにすることにより達成される。

30

【0035】

離散値推定が減数状態のために帰還される公知の受信機とは異なり、本発明によると、帰還値を形成するために中間値を使用することができ、その中間値は、他の値に適合される。デジタル伝送システムでは、受信機内の伝送シンボル及び推定量は、例えば、値 - 1 又は 1 を有している。つまり、本発明の受信機では、- 1 ~ 1 の範囲内の値を有している中間値を帰還することができ、その結果、一層良好な帰還値、従って、一層良好な推定値を受信シンボルのために達成することができる。

40

【0036】

【発明の実施の形態】

本発明では、受信機は、受信シンボル用の少なくとも 1 つの推定量のためのソフトアウトプット（信頼度）情報を形成する。受信機では、どの程度の信頼度でデータが判定されたを示すソフトアウトプット（信頼度）情報を形成する推定方式を使用することができる。デジタル伝送では、例えば、対雑音抵抗性を強化するために、チャンネル符号化が屢々使用され（例えば、GSM での、畳み込み符号化）、その結果、次の復号器が、依然として推定データを復号化することができる。このために、有利には、復号器は、符号化され

50

たデータの推定量に加えてソフトアウトプット（信頼度）情報が供給されており、有利な実施例では、このソフトアウトプットSO情報から、受信機は、中間値を形成する。

【0037】

更に有利な実施例では、受信機は、単一方向又は双方向巡回規則を用いた最適単一シンボル推定方式を用いて、受信されたシンボル用のソフトアウトプット（信頼度）情報を形成する。

【0038】

受信されたシンボル用ソフトアウトプットSO情報は、更に、単純化された準最適推定方式を用いて、受信されたシンボルから受信機によって形成される。他方、例えば、単一方向又は双方向アルゴリズムは、シンボルの信頼度を計算するための最適な方式を示し、更に、複数の単純化された準最適方式があり、それによると、2つのアルゴリズムから系統的に導出され、又は、純粹にヒューリスティックな考察によって見つけられた。可能な単純化は、例えば、乗算を必要とする実際の確率を算出する代わりに、ACS演算（加算 - 比較 - 選択：Add - Compare - Select）により更新された加算的なパスメトリックを使用することである。純粹なビタービアルゴリズムVAは、シンボルの信頼度を形成するために変更してもよく、それにより、ソフトアウトプットビタービアルゴリズムSOVA（Soft - Output - VA）が達成される。つまり、準最適方式は、一般には、判定帰還の結果として、減数状態となる。

【0039】

別の実施例では、受信機は、帰還値を第1の共通成分と第2のプライベート成分とに分割する。つまり、プライベート及び/又はコモン判定帰還等化DFEに任意に分割する本発明の帰還の原理は、硬判定帰還ストラテジーと組み合わせてもよい。その結果、帰還期間は、4つまでの異なった成分によって形成される。例えば、推定されたパルス応答のエネルギー分布は、分割基準として使用してもよい。

【0040】

更に、前述の課題は、デジタル信号を受信するための受信機及びデジタル伝送システム及び方法によって達成される。

【0041】

本発明のこれらの観点及びその他の観点は、以下の実施例の説明により明らかとなる。

【0042】

【実施例】

図1では、左側部分に、符号間干渉と雑音2を発生するチャンネル1が示されている。右側部分には、プライベート判定帰還5を有する減数状態のトレリスベース推定方式3を備えた等化器4を図表示したものが示されている。

