

## 研究速報

### 受信信号の自己相関を考慮した多シンボル遅延検波の探索パス削減法

岩上 典弘<sup>†\*</sup> (正員)      半田 志郎<sup>†</sup> (正員)  
 笹森 文仁<sup>†</sup> (正員)      大下真二郎<sup>†</sup> (正員)

A Method to Reduce the Number of Paths in Multiple Symbol Differential Detection Considering Autocorrelation of the Received Sequence

Northiro IWAGAMI<sup>†\*</sup>, Shiro HANDA<sup>†</sup>,  
 Fumihito SASAMORI<sup>†</sup>, and  
 Shinjiro OSHITA<sup>†</sup>, *Regular Members*

<sup>†</sup> 信州大学工学部, 長野市

Faculty of Engineering, Shinshu University, 4-17-1 Wakasato,  
 Nagano-shi, 380-8553 Japan

\* 現在, 日本電気株式会社

あらまし 受信信号の自己相関を考慮した多シンボル遅延検波について, 特性劣化のほとんどない探索パス削減法を提案し, その有効性を示す.

キーワード 多シンボル遅延検波, M アルゴリズム, スター QAM, 探索パス削減, 高速算法

#### 1. まえがき

近年, 携帯電話の普及はめざましく, 従来の音声中心の通信から音楽・画像など各種データ通信中心に移行しつつある. そのため, より周波数利用効率に優れ, かつ大容量高速伝送可能な方式が求められている.

また, 移動通信ではマルチパス伝搬に基づくフェージングの影響により, 同期用基準搬送波の再生が困難となり, 遅延検波の適用が考えられるが, AWGN 伝送路における遅延検波の受信特性は同期検波に比べ劣化する. 以上のことを考慮して, 多振幅位相変調方式 (MAPSK: Multiple Amplitude Phase Shift Keying) を対象とした多シンボル遅延検波の検討がなされてきた [1]~[4].

多シンボル遅延検波で全パス探索を行った場合, 観測シンボル数の増加に伴い探索パス数が指数関数的に増加してしまう. そこで, 従来より M アルゴリズムを用いた探索パスの削減が行われてきた. また, 受信信号の自己相関を考慮した多シンボル遅延検波は, 優れた SER 特性を示すものの, ゆう度の計算が煩雑になるため, 高速アルゴリズムも検討されてきた [5],[6].

本論文では, レイリーフェージング環境下で受信信号の自己相関を考慮した多シンボル遅延検波の推定評価式を検討し, 新たな探索パス削減法を提案する. そして, 16 値及び 32 値の MAPSK 方式の多シンボル遅延検波について, 提案方式を適用した場合, M ア

ルゴリズムのみを適用した場合 [5], 及び振幅・位相分離検波方式 [2] を適用した場合について, ビット誤り率特性と計算量を比較をすることにより, 提案方式の有効性を検討している. その結果, 本提案方式は, MAPSK 方式において計算量の大幅な削減が可能であり, かつ特性劣化をほとんど招かないことを示す.

#### 2. 通信モデル

フェージング伝送路において, 離散時刻  $k$  における複素送信信号を  $s_k$  とすると, 複素受信信号  $r_k$  は次式で表される.

$$r_k = s_k F_k e^{j\psi} + n_k \quad (1)$$

ここで,  $F_k$  はフェージングによる送信信号の複素変動,  $e^{j\psi}$  は, 遅延検波を仮定するため, 送信機と受信機における搬送波の位相ずれを表す不定位相,  $n_k$  は伝送路で送信信号に加わる複素白色ガウス雑音を表す.

多シンボル遅延検波は,  $N$  個の受信信号を一つの系列として扱い, 受信信号系列と送信信号系列のレプリカに対する系列推定評価式を算出し, 全組合せの中から最も評価値の大きいレプリカを送信信号として推定する.

