

## フェージング通信路における自己相関を 考慮した多シンボル遅延検波

岡野 佑介 半田 志郎 笹森 文仁 大下 眞二郎

信州大学大学院工学系研究科

〒380-8553 長野市若里四丁目17番1号

Tel: 026-269-5252 Fax: 026-269-5220

E-mail: {okano, handa, sasamori, oshita}@oshan.shinshu-u.ac.jp

あらまし 本稿では、レイリーフェージング通信路において、受信系列の自己相関を考慮した最尤系列推定評価式を用いた多シンボル遅延検波方式を適用し、観測シンボル数を大きくすることによって、理想同期検波の特性に近づくことを計算機シミュレーションにより確認している。また、探索バス削減法としてMアルゴリズムを適用し、観測シンボル数をさらに大きく設定することで誤り率特性の改善が得られる事を確認している。

キーワード 多シンボル遅延検波, 自己相関, Mアルゴリズム, フェージング, スターQAM

## Multiple-Symbol Differential Detection Considering Autocorrelation over Rayleigh Fading Channel

Yusuke OKANO Shiro HANDA Fumihito SASAMORI Shinjiro OSHITA

Faculty of Engineering, Shinshu University

4-17-1 Wakasato, Ngano-shi, 380-8553, Japan

Tel: +81-26-269-5252 Fax: +81-26-269-5220

E-mail: {okano, handa, sasamori, oshita}@oshan.shinshu-u.ac.jp

Abstract In this paper, we apply Multiple-Symbol Differential Detection which uses the decision rule considering autocorrelation of received sequence in estimating the transmitted signals over Rayleigh Fading Channel. It is confirmed that as the number of symbols of observe sequence increases, SER performances show good approximation to that of the ideal coherent detection by computer simulation. Then, we apply M algorithm to reduce the number of tree path search and can increase the number of symbols of observe sequence. It is confirmed that with the M algorithm the calculation of the likelihood function becomes much simpler and as more the number of symbols of observe sequence increase, SER performances shows even closer to that of the ideal coherent detection.

key words multiple-symbol differential detection, autocorrelation, M algorithm, fading, starQAM

## 1 はじめに

近年、移動体通信システムにおいて、自動車電話や携帯電話等の急速な普及に伴い、より周波数効率に優れ、かつ大容量高速伝送が可能な変調方式が求められている。大容量高速伝送という観点からみれば、変調信号点の多値化が必要不可欠となり、その中でも振幅位相変調方式 (APSK: Amplitude Phase Shift Keying) は、同期検波において、信号点数の同じ多相 PSK に比べ優れた受信特性を示す。

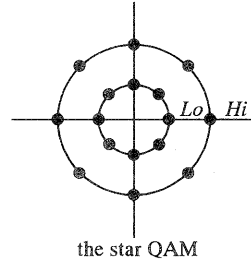


図 1: 信号点配置

また、移動体通信ではマルチパス伝搬により、受信信号の振幅及び位相が著しく変動するフェージングが発生する。同期検波は基準搬送波再生用の PLL 回路が必要である。PLL 回路では比較的長い時定数で搬送波の位相変動を推定し、搬送波の再生を行っている。この為、速いフェージングには追従できず同期はずれが発生し、軽減困難な誤りが発生する。その為、フェージング通信路において同期検波を適用する場合には、パイロットシンボルの挿入等によるフェージング変動の補償が必要不可欠となる。それに対して、遅延検波は 1 シンボル前の受信信号を基準とし現時点の受信信号を検波する為、基準搬送波再生用の PLL 回路が不要となる。また、緩慢なフェージング通信路においては、振幅・位相変動量が 1 シンボル間で小さい為、同期検波のような補償を行うことなく比較的良好な受信特性を得られる。しかし、加法的白色雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) 通信路においては、雑音を含んだ前の受信信号を基準としている為、遅延検波の受信特性は同期検波に比べ劣化する。そこで、MAP (Maximum A Posteriori probability) 基準を用いた多シンボル遅延検波の適用が考えられ、検討がなされてきた [1][2][3]。