【0043】

全ての公知トレリスベース減数状態等化方式3に共通に、強い状態減数と硬判定帰還値を有する受信シンボルにとって、ソフトアウトプット（信頼度）情報 $m^{\wedge}(k)$ の品質は不十分であるという事実がある。一般的には、所定状態から出発するパス全てに対して、パルスホロアの作用が、関連のパスメトリックの計算のために考慮され、その際、離散値シンボルがパスヒストリから帰還され、離散値シンボルは、利用可能なシンボルアルファベットから採用される。従って、常に、帰還シンボルに関して硬判定を利用可能であり、その結果、このプロシージャは、後続部での硬判定帰還HDFを意味する。その原理は、図1に、帰還（プライベート）硬判定シンボル値 $a_{HDF}^{\wedge}(k - \mu, S^{(r)}(k))$ 5によって説明される。この図のチャンネルモデルは、既に僅かに書き直されており、それにより、パルス応答の成分 $h(0) \sim h(R)$ がMR個の状態を有するトレリスベース減数状態アルゴリズム3個の状態を有するトレリスベース減数状態アルゴリズム3によって考慮され、且つ、パルス応答の残余の成分 $h(R+1) \sim h(L-1)$ （いわゆるパルスホロア）が、判定帰還5によって考慮される（大抵の一般的な場合に各ハイパー状態 $S^{(r)}(k)$ で異なっている）ことが明瞭に示される。しかし、等化されるべきチャンネルパルス応答 $h(k)$ は、書き直しにも拘わらず、以前と全く同様に全長Lを有している。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 4 】

各ハイパー状態に対して別個のパスヒストリがあるので、図 1 の硬判定帰還の全値は、

【 0 0 4 5 】

【 数 5 】

$$\xi_{HDF}(k, S^{(r)}(k)) = \sum_{\mu=R+1}^{L-1} \hat{a}_{HDF}(k-\mu, S^{(r)}(k)) \cdot \hat{h}(\mu) \quad (4)$$

【 0 0 4 6 】

であり、通常、ハイパー状態相互で異なっている。

10

【 0 0 4 7 】

図 1 のブロック回路図は、図 2 の様書き直されており、付加的な雑音項 $n_{HDF}\{k, S^{(r)}(k)\}$ の特徴を示し、この項は、等化器の各々のパスレジスタからの誤った判定の帰還から展開される。雑音項 $n_{HDF}\{k, S^{(r)}(k)\}$ は、一般的に、各状態相互で区別され、と言うのは、各ハイパー状態 $S^{(r)}(k)$ は、一般的に、この状態に導くパスに沿ったシンボルに対して異なった値 $\hat{a}_{HDF}(k-\mu, S^{(r)}(k))$ を有しているからである。ハイパー状態 $S^{(r)}(k)$ での硬判定帰還によって生じた誤差の場合には、以下の式が保持される。

【 0 0 4 8 】

【 数 6 】

$$n_{HDF}(k, S^{(r)}(k)) = \sum_{\mu=R+1}^{L-1} a(k-\mu) \cdot h(\mu) - \sum_{\mu=R+1}^{L-1} \hat{a}_{HDF}(k-\mu, S^{(r)}(k)) \cdot \hat{h}(\mu)$$

20

$$n_{HDF}(k, S^{(r)}(k)) = \sum_{\mu=R+1}^{L-1} a(k-\mu) \cdot h(\mu) - \xi_{HDF}(k, S^{(r)}(k)) \quad (5)$$

30

【 0 0 4 9 】

帰還シンボルに関する判定全てが正しいと仮定される限り、(理想的なチャンネル推定を用いて) $n_{HDF}(k, S^{(r)}(k))=0$ 及び硬判定帰還 HDF 方式によって高品質ソフトアウトプット(信頼度) SO 値 ($m^{\wedge}$) が発生されることが保持される。しかし、殊に、チャンネルが小さな信号対雑音比を有している場合、帰還シンボル値の一般的な正確さを直ちに仮定し得ず、その結果、ソフトアウトプット(信頼度) SO 値の質に否定的な影響を及ぼす判定帰還によって、付加的な雑音が、システム内に導入される。つまり、強く減数された状態ソフトアウトプット(信頼度) SO 等化方式により、ソフトアウトプット(信頼度) SO 値は、適切な状態減数を有する方式を用いた場合よりも明らかに低く、即ち、シンボル誤差確率の形成された推定量と実際値とは著しく異なっている。と言うのは、シンボル誤差確率の形成された推定量と実際値とは著しく異なっている。と言うのは、誤ったシンボル $\hat{a}_{HDF}(k-\mu, S^{(r)}(k))$ が過度に頻繁に発生するので、距離の計算時誤差が過度に大きくなり過ぎるからである。この結果、チャンネル復号化後のビット誤差率が増大する。