#### 3. 系列推定評価式

レイリーフェージング伝送路における受信信号系列  $\mathbf{r} = [r_k \ r_{k+1} \ \cdots \ r_{k+N-1}]^T$  に対する多シンボル遅延検波の系列推定評価式は次式で与えられる [1]. ここで,  $T$  は転置を表す.

$$\eta = -\ln(\det \mathbf{R}) - \frac{1}{2}(\mathbf{r}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}^*) \quad (2)$$

ここで,  $\mathbf{R}$  は受信信号系列  $\mathbf{r}$  ( $N$  次元ベクトル) の共分散行列,  $\mathbf{R}^{-1}$  はその逆行列である. レイリーフェージング伝送路における共分散行列の要素  $R_{ij}$  は, 次式のように与えられる. また,  $\mathbf{R}^T = \mathbf{R}^*$  であり,  $*$  は複素共役を表す.

$$R_{ij} = s_i^* s_j \sigma_F^2 \rho_{ij} + \sigma_n^2 \delta_{ij} \quad (3)$$

ここで,  $\sigma_F^2$  は  $F_k$  の分散,  $\sigma_n^2$  は白色雑音の電力,  $\delta_{ij}$  はデルタ関数である. また, 相関係数  $\rho_{ij}$  は, 正規化最大ドップラー周波数が  $f_D T_s$  のレイリーフェージングの場合, 第 1 種ベッセル関数  $J_0(x)$  によって次式のように近似できることが知られている [7].

$$\rho_{ij} \approx J_0(2\pi f_D T_s |i-j|) \quad (4)$$

ここで,  $T_s$  はシンボル周期,  $f_D$  は最大ドップラー周

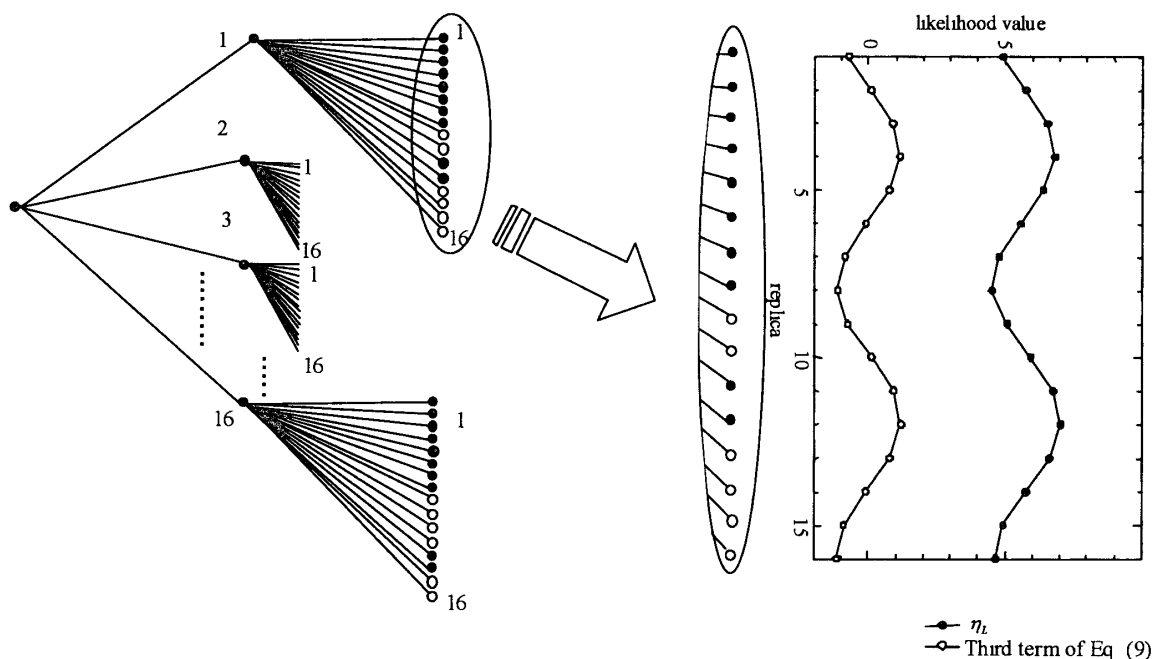


図 1 ゆう度値の分布  
Fig 1 Distribution of likelihood values

波数であり、受信機において正確に推定できるものとしている。これが正しく推定できない場合の特性は、文献 [6] において検討されている。

更に、式 (2) は逆行列の計算を必要とするが、これを排除した高速算法も得られている [5],[6]。なお、式 (2) からわかるように、評価式が単純な加算形ではないため、ビタビ復号法を用いることができない。そこで、木探索で良好な探索パス削減効果の期待できる M アルゴリズムが用いられている。

#### 4. 高速算法

高速算法を用いた系列推定評価式 [5],[6] は次式で与えられる。

$$\eta_L = \eta_{L-1} + \ln \mathcal{D}_{11} - \text{Re}(\mathbf{r}_{[L]}^T \mathcal{D}_{01} r_{k+L}^*) - \frac{1}{2} (|r_{k+L}|^2 + |\mathbf{r}_{[L]}^T \mathbf{R}_L^{-1} \mathcal{R}_{01}|^2) \mathcal{D}_{11} \quad (5)$$

