

【技術分類】 2 - 3 - 1 周辺要素技術 / チャネル推定・等化技術 / チャネル推定技術

【 F I 】 H03M13/39

【技術名称】 2 - 3 - 1 - 1 M 系列と Hadamard 系列相關

【技術内容】

原理:

M系列は、生成される線形帰還シフトレジスタ(LFSR)において係数多項式を考え、その多項式が有限体GF(2)上の原始多項式であるときのみ生成され、優れた自己相關特性をもつ。Hadamard系列は、Hadamard行列から生成され、直交系列である。

詳細:

M系列は、最大周期シフトレジスタ系列であり、図(a)のような排他的論理和 $\oplus$ による帰還タップをもつLFSRに全ゼロ以外の初期値を与えることにより生成される周期系列である。このとき、図(b)に図(a)の4段LFSRで生成される周期15のM系列の時間波形(パルス時間幅 T_c)を示す。また、図(c)は、その自己相關関数を表し、位相差15ごと(周期15)に鋭いピークをもつ。ただし、図(b)の0、1の系列を1、-1の系列に置き換えた系列について計算を行った。M系列の自己相關関数は、位相差ゼロで鋭いピークをもち、位相差ゼロ以外ではゼロとなる白色雑音の自己相關関数に似ていることから、疑似雑音系列と呼ばれる。

Hadamard系列は、次の $2^k \times 2^k$ のHadamard行列の行ベクトルとして定義することができる。要素を0と1で表すと、Hadamard系列 $\mathbf{c}_i (i=1, 2, \dots, 2^k)$ は

$$\begin{bmatrix} \mathbf{c}_1 \\ \mathbf{c}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{c}_n \end{bmatrix} = \mathbf{H}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{k-1} & \mathbf{H}_{k-1} \\ \mathbf{H}_{k-1} & \bar{\mathbf{H}}_{k-1} \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

となる。ここで、 $\bar{\mathbf{H}}_{k-1}$ は、 $\mathbf{H}_{k-1}$ の補数で、各要素を反転($0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow 0$)した行列を意味する。第 i 系列と第 j 系列の規格化された相互相關 λ_{ij} は

$$\lambda_{ij} = \begin{cases} 0 & i \neq j \\ 1 & i = j \end{cases}$$

であり、Hadamard系列は直交系列となる。

長所:

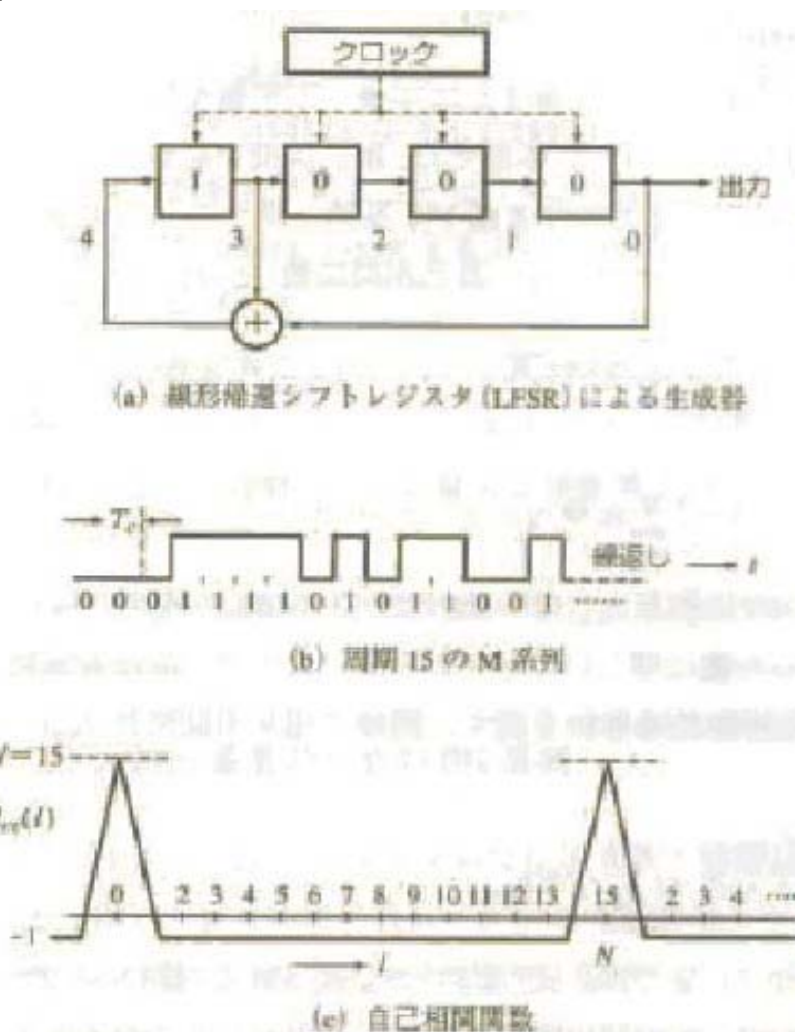
M系列は、優れた自己相關特性をもち、Hadamard系列は優れた相互相關特性をもつ。