40

【 0 0 5 0 】

別の実施例としては、等化のために使用される方式が記載されている。しかし、基本プロシージャータは、他のトレリス符号化信号に拡張される。CPM 信号は、チャンネルによって歪められた信号同様のトレリス符号化信号として解釈される。CPM では、パルス雑音は、伝送スペクトルを圧縮するために、意図的に信号内に挿入される。従って、トレリススペース推定方式は、分散チャンネルに亘って伝送された信号用と同様にして CPM 用を使用され、その結果、本発明の技術思想は、CPM を用いた符号化伝送のために使用され

50

る。

【 0 0 5 1 】

既述の実施例では、修正された帰還項は、距離の計算の際に使用される。1可能性は、帰還項を、帰還誤差の平均重みが最小化されるように選択することにある。以下推論されるように、軟判定帰還値 $a_{\text{SDF}}(k-\mu, S^{(r)}(k))$ は、この目的のため、つまり、この方式を用いて、その値が充分正確に計算されるのに必要である。誤差の重みが最小化された場合、現在の状態 $S^{(r)}(k)$ についての知識と瞬時点 $k-1$ までの受信信号についての知識は使用できる。数式で、所定の期待値が、或る瞬時点で最小化され、各状態に対して、以下のようになる：

【 0 0 5 2 】

10

【 数 7 】

$$\varepsilon\{|n(k, S^{(r)}(k))|^2 \mid S^{(r)}(k), \langle r(v) \rangle_0^{k-1}\} = \min \quad (6)$$

【 0 0 5 3 】

誤差重みの表現は、

【 0 0 5 4 】

【 数 8 】

20

$$|n(k, S^{(r)}(k))|^2 = \left| \sum_{\mu=R+1}^{L-1} a(k-\mu) \cdot h(\mu) - \xi(k, S^{(r)}(k)) \right|^2 \quad (7)$$

【 0 0 5 5 】

二乗誤差の、この式は、式(6)による期待値の形成の際に使用され、複合帰還後の全表現から導出される。最小値を見つけるために、この式は、ゼロに設定される。

【 0 0 5 6 】

【 数 9 】

$$\frac{\partial \varepsilon\{|n(k, S^{(r)}(k))|^2 \mid S^{(r)}(k), \langle r(v) \rangle_0^{k-1}\}}{\partial \xi(k, S^{(r)}(k))} \quad (8)$$

30

$$= \varepsilon\left\{-\left[\sum_{\mu=R+1}^{L-1} a(k-\mu) \cdot h(\mu) - \xi(k, S^{(r)}(k))\right]^* \mid S^{(r)}(k), \langle r(v) \rangle_0^{k-1}\right\} = 0$$

【 0 0 5 7 】

40

この式から、

【 0 0 5 8 】

【 数 1 0 】

$$\sum_{\mu=R+1}^{L-1} \varepsilon\{a(k-\mu) \cdot h(\mu) \mid S^{(r)}(k), \langle r(v) \rangle_0^{k-1}\} - \xi(k, S^{(r)}(k)) = 0 \quad (9)$$

【 0 0 5 9 】

と、値

【 0 0 6 0 】

50

【数 1 1】

$$\xi_{SDF}(k, S^{(r)}(k)) = \sum_{\mu=R+1}^{L-1} \hat{h}(\mu) \cdot \varepsilon\{a(k-\mu) \mid S^{(r)}(k), \langle r(v) \rangle_0^{k-1}\} \quad (10)$$

【0061】

が、ハイパー状態 $S^{(r)}(k)$ にするブランチ全ての最小誤差重みに対する最適軟判定帰還値として、推定された（期待された）チャンネルパラメータ $h(\mu)$ を用いて得られる。

【0062】

10

帰還されるそれぞれの単一シンボルの最適値である実際の結果は、以下で見つけられる。

【0063】

【数 1 2】

$$\hat{a}_{SDF}(k-\mu, S^{(r)}(k)) = \varepsilon\{a(k-\mu) \mid S^{(r)}(k), \langle r(v) \rangle_0^{k-1}\}$$

$$\hat{a}_{SDF}(k-\mu, S^{(r)}(k)) = \sum_{m=0}^{M-1} Pr\{a(k-\mu) = A_m \mid S^{(r)}(k), \langle r(v) \rangle_0^{k-1}\} \cdot A_m \quad (11)$$