ここで、

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{[L]}^T &= [r_k \quad r_{k+1} \quad \cdots \quad r_{k+L-1}] \\ \mathcal{D}_{11} &= (R_{LL} - \mathcal{R}_{10} \mathbf{R}_L^{-1} \mathcal{R}_{01})^{-1} \\ \mathcal{D}_{01} &= -\mathbf{R}_L^{-1} \mathcal{R}_{01} \mathcal{D}_{11} \\ \mathcal{D}_{00} &= \mathbf{R}_L^{-1} - \mathcal{D}_{01} \mathcal{R}_{10} \mathbf{R}_L^{-1} \end{aligned} \quad (6)$$

また、 $\text{Re}()$  は実数部を表し、 $\eta_L$  は、木のルートから  $L$  段目のノードのゆう度値を表し、 $\mathcal{R}_{ij}$  は、長さ  $(L+1)$  の受信信号系列の共分散行列  $\mathbf{R}_{L+1}$  の部分行

列であり、次式の関係にある。

$$\mathbf{R}_{L+1} = \begin{bmatrix} \mathcal{R}_{00} & \mathcal{R}_{01} \\ \mathcal{R}_{10} & \mathcal{R}_{11} \end{bmatrix} \quad (7)$$

ここで、 $\mathcal{R}_{00}$ ,  $\mathcal{R}_{01}$ ,  $\mathcal{R}_{10}$ ,  $\mathcal{R}_{11}$  は、それぞれ  $L \times L$ ,  $L \times 1$ ,  $1 \times L$ ,  $1 \times 1$  の行列である。更に、 $\mathcal{D}_{00}$ ,  $\mathcal{D}_{01}$ ,  $\mathcal{D}_{11}$  は、 $\mathbf{R}_{L+1}^{-1}$  の部分行列である。

$$\mathbf{R}_{L+1}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathcal{R}_{00} & \mathcal{R}_{01} \\ \mathcal{R}_{01}^H & \mathcal{R}_{11} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \mathcal{D}_{00} & \mathcal{D}_{01} \\ \mathcal{D}_{01}^H & \mathcal{D}_{11} \end{bmatrix} \quad (8)$$

ここで、 $H$  は共役複素転置行列を示す。

また、式 (5) において  $L=1$  のとき、 $\eta_0 = 0$  であり、 $\mathbf{R}_1^{-1} = 1/R_{00}$  はスカラとなるため、容易に計算できる。

以上の高速算法を用いることにより、木の各ノードにおいて、従来  $O(L^3)$  であった計算量を  $O(L^2)$  に削減することが可能である [5],[6]。

#### 5. 探索パス削減法の提案

式 (5) に  $\mathcal{D}_{01}$  を代入すると、次式となる。

$$\eta_L = \eta_{L-1} + \ln \mathcal{D}_{11} + \text{Re}(\mathbf{r}_{[L]}^T \mathbf{R}_L^{-1} \mathcal{R}_{01} \mathcal{D}_{11} r_{k+L}^*) - \frac{1}{2} (|r_{k+L}|^2 + |\mathbf{r}_{[L]}^T \mathbf{R}_L^{-1} \mathcal{R}_{01}|^2) \mathcal{D}_{11} \quad (9)$$

ここで、第 4, 5 項は絶対値をとっているため、レブ

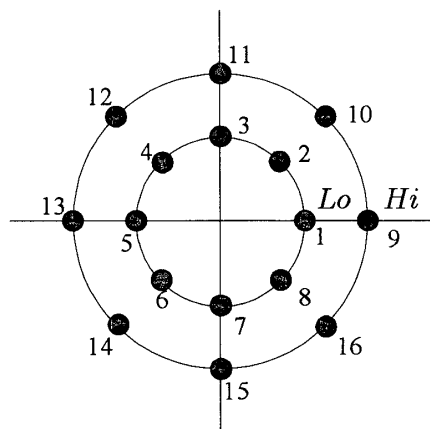
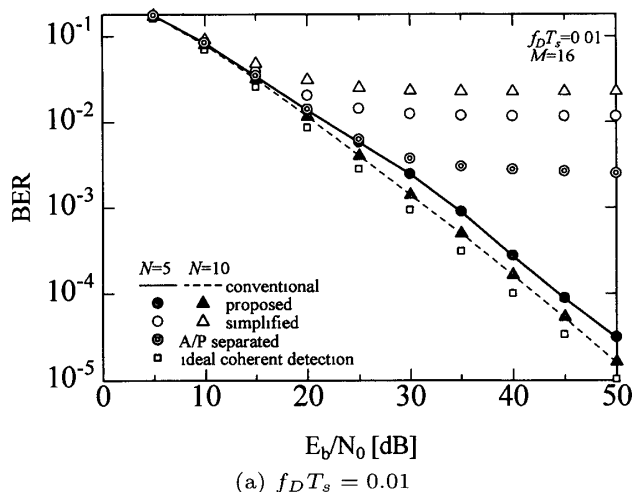