従来技術・歴史:

M系列やHadamard系列は優れた相關特性をもつ性質からスペクトル拡散に用いられている。ただし、M系列は数が少ないため、二つのM系列から生成できるGold系列を用いる場合が多い。

【図】

LFSRによる生成器



出典：“スペクトル拡散通信とその応用”，“1998”，“丸林元,中川正雄,河野隆二 著”，“電子情報通信学会 発行”，“p.55, 図3.1: LFSRによる生成器”

【出典】

[1] “スペクトル拡散通信とその応用”，“1998”，“丸林元,中川正雄,河野隆二 著”，“電子情報通信学会 発行”

【参考資料】

[2] “スペクトル拡散通信システム”，“1988”，“横山光雄 著”，“科学技術出版社 発行”

【技術分類】 2 - 3 - 1 周辺要素技術 / チャネル推定・等化技術 / チャネル推定技術

【 F I 】 H03M13/39

【技術名称】 2 - 3 - 1 - 2 M アルゴリズム

【技術内容】

原理:

系列をツリーおよびトレリスから推定する際に、各時刻の全ノードの中で M 個のみを生き残りとする事で距離計算の回数を大幅に削減する。

詳細:

M アルゴリズム[1]について畳み込み符号の復号を例に上げて説明する。まず、図 1 に拘束長 $K = 3$ 、符号化率 $R = 1/2$ の畳み込み符号器の構成を示す。図中の b は符号器への入力ビットで、 $c^{(1)}$ と $c^{(2)}$ は符号器からの出力ビットである。この符号器が生成する畳み込み符号のツリー図を図 2 (a) に示す。実線が $b = 0$ で、破線が $b = 1$ のときの枝を示しており、図より符号器の初期状態が全零であるとする、最初に 0 を入力したときの出力が 00 で、1 を入力したときの出力が 11 であることが読み取れる。

M アルゴリズムを用いる畳み込み符号の硬判定復号では、最尤推定に基づいて受信ビット系列と出力ビット系列とのハミング距離を最小にする系列を決定する。その際、図 2 (a) のツリー図では、ノード数が 2^t となり、距離計算の回数が指数的に増加する。そこで、M アルゴリズムでは、各時刻においてハミング距離を計算し、距離が小さい方から M 個のノードのみを残す。次に、残したノードから枝を増やし、ハミング距離を計算し、 M 個のみを残す。この手順を続けることで、各時刻の距離計算の回数を、一つのノードからの枝の数を Q 、残すノードの数を M とすると、 MQ とすることができ、大幅に距離計算の回数を減らすことができる。 $M = 4$ のときの復号計算におけるツリー図を図 2 (b) に示す。 $t = 3$ では、ノード数が 8 となるため、そのうちでハミング距離が小さい 4 個を残している。また、 $t = 4$ では、残った 4 個のノードから生成される 8 個の枝に対して距離計算を行い、4 個のみを残す。すなわち、 $M = 4$ 、 $Q = 2$ なので、各時刻における距離計算の回数は、 $2M$ となる。なお、畳み込み符号の復号にはビタビアルゴリズムを適用するのが一般的であり、M アルゴリズムはビタビアルゴリズムと異なり、厳密な最尤系列推定を実現できない。

長所:

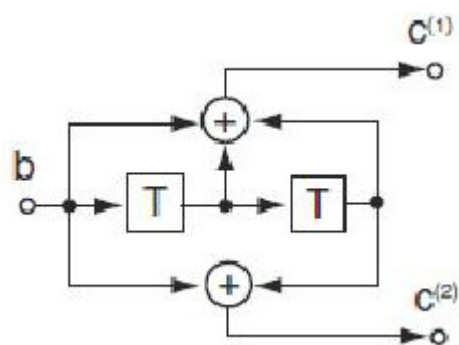
系列を推定する際に、距離計算の回数を一つのノードからの枝の数を Q 、残すノード数を M とすると、 MQ にでき、大幅に距離計算の回数を減らすことができる。

従来技術・歴史:

ツリー図で表現できる符号化系列を復号する際には、一つのノードからの枝の数を Q とすると、時刻 t におけるノード数は Q^t となり、指数的に増大することから非常に多くの距離計算回数が必要であった。