20

【0064】

その際、 $A_m, m \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ は、 M 段伝送のシンボルアルファベット A からの許容された振幅係数を示す。個別帰還値は、本発明によると、伝送シンボルの数 A から離散値 A_m の重み付けされた成分によって形成され、従って、排他的に A から選択されるのではなく、値のアナログ領域を有している。従って、軟判定帰還値（SDF）は、誤差の重みを最小化するために使用される。例えば、 $A_0 = 1$ 、及び $A_1 = -1$ を用いた 2 進伝送では、以下が保持される。

30

【0065】

【数 1 3】

$$-1 \leq \hat{a}_{SDF}(k-\mu, S^{(r)}(k)) \leq 1 \quad (12)$$

【0066】

式（11）に必要な状態依存シンボル確率 (m^*) は、各々仕様されたトレリスベース等化方式を用いて計算することができる。

【0067】

式（11）で使用される所要シンボル確率は、いずれにせよ、減数状態単一方向アルゴリズムでの中間の大きさとして既に利用可能であり、その結果、軟判定帰還値の使用は、もっと多くの回路と、この回路でのコストを意味するものではない。

40

【0068】

軟判定帰還値を形成する方式を説明するために、単一方向アルゴリズムの減数状態バリエーションについて、ここでは、1 実施例として概説する。

【0069】

シンボル $a(k)$ に対する最適ソフトアウトプット（信頼度）情報

$Pr\{a(k) = A_m \mid r(v)\}$ に対する近似値

【0070】

【数 1 4】

50

$$Pr\{a(k)=A_m \mid \langle r(v) \rangle_0^{k+D}\}, m \in \{0, \dots, M-1\} \quad (13)$$

【 0 0 7 1 】

が、アルゴリズムを用いて計算される。近似値は、第 1 に、状態それ自体の減数の結果であり、第 2 に、更に将来の D 受信値 $r(v)$ のみ（従って、 $v = k + D$ に至るまでのみ）評価されるという事実によって生じる。従って、受信値の全系列が、個別 $a(k)$ 用のソフトアウトプット（信頼度）情報を判定するのに使用されるわけではない。しかし、十分に大きい D に対して、近似は、既に非常に正確であると仮定されている。従って、アルゴ

10

【 0 0 7 2 】

【 数 1 5 】

$$Pr\{a(k-D) \mid \langle r(v) \rangle_0^k\} = \frac{p(a(k-D), \langle r(v) \rangle_0^k)}{\sum_{\bar{a}(k-D)} p(\bar{a}(k-D), \langle r(v) \rangle_0^k)} \quad (14)$$

20

【 0 0 7 3 】

から形成されるソフトアウトプット（信頼度）情報が与えられる。ここで、時間期間 k 内で生じるソフトアウトプット（信頼度）情報の論議の際の判定遅延は、信号要素 $a(k-D)$ の場合に考慮され、瞬時点 k に至るまでの受信値は分かっていると仮定された。

【 0 0 7 4 】

トレリスベースアルゴリズムから読み出されるべき所望のソフトアウトプット（信頼度）情報の計算は、式（14）の分子及び分母内の全分布率関数を前提とし、この関数は、再度、以下の式で計算される。

【 0 0 7 5 】

【 数 1 6 】

30

$$\begin{aligned} p(a(k-D), \langle r(v) \rangle_0^k) &= \sum_{S^{(r)}(k+1)} p(a(k-D), S^{(r)}(k+1), \langle r(v) \rangle_0^k) \\ &= \sum_{S^{(r)}(k+1)} Pr\{a(k-D) \mid S^{(r)}(k+1), \langle r(v) \rangle_0^k\} \cdot p(S^{(r)}(k+1), \langle r(v) \rangle_0^k) \\ &= \sum_{S^{(r)}(k+1)} Pr\{a(k-D) \mid S^{(r)}(k+1), \langle r(v) \rangle_0^k\} \cdot \alpha(k+1, S^{(r)}(k+1)) \end{aligned} \quad (15)$$