多シンボル遅延検波は、AWGN 通信路において、観測シンボル数を大きくすることで、同期検波の特性に近づき、またレイリーフェージング通信路においても検波が可能となることが知られている [4]。しかし、多シンボル遅延検波は基本的に全パス探索による推定を行う為、観測シンボル数の増加に伴い探索パス数は指数関数的に増加し、実用性の観点から効果的な探索パス削減法が必要不可欠となる。

このような背景から本報告では、変調方式として 16 値振幅位相変調方式の中で差動符号化の容易なスター QAM (Quadrature Amplitude Modulation) (図 1 参照) を適用し、フェージング通信路において、自己相関を考慮した多シンボル遅延検波の符号誤り率特性を計算機シミュレーションにて評価、検討を行っている。また、探索パス削減法として M アルゴリズムを適用したときの符号誤り率特性の評価、検討も行っている。

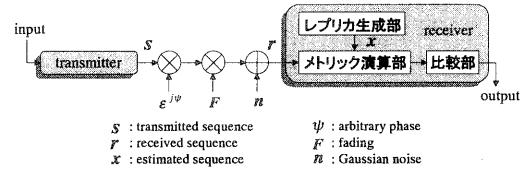


図 2: 通信モデル

## 2 多シンボル遅延検波

### 2.1 通信モデル

図 2 に、多シンボル遅延検波におけるレイリーフェージング通信路の通信モデルを示す。離散時間  $k$  における複素送信信号を  $s_k$  とすると、複素受信信号  $r_k$  は次式で表せる。

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

ここで、 $n_k$  は通信路で送信信号に加わる複素白色雑音、 $F_k$  はフェージングによる送信信号の複素変動、 $e^{j\psi_k}$  は通信路における不定位相を表す。

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  $r$  と送信信号系列  $s$  のレプリカに対する系列推定評価式を計算し、その全組み合わせの中から最も評価値の大きいレプリカを送信信号と推定し出力する。このとき、受信信号系列  $r$  は、次式で表せる。

$$r = F^T S + n \quad (2)$$

ここで、 $r_{k+i}$ 、 $s_{k+i}$ 、 $S_{k+i} = s_{k+i} e^{j\psi_{k+i}}$ 、 $n_{k+i}$ 、 $F_{k+i}$  はそれぞれ、行列  $r$ 、 $s$ 、 $S$ 、 $n$ 、 $F$  の要素 ( $i = 0, 1, \dots, N-1$ ) である。また、系列推定評価式を用いて推定を開始するにあたり、受信器では基準信号が必要となるが、本報告では受信ブロックの最後の信号 ( $= r_{k+N-1}$ ) を次の

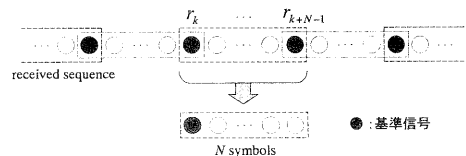


図 3: 受信信号系列

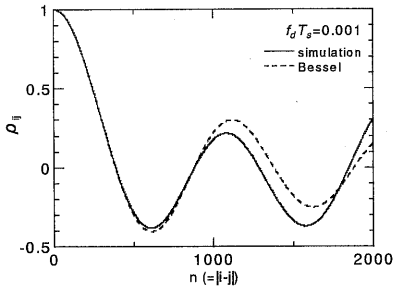


図 4: 自己相関特性 ( $f_d T_s = 0.001$ )

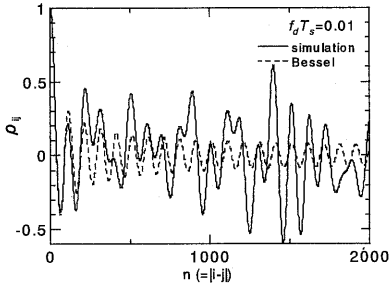


図 5: 自己相関特性 ( $f_d T_s = 0.01$ )

ブロックの基準信号とする(図3参照). よって,  $N$ 個の受信信号系列から新たに推定される信号の個数は, 最初の基準信号を除いた  $N-1$ 個となる. また, 推定ブロック(レプリカ)の基準信号には, 前のブロックの最後の推定信号(=  $s_{k+N-1}$ )を用いる.