【図 1】

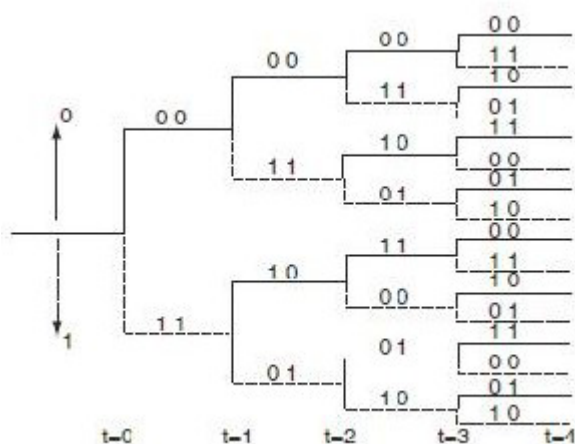
拘束 $K = 3$ 、符号化率 $R = 1/2$ の畳み込み符号器



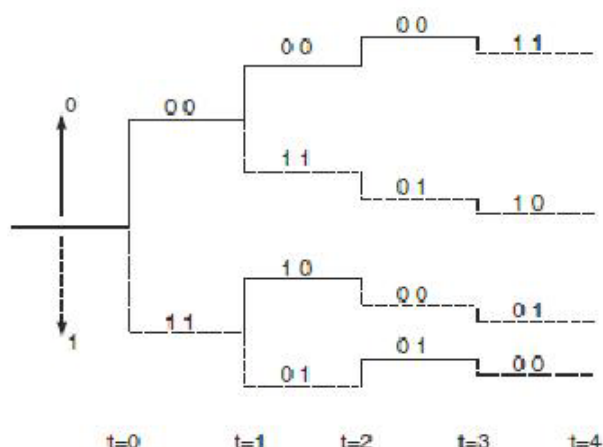
“ Sequential coding algorithms : a survey and cost analysis ” , “ IEEE Commun. , COM-32, pp.169-176 ” ,
 “ February 1984 ” , “ J. B. Anderson and S. Mohan 著 ” の記述を基に作成

【図 2】

Mアルゴリズムによる生き残りノード数の削減



(a)畳み込み符号のツリー図



(b)Mアルゴリズム適用時のツリー図($M=4$)

“ Sequential coding algorithms : a survey and cost analysis ” , “ IEEE Commun. , COM-32, pp.169-176 ” ,
 “ February 1984 ” , “ J. B. Anderson and S. Mohan 著 ” の記述を基に作成

【出典】

[1] “ Sequential coding algorithms : a survey and cost analysis ” , “ IEEE Commun. , COM-32, pp.169-176 ” , “ February 1984 ” , “ IEEE 発行 ” , “ J. B. Anderson and S. Mohan 著 ”

【参考資料】

[2] “ Digital Communications Fourth Edition ” , “ 15th, August 2000 ” , “ Jhon G. Proakis 著 ” ,
 “ McGraw-Hill 発行 ” , “ ISBN 0-07-232111-3 ”

【技術分類】 2 - 3 - 1 周辺要素技術 / チャネル推定・等化技術 / チャネル推定技術

【 F I 】 H03M13/41

【技術名称】 2 - 3 - 1 - 3 適応形系列推定(Viterbi)アルゴリズム

【技術内容】

原理:

トレリス線図において一つの状態に合流する複数のパスの中で一つのみを選択することにより、効率的に厳密な最尤復号を行う。

詳細:

ビタビアルゴリズムについて畳み込み符号の硬判定復号を例に上げて説明する。まず、図1に拘束 $K=3$ 、符号化率 $R=1/2$ の畳み込み符号器の構成を示す。図中の b は符号器への入力ビットで、 $c^{(1)}$ と $c^{(2)}$ は符号器からの出力ビットである。この符号器が生成するトレリス線図を図2(a)に示す。図中の σ_k ($k=0,1,2,3$) は状態を表し、状態数は 2^{K-1} となる。また、0/00 は入力ビット b が0のとき、出力ビットが $c^{(1)}=0$ 、 $c^{(2)}=0$ であることを表す。

時刻 t において送信された符号化ビットを $c_t^{(1)}$ 、 $c_t^{(2)}$ とし、受信ビットを $r_t^{(1)}$ 、 $r_t^{(2)}$ とする。このとき、時刻 $t-1$ の状態 $\sigma^{(t-1)}$ から時刻 t の状態 $\sigma^{(t)}$ へ遷移した際のブランチメトリック $\mu(\sigma^{(t-1)} \rightarrow \sigma^{(t)})$ は

$$\mu(\sigma^{(t-1)} \rightarrow \sigma^{(t)}) = |\hat{c}_t^{(1)} - r_t^{(1)}| + |\hat{c}_t^{(2)} - r_t^{(2)}|$$

となる。ここで、 $|\hat{c}_t^{(1)} - r_t^{(1)}|$ は符号化ビットの候補 $\hat{c}_t$ と受信ビットのハミング距離である。さらに、時刻 t におけるパスメトリック $PM(\sigma^{(t)})$ は

$$PM(\sigma^{(t)}) = PM(\sigma^{(t-1)}) + \mu(\sigma^{(t-1)} \rightarrow \sigma^{(t)})$$