40

【 0 0 7 6 】

最後のステップで、短縮された式

【 0 0 7 7 】

【 数 1 7 】

$$\alpha(k, S^{(r)}(k)) \doteq p(S^{(r)}(k), \langle r(v) \rangle_0^{k-1}) \quad (16)$$

【 0 0 7 8 】

は、 $S^{(r)}(k)$ の全確率及び部分受信系列

【 0 0 7 9 】

【 数 1 8 】

$$\langle r(v) \rangle_0^{k-1}$$

10

【 0 0 8 0 】

のために使用され、このために、この大きさは、状態確率を示すことができる。

【 0 0 8 1 】

式(15)の第2の確率大きさは、正確に、軟判定帰還を判定するために必要である値に相応し、この値によって、状態判定ソフトアウトプット(信頼度)情報

【 0 0 8 2 】

【 数 1 9 】

$$Pr\{a(k-\delta) | S^{(r)}(k), \langle r(v) \rangle_0^{k-1}\}$$

20

【 0 0 8 3 】

が示される。これは、予備のタイプであり、状態 $S^{(r)}(k)$ 及び受信系列が $r(k-1)$ に至るまでのみ観測された状態下で、シンボル $a(k-\delta)$ の状態依存シンボル確率である。

【 0 0 8 4 】

その結果、単一アルゴリズムは、所望のソフトアウトプット(信頼度)情報($a(k-\delta)$ のシンボル確率に相応する)を、状態確率と状態判定シンボル確率との積の和から判定することができ、2つの大きさ(減数状態の場合での近似によって)のそれぞれに対し

30

【 0 0 8 5 】

【 数 2 0 】

$$\alpha(k+1, S^{(r)}(k+1)) \approx \sum_{S^{(r)}(k) \in V(S^{(r)}(k+1))} \alpha(k, S^{(r)}(k)) \cdot \gamma(S^{(r)}(k), S^{(r)}(k+1)) \quad (17)$$

【 0 0 8 6 】

その際、 $V(S^{(r)}(k+1))$ は、 $S^{(r)}(k+1)$ の許容された先行状態全てを示す。この式では、 $\gamma(S^{(r)}(k), S^{(r)}(k+1))$ は、状態 $S^{(r)}(k)$ から $S^{(r)}(k+1)$ への遷移(ブランチ)のブランチ確率を示し、以下の比例式によるガウス雑音で表現することができる。

40

【 0 0 8 7 】

【 数 2 1 】

$$\gamma(S^{(r)}(k), S^{(r)}(k+1)) \sim \exp\left(-\frac{\lambda_{S^{(r)}(k) - S^{(r)}(k+1)}}{2\sigma^2}\right) \quad (18)$$

【 0 0 8 8 】

((2)参照)。 σ^2 は、雑音過程の可変条件数である。

50

【 0 0 8 9 】

状態判定ソフトアウトプット（信頼度）情報の第2の巡回は、以下の計算によって見つ
けられる。

【 0 0 9 0 】

【 数 2 2 】

$$Pr \{a(k-\delta) | S^{(r)}(k+1), \langle r(v) \rangle_0^k\} \quad (19)$$

$$\approx \frac{\sum_{S^{(r)}(k) \in V(S^{(r)}(k+1))} [Pr \{a(k-\delta) | S^{(r)}(k), \langle r(v) \rangle_0^{k-1}\}]}{\alpha(k+1, S^{(r)}(k+1))}.$$

10

$$\cdot \frac{\alpha(k, S^{(r)}(k)) \cdot \gamma(S^{(r)}(k), S^{(r)}(k+1))}{\alpha(k+1, S^{(r)}(k+1))}$$

【 0 0 9 1 】

この計算は、 $D - \delta - R + 1$ の全て、及び、 $a(k - \delta) \in A$ の全ての場合に、つまり 20
、各新たな状態 $S^{(r)}(k+1)$ の場合に行うことができる。