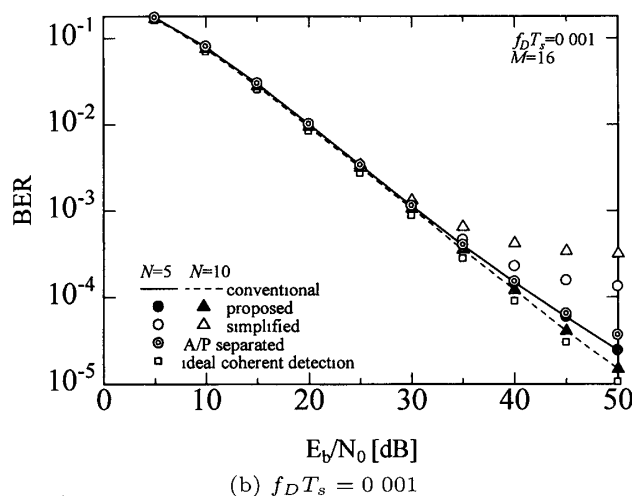
図 2 16 スター QAM の信号点配置  
Fig. 2 The 16 star QAM constellation.

リカの位相成分とは無関係となる。また、右辺第 3 項は、位相成分を含むため、レプリカの位相によって大きく変動すると考えられる。図 1 は一つのノードから派生する 16 本のブランチについて、 $\eta_L$  と右辺第 3 項の値を示したものである。レプリカと信号点との対応を図 2 に示す。ゆう度値  $\eta_L$  と右辺第 3 項とでは、非常によく似た変化をしていること、また、同位相のレプリカにおいては、同程度の大きさの値を示していることも確認できる。通常の M アルゴリズムでは、各ノードから派生する 16 本のブランチ、合計  $M \times 16$  本のブランチに対してゆう度値計算を行い、上位 M 本のパスを残していた。

提案方式を説明するため、16 スター QAM を例として示す。まず、 $\eta_L$  の変化に着目する (図 1 参照)。16 スター QAM では、内円 (1~8) と外円 (9~16) には同位相となる信号点が存在する。そこで、レプリカ 1~8 のゆう度値を求め、その中で 1 番目と 2 番目に大きなゆう度値を示すレプリカを検出することにより、外円のレプリカ 9~16 の中で、この二つに対応するレプリカを探索対象に含め、他のパスはゆう度計算をすることなく削除する。図 1 では、レプリカ 4 が最もゆう度値が大きく、次にレプリカ 3 が大きくなっていることから、レプリカ 9~16 (外円) においては、ゆう度値が大きくなると推定されるレプリカ 11, 12 に対してのみゆう度値を計算する。ここで、外円については、二つのレプリカに対してのみゆう度値を求めているが、三つ以上求めても特性改善がほとんどないことをシミュレーションにより確認しており、計算量とのトレードオフによりこのように決めている。なお、図 1 で、黒丸のノードはゆう度値を計算するレプリ



(a)  $f_D T_s = 0.01$



(b)  $f_D T_s = 0.001$

図 3 従来方式と提案方式の比較 (16 スター QAM)  
Fig 3 Comparison of BER between the conventional and the proposed methods with 16 star QAM.