となる。ビタビアルゴリズムでは、時刻 t において状態 $\sigma_k^{(t)}$ に遷移する枝のうちで最も確からしい、すなわち、パスメトリック $PM(\sigma_k^{(t)})$ が最小になる枝を生き残りパスとして選ぶ。図2(b)にビタビアルゴリズムを用いて生き残りパスを選択したトレリス線図を示す。この図では状態数が4であり、各状態に合流する2本の枝の中でパスメトリックが小さい方が選択され、最終的に4パスが生成されているのがわかる。

長所:

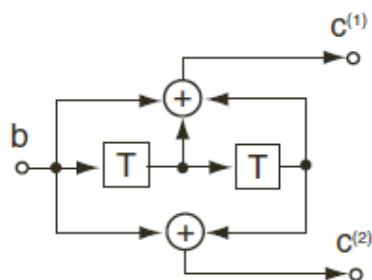
同じ状態に遷移する枝を間引くことにより、系列の長さに対して指数的に増える系列数を状態数に減らすことができ、非常に効率的な最尤復号を実現できる。

従来技術・歴史:

畳み込み符号の復号法として最初に提案された復号アルゴリズムは、Wosencraftにより提案され、Fanoにより部分的に改良された逐次復号アルゴリズムである。逐次復号アルゴリズムの性能は、ビタビアルゴリズムの性能に匹敵するが、非常に大きな復号遅延が生じるという問題があった。

【図 1】

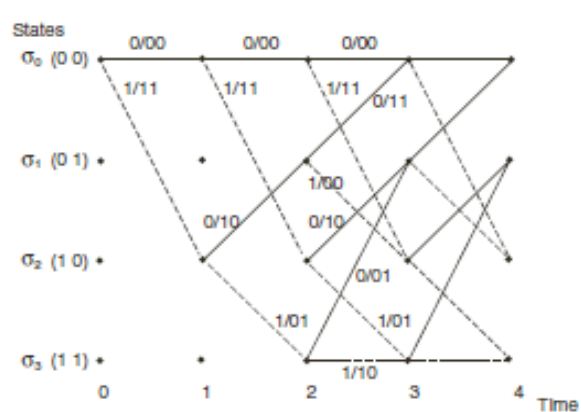
拘束長3、符号化率1/2 の畳み込み符号器



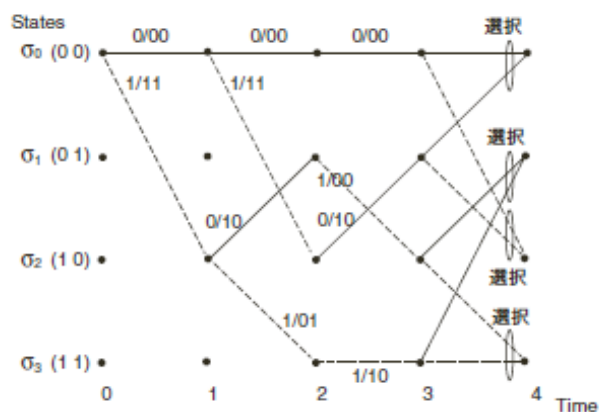
“Digital Communications Fourth Edition”, “15th, August 2000”, “Jhon G. Proakis 著”, “McGraw-Hill 発行”, “ISBN 0-07-232111-3”, “pp. 471-521, Sec. 8.2: CONVOLUTIONAL CODES,” の記述を基に作成

【図 2】

トレリス線図とビタビアルゴリズム



(a)トレリス線図



(b)ビタビアルゴリズム

“Digital Communications Fourth Edition”, “15th, August 2000”, “Jhon G. Proakis 著”, “McGraw-Hill 発行”, “ISBN 0-07-232111-3”, “pp. 471-521, Sec. 8.2: CONVOLUTIONAL CODES,” の記述を基に作成

【出典 / 参考資料】

[1] “Digital Communications Fourth Edition”, “15th, August 2000”, “Jhon G. Proakis 著”, “McGraw-Hill 発行”, “ISBN 0-07-232111-3”

【技術分類】 2 - 3 - 1 周辺要素技術 / チャネル推定・等化技術 / チャネル推定技術

【 F I 】 H03M13/39

【技術名称】 2 - 3 - 1 - 4 MLSE¹

【技術内容】

原理:

通信路を畳み込み符号器として扱うことで、ビタビアルゴリズムを用いて送信シンボルの最尤系列推定を行う。

詳細:

最尤系列推定器(MLSE)は周波数選択性フェージング補償技術として広く検討されており、マルチパス遅延波も有効に合成し判定を行うため、優れた伝送特性を実現できる。符号間干渉が発生するマルチパス通信路を図1に示す。時刻 iT (T はシンボル周期)における送信信号を s_i 、受信信号を r_i とすると、 r_i は