【 0 0 9 2 】

状態を考慮しない（従って、 $\delta = R$ ）時間期間 k 内のシンボルの入るべき状態判定ソフ
トアウトプット（信頼度）情報のために、計算は、以下を介して保持され、

【 0 0 9 3 】

【 数 2 3 】

$$Pr \{a(k-R) | S^{(r)}(k+1), \langle r(v) \rangle_0^k\}$$

30

$$= \frac{\alpha(k, S(a(k-R)) \wedge V(S^{(r)}(k+1))) \cdot \gamma(S(a(k-R)) \wedge V(S^{(r)}(k+1)), S^{(r)}(k+1))}{\alpha(k+1, S^{(r)}(k+1))} \quad (20)$$

【 0 0 9 4 】

それ故、この計算は、各新たなハイパー状態及び $a(k - \delta) \in A$ 全てに対して行われる
。集合

【 0 0 9 5 】

40

【 数 2 4 】

$$S(a(k-R)) \doteq \{S^{(r)}(k) = (\tilde{a}(k-1) \tilde{a}(k-2) \dots \tilde{a}(k-R)) | \tilde{a}(k-R) = a(k-R)\} \quad (21)$$

【 0 0 9 6 】

が使用され、定義されたシンボル $a(k - R)$ とそれぞれの時間位置を含む状態全てが含
まれる。従って、 $S(a(k - R)) \cap V(S^{(r)}(k+1))$ は、
 $S^{(r)}(k)$ の先行であって、要素 $a(k - R)$ を含む1状態
 $S^{(r)}(k+1)$ を表す。大きさ
 $y(S(a(k - R)) \cap V(S^{(r)}(k+1)))$ 、 $S^{(r)}(k+1)$ は、この

50

$S^{(r)}(k)$ から $S^{(r)}(k+1)$ に導くブランチの確率である。

【0097】

このようにして、ソフトアウトプット（信頼度）情報を判定するために必要な大きさは全て、巡回的に計算することができる。

【0098】

単一方向アルゴリズムに加えて、軟判定帰還を有する減数状態双方向アルゴリズムを利用することができる。双方向アルゴリズムの $\alpha(k, S(k))$ を判定するための前方巡回は、同時に、単一方向アルゴリズムの本質的部分を形成するので、これは、適切な付加回路と、軟判定帰還のために必要な確率を判定するために巡回が必要な、単一方向アルゴリズムの付加的な第2の巡回を含むことから生じるコストしか必要としない。このために更新されるべきパスレジスタの長さは、 $L-1-R$ に過ぎない。と言うのは、この組み合わせられたアルゴリズムの単一方向部分は、判定帰還のために必要であるに過ぎず、双方向部分によって計算されるシンボル確率を計算するためには必要でないからである。逆に、明らかに一層複雑な第2前方巡回は、純粋に単一方向アルゴリズムで必要である。と言うのは、 $D \geq L$ の推定遅延は、統計的關係をほぼ完全に記録するための最小位相チャンネル内で必要であるからである。

【0099】

最小二乗誤差を有する式(10)による $\xi_{SDF}(k, S^{(r)}(k))$ の解は、考え得る軟判定帰還ストラテジーの大きな領域から考えられる1つの可能性であるに過ぎない。特に、準最適な方式によると、準最適な軟判定帰還値を用いることができるか、又は、必要であるかのどちらかである。

【0100】

判定帰還を、プライベート判定帰還等化DFE及び1つのコモン判定帰還等化DFEに細分割するという既述の原理は、共通判定帰還等化DFEを排他的に使用するか、又は、プライベート判定帰還等化DFEを排他的に使用するか、どちらかの極端な2つの場合での軟判定値を用いた別の問題なしに可能である。

【0101】

パルスホロアの第1の部分が距離の計算に考慮される図3に示された帰還項

【0102】

【数25】

$$\xi_{SDF}(k, S^{(r)}(k)) = \sum_{\mu=R+1}^{R'} \hat{h}(\mu) \cdot \hat{a}_{SDF}(k-\mu, S^{(r)}(k)) \quad (22)$$