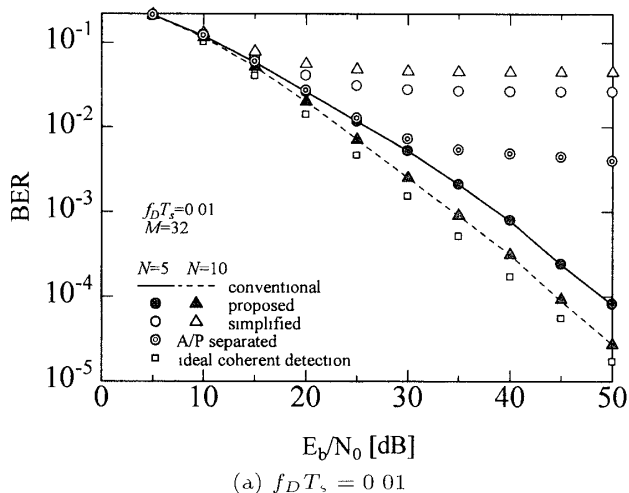
カ、白丸はゆう度値を計算しないレプリカを示している。また、木の同じ段の各ノードにおいて、必ずしも同じ位相のレプリカのゆう度値がピークとはならないため、同様の操作を各ノードのブランチに対して行う。ここで、木の初段のノードを削減すると大きな劣化を招いてしまうため、以上の簡略化は、木の 2 段目以降で行う。従来方式では  $M \times 16$  本のパスに対してゆう度値を求めていたが、本方式では、木の 2 段目以降において  $M \times 10$  本分の計算で済むため、計算量は約 10/16 で済むことになる。

更に、本提案方式を多振幅 APSK に適用する場合も同様に、最も内円のすべてのレプリカに対してのみゆう度を求め、他の振幅の信号点に対しては、内円でゆう度の最も大きい 2 シンボルに対応するレプリカのみを考慮し、それ以外は探索対象から除外する。したがって、振幅の数が増えるとパス削減効果がより大き

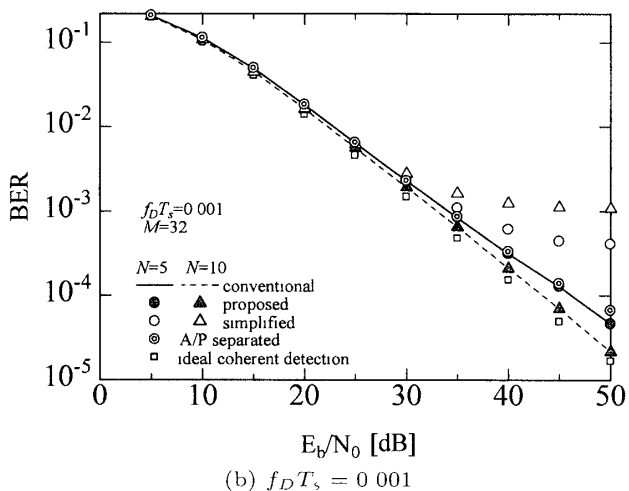
表 1 計算量比較

Table 1 Comparison of the number of calculations

	$N$	Multiplications	Additions
Conventional	5	24,368	17,328
	10	180,544	151,744
Simplified	5	14,768	4,672
	10	59,568	17,472
A/P separated	5	17,871	12,996
Proposed	5	15,360	10,912
	10	112,960	94,912



(a)  $f_D T_s = 0.01$



(b)  $f_D T_s = 0.001$

図 4 従来方式と提案方式の比較 ((8,8,8,8) APSK)  
Fig 4 Comparison of BER between the conventional and the proposed methods with (8,8,8,8) APSK

くなる。

### 6. 16 スター QAM の特性評価

図 3 に従来方式と提案方式の多シンボル遅延検波の BER 特性を示す。観測シンボル数  $N$  は 5, 10, 正規化最大ドップラー周波数  $f_D T_s$  は 0.01, 0.001 としている。なお、探索パス数  $M$  は 16 で十分なことを確かめている。ここで、 $T_s$  はシンボル周期、 $f_D$  は最大

ドップラー周波数である。同図において、simplified とは、準静的フェージング伝送路 ( $f_D T_s = 0.0$ ) を想定して、式 (2) を簡略化した方式である [1]。また、A/P separated は、振幅・位相分離検波方式 [2] を示している。これは、式 (9) において、レプリカの位相を一定として振幅のみに関するゆう度を用いて振幅成分を、及びレプリカの振幅を一定として位相のみに関するゆう度を用いて位相成分を、それぞれ分離して検波する方式である。この方式については、振幅、位相とも観測シンボル数  $N$  を 5 以上にしても特性が改善されないため、観測シンボル数  $N = 5$  のみの特性を示している。更に振幅の探索パス数  $M_A$  は 4, 位相の探索パス数  $M_P$  は 8 を使い、これ以上増やしても特性改善はほとんどないことを確認している。また、表 1 に従来方式、simplified, 位相・振幅分離検波方式及び提案方式の計算量を示す [1],[6]。