$$r_i = h_0 s_i + h_1 s_{i-1} + n_i$$

と表せる。ここで、 h_0 、 h_1 は2パスモデルにおける各パスの複素振幅で、 n_i は雑音である。

MLSEは通信路を畳み込み符号器として考え、送信シンボル系列をビタビアルゴリズムを用いて決定する。送信信号 s_i が変調多値数 $M=4$ のQPSK変調とすると、図1の通信路は、拘束長 $K=2$ の畳み込み符号器として考えることができるので、そのトレリス線図は図2(a)のように状態数 $M^{K-1}=4$ で表すことができる。MLSE受信機の構成を図2(b)に示す[1]。受信信号 r_i に対して受信信号のレプリカ $\hat{r}_i$ を生成し、その差の絶対値2乗値をブランチメトリックとして、ビタビアルゴリズムを行う。ブランチメトリック $\mu(\sigma^{(i-1)} \rightarrow \sigma^{(i)})$ は

$$\mu(\sigma^{(i-1)} \rightarrow \sigma^{(i)}) = |r_i - \hat{r}_i|^2 = |r_i - (\hat{h}_0 \hat{s}_i + \hat{h}_1 \hat{s}_{i-1})|^2$$

となる。ここで、 $\hat{s}_i$ と $\hat{s}_{i-1}$ はそれぞれの送信シンボルの候補で、 $\hat{h}_0$ 、 $\hat{h}_1$ は各パスの複素振幅の推定値である。なお、 $\hat{h}_0$ 、 $\hat{h}_1$ は予めトレーニング信号等を用いて推定しておく必要がある。

長所:

ビタビアルゴリズムを用いて送信シンボル系列を推定するため、非最小位相系の通信路においても優れた復号特性を実現できる。

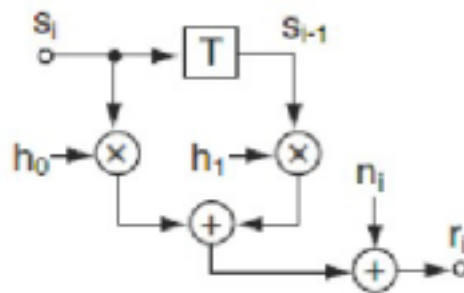
従来技術・歴史:

周波数選択性フェージング補償技術として判定帰還型等化器が検討されてきたが、等化後のSNR損失や誤り伝搬による特性劣化などの問題があった。

¹ Maximum Likelihood Sequence Estimation の略。

【図 1】

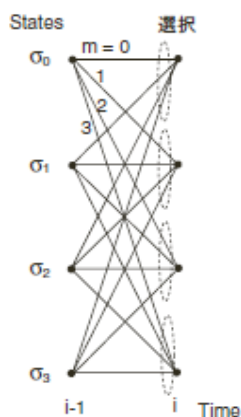
2パス通信路モデル



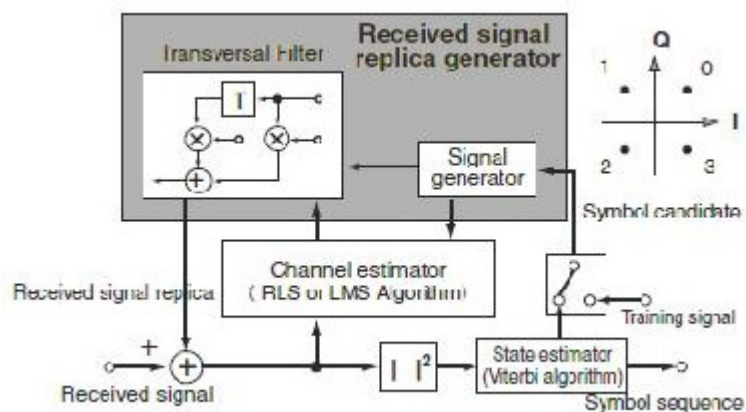
“ 移動無線における逐次最小2乗形適応最ゆう系列推定(RLS-MLSE)の特性 ”, “ 信学論(B-II), vol.J75-B-II, No.8, pp.535-546 ”, “ August 1992 ”, “ 府川和彦, 鈴木博 著 ” の記述を基に作成

【図 2】

MLSE (Maximum Likelihood Sequence Estimation)



(a)MLSEにおけるトレリス線図



(b)MLSE受信機の構成

出典 : “ 移動無線における逐次最小2乗形適応最ゆう系列推定(RLS-MLSE)の特性 ”, “ 信学論(B-II), vol.J75-B-II, No.8, pp.535-546 ”, “ August,1992 ”, “ 府川和彦, 鈴木博 著 ” の記述を基に作成

【出典】

[1] “ 移動無線における逐次最小2乗形適応最ゆう系列推定(RLS-MLSE)の特性 ”, “ 信学論(B-II), vol.J75-B-II, No.8, pp.535-546 ”, “ August 1992 ”, “ 府川和彦, 鈴木博 著 ”

【参考資料】

[2] “ Digital Communications Fourth Edition ”, “ 15th, August 2000 ”, “ Jhon G. Proakis 著 ”, “ McGraw-Hill 発行 ”, “ ISBN 0-07-232111-3 ”

【技術分類】 2 - 3 - 1 周辺要素技術 / チャネル推定・等化技術 / チャネル推定技術

【 F I 】 H03M13/41

【技術名称】 2 - 3 - 1 - 5 DFSE²

【技術内容】

原理:

最尤系列推定器における状態数を減らすため、考慮する符号間干渉のシンボル数を減らし、その分の候補を判定帰還することでレプリカを生成する。

詳細:

送信信号の変調多値数 M や符号間干渉の広がり L が大きくなると状態数が急激に増加するため、ビタビアルゴリズムを用いたとしても最尤系列推定を行うための演算量が非常に大きくなり、現実的でなくなる。そこで、最尤系列推定器 (MLSE) と判定帰還型等化器を組み合わせることにより演算規模を削減したDFSE(Delayed decision feedback sequence estimation)が提案された[2]。DDFSEとも呼ばれる。

DFSEでは、符号間干渉を受ける区間を、0から L を0から L' と、 $L'+1$ から L の二つの区間に分け、0から L' の符号間干渉は、MLSEにより補償し、 $L'+1$ から L の符号間干渉は判定帰還することにより補償する方式である。このことによりビタビアルゴリズムの状態数を M^L から $M^{L'}$ に減らすことができ、演算量を減らすことができる。

図に $L'=1$ のDFSEのトレリス線図の例を示す。DFSEは状態数4のビタビアルゴリズムに基づいてシンボル候補を作成し、また、 $L'+1$ から L までのシンボル候補は、すでに決定している生き残りパスを辿ることで判定シンボルを用いる。

長所:

DFSEにより変調多値数 M や符号間干渉の広がり L が大きい場合においても、近似的に最尤系列推定を行うことができる。

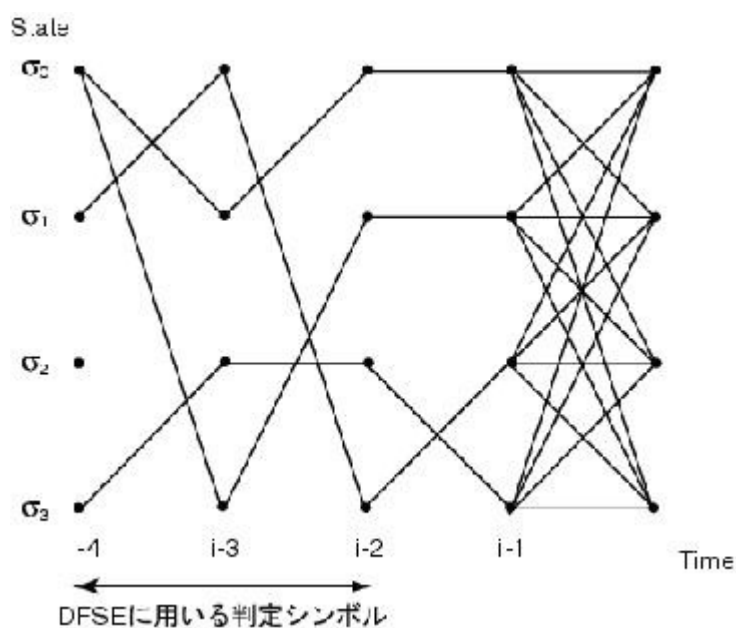
従来技術・歴史:

最尤系列推定器は、変調多値数 M で符号間干渉の広がり L の場合には M^L の状態数が必要となり、 M や L が大きくなると、状態数が非常に増加するという問題があった。

² Delayed decision Feedback Sequence Estimation の略。

【図】

DFSEのトレリス線図



“ Delayed decision-feedback sequence estimation ”, “ IEEE Trans. Communi., vol.37, No.5, pp.428-436 ”, “ May 1989 ”, “ A. Duel, C. Heegard 著 ”, “ IEEE発行 ” の記述を基に作成

【出典】

[1] “ Delayed decision-feedback sequence estimation ”, “ IEEE Trans. Communi., vol.37, No.5, pp.428-436 ”, “ May 1989 ”, “ A. Duel, C. Heegard 著 ”

【参考資料】

[2] “ デジタル移動通信のための波形等化技術 ”, “ 1996 ”, “ 堀越淳 著 ”, “ 株式会社トリケップス 発行 ”

【技術分類】 2 - 3 - 1 周辺要素技術 / チャネル推定・等化技術 / チャネル推定技術

【 F I 】 H03M13/41

【技術名称】 2 - 3 - 1 - 6 Per-Survivor Processing

【技術内容】

原理:

PSP(Per-Survivor Processing)は、未知のパラメータが存在するMLSEにおいて、ビタビアルゴリズムによって選択された生き残りパス毎に逐次的にパラメータの推定を行う。

詳細:

PSPは、ビタビアルゴリズムにおいて未知のパラメータが存在する場合に、最尤系列推定の近似に対する一般的なフレームワークを与える[1]。周波数選択性フェージング補償技術であるMLSEでは、トレーニング信号等の既知信号を用いて通信路の推定を行い、その推定値を用いて受信信号のレプリカを生成する。しかしながら、端末が高速に移動すると通信路が急激に変動するため、受信信号のレプリカの精度が劣化する[1]、[2]。そこで、PSPでは、最尤推定理論に基づいてビタビアルゴリズムの生き残りパス毎に通信路推定を行い、パラメータ推定とデータ検出の両方を同時に実現する。図にPSPを用いたRLS-MLSEの構成を示す[2]。PSPは、ビタビアルゴリズムの生き残りパス毎に逐次的な最小2乗法であるRLSアルゴリズムまたはLMSアルゴリズムによって通信路推定を行う。その際、ビタビアルゴリズムにおけるブランチメトリックを最小2乗法の誤差信号として用いることができる。このような構成にすることで、MLSEの判定遅延時間が無視できないほど速い通信路変動にも追従することができる。

長所:

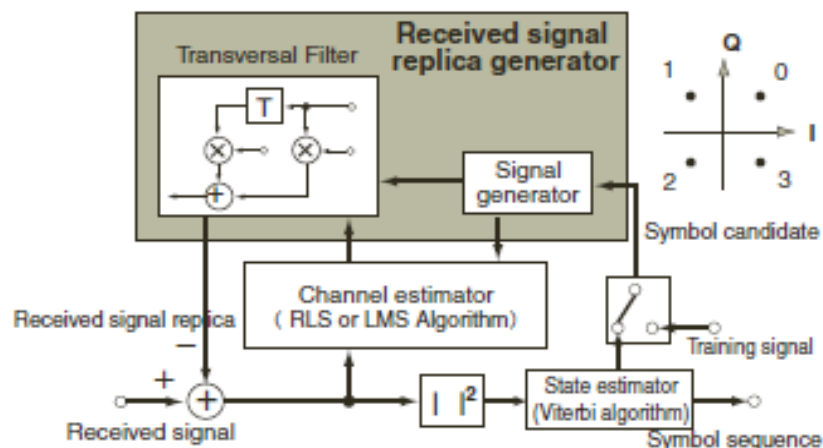
ビタビアルゴリズムにおいて逐次的に通信路推定を行うことで、高速フェージング変動環境においても非常に優れた追従特性を実現できる。

従来技術・歴史:

MLSEによって決定された判定信号を用いて通信路推定を行うと、数シンボル以上遅延した判定信号を用いるため、判定遅延時間が無視できないほど速い通信路変動には追従することができなかった。

【図】

RLS-MLSE受信機の構成



“ 移動無線における逐次最小2乗形適応最尤系列推定(RLS-MLSE)の特性 ” , “ 信学論(B-11) , vol.J75-B-11, No.8, pp.535-546 ” , “ August 1992 ” , “ 府川和彦 , 鈴木博 著 ” の記述を基に作成

【出典】

[1] “ Per-Survivor Processing: a general approach to MLSE in uncertain environments ” , “ IEEE Transactions on Communications, vol.43, pp.354-364 ” , “ February/March/April, 1995 ” , “ R. Raheli, A. Polydoros, and C.-K. Tzou 著 ”

【参考資料】

[2] “ 移動無線における逐次最小2乗形適応最ゆう系列推定(RLS-MLSE)の特性 ” , “ 信学論(B-II), vol.J75-B-II, No.8, pp.535-546 ” , “ August 1992 ” , “ 府川和彦, 鈴木博 著 ”

【技術分類】 2 - 3 - 1 周辺要素技術 / チャネル推定・等化技術 / チャネル推定技術

【 F I 】 H04B7/005

【技術名称】 2 - 3 - 1 - 7 ブラインド方式

【技術内容】

原理:

最尤推定に基づいて、可能性のあるデータ系列それぞれに対して通信路の推定値を求め、それぞれの通信路推定に対して最尤なデータ系列を選択する。

詳細:

等化器においてトレーニング信号なしの係数初期設定に基づいた等化技術は、自己再生またはブラインド等化と呼ばれている。以降では、最尤規範に基づいたブラインド等化アルゴリズムについて説明する。受信データ r_n は、

$$r_n = \sum_{k=0}^L h_k s_{n-k} + \eta_n$$

となる。ただし、 $L+1$ は通信路の等価離散時間モデルの応答長、 h_k は第 k 番目の通信路応答係数、 s_n は情報系列、そして、 η_n は白色ガウス雑音系列（分散 σ^2 ）を表す。 N 個の受信データ点のブロックに対して、インパルス応答ベクトル $\mathbf{h} = [h_0 h_1 \cdots h_L]^T$ (T は行列の転置) とデータベクトル $\mathbf{s} = [s_1 s_2 \cdots s_N]^T$ とを条件とする受信データベクトル $\mathbf{r} = [r_1 r_2 \cdots r_N]^T$ の結合確率密度関数は

$$p(\mathbf{r} | \mathbf{h}, \mathbf{s}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^N} \exp \left(-\frac{1}{2\sigma^2} \sum_{n=1}^N \left| r_n - \sum_{k=0}^L h_k s_{n-k} \right|^2 \right)$$