【0103】

は、各状態に対して個別に形成され、再度、状態依存軟判定シンボル値が使用される。他方、パルスホロアの最後の部分を考慮する帰還項

【0104】

【数26】

$$\xi_{SDF}(k) = \sum_{\mu=R'+1}^{L-1} \hat{h}(\mu) \cdot \hat{a}_{SDF}(k-\mu, k) \quad (23)$$

【0105】

は、全ての場合で同一であり、従って、共通の軟判定シンボル $\hat{a}_{SDF}(k-\mu, k)$ を用いて一度だけ計算される必要がある。つまり、プライベート及び/又はコモン判定帰還等化DFEに任意に分割される軟判定帰還の原理は、硬判定帰還ストラテジーと組み合わせられる。一般的には、項は、4つの異なった部分に至るまで形成される： $\xi_{SDF}(k, S^{(r)}(k))$, $\xi_{HDF}(k, S^{(r)}(k))$, $\xi_{SDF}(k)$ 及び $\xi_{HDF}(k)$, その際、例えば、推定されたパルス応答のエネルギー分布 $\hat{h}(\mu)$, $0 \leq \mu \leq L-1$ は、分割基準として使用することができる。

【 0 1 0 6 】

デジタル伝送システムは、受信機を有しており、該システムで、トレリスベース方式（ 3 ）によって、少なくとも 1 つの帰還値（ ξ ）の帰還（ 5 ）の結果として減らされた状態数と共に、伝送システム（ 1 ）の推定されたパルス応答（ $h^{\wedge}$ ）を用いて受信された信号（ r ）用の推定量（ $a^{\wedge}$ ）が形成され、帰還値（ ξ ）は、少なくとも 1 つの推定量（ $a^{\wedge}$ ）から判定される。デジタル伝送用の減数された状態推定方式により、問題は、初期の誤りのあるシンボル判定の帰還によって生じた付加的な雑音成分から生じる。帰還による減らされた状態数にも拘わらず、受信された信号（ r ）用の最適推定量（ $a^{\wedge}$ ）を達成するために、受信機は、少なくとも 1 つの中間値（ $a^{\wedge}_{SDF}$ ）から帰還値（ ξ ）を形成する。デジタル伝送システムでは、伝送シンボル（ a ）と推定量（ $a^{\wedge}$ ）は、値 - 1 か又は 1 を受信機内に有している。本発明の受信機では、- 1 ~ 1 の範囲内の値を有している中間値（ $a^{\wedge}_{SDF}$ ）は、帰還することができ、その結果、比較的良好な帰還値（ ξ ）、従って、受信信号（ r ）用の比較的良好な推定量（ $a^{\wedge}$ ）が達成される。

10

【 0 1 0 7 】

【発明の効果】

本発明の利点を有する質を持った推定方式（例えば、等化方式）のソフトアウトプット（信頼度） SO 値が、軟判定入力情報を処理することができるダウンストリーム復号器で実質的に利用される場合、軟判定シンボル値の帰還を行う本発明の方式により、デジタル伝送の電力効率の点で明らかな利得が得られる。

【 0 1 0 8 】

20

更に、硬判定帰還を使用するそれぞれの方式と比較して、判定帰還方式によって付加的に生じた雑音電力は、最小平均二乗誤差の推定に基づいて約 1 dB だけ低減される。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 トレリスベース減数状態等化器を用いて、符号間干渉を等化するプロシージャ-のブロック回路図を示し、

【図 2】 判定帰還から展開された付加的な（プライベートな）雑音期間 n を説明するための、変更されたブロック回路図を示し、

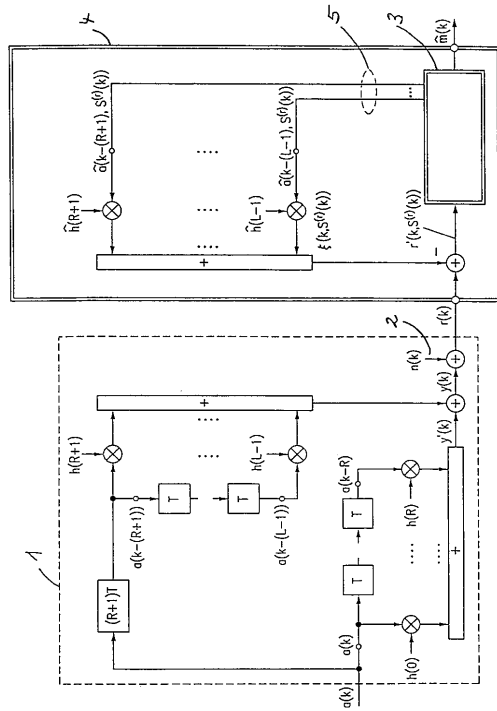
【図 3】 判定帰還がプライベート成分及び共通成分に分割された場合のブロック回路図を示す。