図 3 より、提案方式は、探索パス数を削減しても特性劣化はほとんどないことが確認できる。また表 1 より、提案方式は従来方式と比較して、乗算・加算の回数が約 37% 削減されていることがわかる。simplified と A/P separated は、計算量に関しては、本方式と同程度以上の簡略化効果が期待できるものの、特に  $f_D T_s$  が大きい場合、大きな特性劣化を生じている。これは、フェージングによる受信信号の自己相関が、正しく評価されていないためと考えられる。

### 7. 多振幅 APSK への適用

次に、本提案方式が多振幅 APSK において有効であるかを確認するため、32APSK において差動符号化が容易であり、最も特性が良い (8,8,8,8) APSK (8PSK が 4 円ある場合の APSK) について検討する。この場合、最も内円のレプリカ (1~8) のゆう度を求め、残りの 3 円では 16 スター QAM の場合と同様に、各二つのレプリカ、つまり計六つのレプリカを探索対象とする。すなわち、計算量は約 14/32 で済むと考えられ、16 スター QAM 以上に本提案方式の効果が期待できる。

図 4 に従来方式と提案方式の多シンボル遅延検波の BER 特性を示す。観測シンボル数  $N$  は 5, 10, 正規化最大ドップラー周波数  $f_D T_s$  は 0.01, 0.001 としている。なお、探索パス数  $M$  は 32 で十分なことを確かめている。また、振幅・位相分離検波方式については、観測シンボル数  $N$  を 5 以上にしても特性が改善されないため、観測シンボル数  $N$  が 10 の場合は省略している。更に、振幅の探索パス数  $M_A$  は 4, 位相の

探索パス数  $M_P$  は 8 で十分なことを確認している。

提案方式により、探索パス数を削減しても特性の劣化がほとんどないことが確認できる。以上のことから、本提案方式は多値 APSK において振幅の数が増えても有効であり、探索パス削減効果がより大きくなることを確認できる。

### 8. む す び

レイリーフェージング環境下で、受信信号の自己相関を考慮した多シンボル遅延検波の探索パス削減法を提案した。提案方式を 16 スター QAM 変調に適用することにより、従来方式と同等の特性が得られ、かつ計算量を約 37% 削減できることを確認した。また、多振幅 APSK においては、探索パスの削減効果がより大きくなることを確認した。

今後の課題として、周波数選択性フェージング通信路への適用、及び誤り訂正符号の導入を考えている。

### 文 献

- [1] D. Divsalar and M K. Simon, "Maximum-likelihood differential detection of uncoded and trellis coded amplitude phase modulation over AWGN and fading channels," IEEE Trans. Commun., vol.42, no 1, pp.76-89, March 1994.
- [2] 鈴木利則, 水野俊夫, "差動符号化振幅変調信号の多シンボル遅延検波方式とその 16DAPSK への適用," 信学論 (B-II), vol.J77-B-II, no.12, pp.739-748, Dec. 1994
- [3] M. Machida, S Handa, and S. Oshita, "Multiple-symbol differential detection of APSK based on MAP criterion," Proc. GLOBECOM'98 Conf., vol.5, pp 2740-2744, Sydney, Australia, Nov. 1998.
- [4] 町田正信, 半田志郎, 大下真二郎, "振幅位相変調方式の多シンボル遅延検波と (M, L) アルゴリズムを用いた探索パス数の低減," 信学論 (B), vol.J83-B, no.1, pp.22-30, Jan. 2000.
- [5] M Liu, S. Handa, Y Okano, F Sasamori, and S. Oshita, "Multiple-symbol differential detection of MAPSK over correlated Rayleigh fading channels and fast calculation method of the metric," Proc 3G wireless 2001, pp.36-41, San Francisco, USA, May 2001
- [6] S. Handa, Y Okano, M. Liu, F Sasamori, and S. Oshita, "Fast calculation algorithm and error performance of multiple-symbol differential detection over fading channels," IEICE Trans. Commun., vol.E86-B, no.3, pp.1050-1056, March 2003.
- [7] 笹岡秀一, 移动通信, p 34, オーム社, 1998. (平成 14 年 12 月 24 日受付, 15 年 3 月 31 日再受付)