となる。 $\mathbf{h}$ と $\mathbf{s}$ の結合最尤推定値は結合確率密度関数 $p(\mathbf{r} | \mathbf{h}, \mathbf{s})$ を最大にする値であり、言い換えれば、 $\mathbf{h}$ と $\mathbf{s}$ の値はその指数部の項を最小にする。従って、ML解は $\mathbf{h}$ と $\mathbf{s}$ に関して単にメトリック

$$DM(\mathbf{s}, \mathbf{h}) = \sum_{n=1}^N \left| r_n - \sum_{k=0}^L h_k s_{n-k} \right|^2 = \|\mathbf{r} - \mathbf{A}\mathbf{h}\|^2$$

を最小にするものである。但し、行列 $\mathbf{A}$ はデータ行列と呼ばれ次のように定義されている。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} s_1 & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ s_2 & s_1 & 0 & \cdots & 0 \\ s_3 & s_2 & s_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ s_N & s_{N-1} & s_{N-2} & \cdots & s_{N-L} \end{bmatrix}$$

図にブラインド等化器の構成を示す。ブラインド等化器では、 $\mathbf{h}$ と $\mathbf{s}$ の結合推定を行う。 $\mathbf{h}$ と $\mathbf{s}$ の結合推定を行うことを考える。可能性のあるデータ系列それぞれに対して $\mathbf{h}$ の最尤推定値を求め、それから、それぞれの通信路推定に対して $DM(\mathbf{s}, \mathbf{h})$ を最小化するデータ系列を選択する。そこで、 m 番目のデータ系列 $\mathbf{s}^{(m)}$ に対応する通信路推定値は、

$$\mathbf{h}_{ML}(\mathbf{s}^{(m)}) = \left(\mathbf{A}^{(m)T} \mathbf{A}^{(m)} \right)^{-1} \mathbf{A}^{(m)T} \mathbf{r}$$

となる。 m 番目のデータ系列に対するメトリック $DM(\mathbf{s}, \mathbf{h})$ は、

$$DM(\mathbf{s}^{(m)}, \mathbf{h}_{ML}(\mathbf{s}^{(m)})) = \|\mathbf{r} - \mathbf{A}^{(m)} \mathbf{h}_{ML}(\mathbf{s}^{(m)})\|^2$$

となる。そこで、 M 個の可能性のある系列の組から、上記のコスト関数を最小にするデータ系列を選択する。

$$\min_{\mathbf{s}^{(m)}} DM(\mathbf{s}^{(m)}, \mathbf{h}_{ML}^{(m)}(\mathbf{s}^{(m)}))$$

長所:

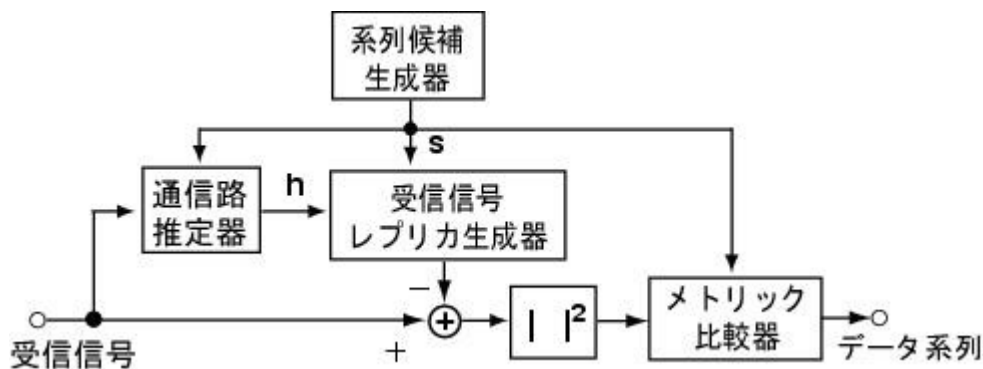
データ検出と通信路推定の結合推定により、最尤系列推定においてトレーニング信号なしで係数初期設定を行える。

従来技術・歴史:

Satoの論文を出発点として、この20年間、3つの異なるクラスの適応ブラインド等化アルゴリズムが開発されてきた。第1の方法は、等化器の適応処理に最急降下法を用いるものである。第2の方法は、通信路特性を推定し等化器を設計するために、受信信号に関する2次または高次(通常は4次)の統計量を用いるものである。最近になって、第3の方法として、最尤規範に基づいたブラインド等化アルゴリズムが検討されている。

【図】

ブラインド等化器の構成



“Digital Communications Fourth Edition”, “15th, August 2000”, “Jhon G. Proakis 著”, “McGraw-Hill 発行”, “ISBN 0-07-232111-3” の記述を基に作成

【出典 / 参考資料】

[1] “Digital Communications Fourth Edition”, “15th, August 2000”, “Jhon G. Proakis 著”, “McGraw-Hill 発行”, “ISBN 0-07-232111-3”