【符号の説明】

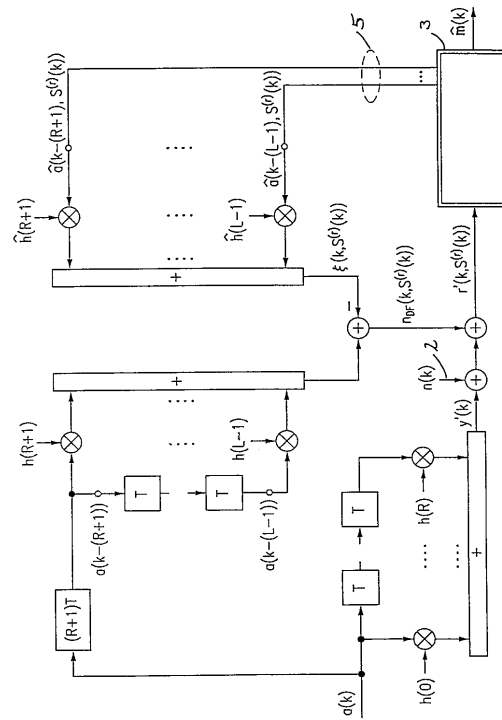
30

- 1 伝送系
- 2 雑音
- 3 トレリスベース推定方式
- 4 等化器
- 5 帰還

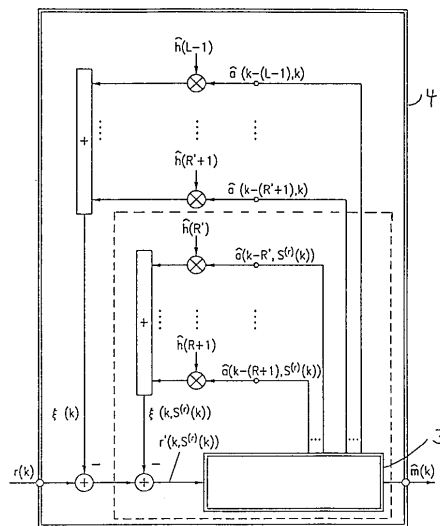
【図 1】



【図 2】



【図 3】



フロントページの続き

- (72)発明者 ライムント マイアー
ドイツ連邦共和国 ニュルンベルク レーテンバッハー ハウプトシュトラッセ 5 3
- (72)発明者 シュテファン ミュラー
ドイツ連邦共和国 エアランゲン ゲシュヴィスター - ショル - シュトラッセ 1
- (72)発明者 ヴォルフガング ゲルシュタッカー
ドイツ連邦共和国 ニュルンベルク ズィッテンバッハー シュトラッセ 1 4 アー
- (72)発明者 ヨハネス フーバー
ドイツ連邦共和国 ランゲンゼンデルバッハ ヴァルトシュトラッセ 1 ツェー

審査官 彦田 克文

- (56)参考文献 Jianjun Wu et al. , A new adaptive equalizer with channel estimator for mobile radio communication , IEEE Transactions on Vehicular Technology , 米国 , 1 9 9 6年 8月 , Vol. 45, Issue 3 , Pages 467 - 474
- Muller, S.H. et al. , Reduced-state soft-output trellis-equalization incorporating soft feedback , Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM '96. 'Communications: The Key to Global Prosperity , 米国 , 1 9 9 6年 1 1月 , Vol. 1 , Pages 95 - 100

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B名)

H04L 27/22
H04L 27/227
H04L 27/38
H04B 3/06