## 2.2 最尤系列推定評価式

MAP 基準に基づいた系列推定評価式は, 送信信号系列  $s$  の事後確率 (*a posteriori* probability) から与えられるが, 各送信信号の発生確率が同じ場合は, MAP 基準は ML 基準と等価となるため, 系列推定評価式は受信信号系列  $r$  に対する条件付き確率密度関数 (= 尤度関数) から導出される. 観測シンボル数を  $N$  とすると, 尤度関数は式 (3) のような  $N$  次元ガウス確率密度関数で与えられ, これを簡略化することで系列推定評価式  $\eta$  は式 (4) で与えられる [5][6].

$$p(\mathbf{r}|\mathbf{s}, \psi) = \frac{1}{(2\pi)^N \det \mathbf{R}} \cdot \exp \left\{ \frac{1}{2} (\mathbf{r} - \bar{\mathbf{r}})^T \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{r} - \bar{\mathbf{r}}) \right\} \quad (3)$$

$$\eta = -\ln(\det \mathbf{R}) - \frac{1}{2} (\mathbf{r}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}^*) \quad (4)$$

ここで,  $\mathbf{R}$  は共分散行列,  $\mathbf{R}^{-1}$  はその逆行列を表す. また,  $\mathbf{R}$  の要素  $R_{ij}$  は式 (5) で与えられ, 受信信号の自

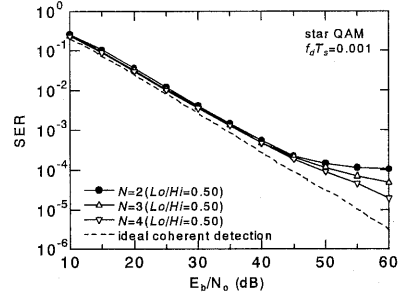


図 6: 全パス探索による SER 特性 ( $f_d T_s = 0.001$ )

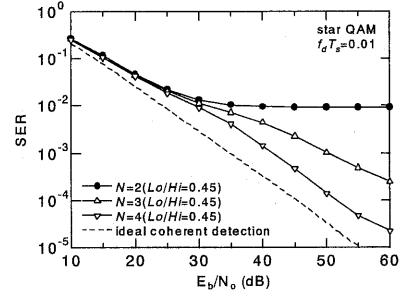


図 7: 全パス探索による SER 特性 ( $f_d T_s = 0.01$ )

己相関係数  $\rho_{ij}$  は, 正規化最大ドップラー周波数  $f_d T_s$  のレイリーフェージングの場合, 第一種ベッセル関数  $J_0(2\pi f_d T_s n)$  で近似できることが知られている [7]. ここで,  $n = |i-j|$  である. 図 4, 5 に, シミュレーションから得られた自己相関係数  $\rho_{ij}$  と第一種ベッセル関数による近似の比較を示す. 同図より,  $n < 1/f_d T_s$  では非常によく一致していることが確認できる.

$$R_{ij} = s_i^* s_j \sigma_r^2 \rho_{ij} + \sigma_n^2 \delta_{ij} \quad \delta_{ij} = \begin{cases} 1 & ; i=j \\ 0 & ; i \neq j \end{cases} \quad (5)$$

## 3 全パス探索による SER 特性

図 6, 7 に, レイリーフェージング通信路における全パス探索による多シンボル遅延検波, 及び理想同期検波時の SER 特性の比較を示す. 変調方式にはスター QAM を適用し, その信号点配置(図 1 参照)におけるリング比 ( $L_o/H_i$ ) は, 各観測シンボル数における  $E_b/N_0 = 20$  dB の時の最適リング比(図 8 参照)を使用している. なお, 観測シンボル数は  $N = 2, 3, 4$ ,  $f_d T_s = 0.001, 0.01$  としている. また, 最大ドップラー周波数変動  $f_d$  と雑音電力値  $\sigma_n^2$  は, 受信器にて独立かつ理想的に推定できるものと仮定し, 系列推定評価式に適用している.

同図より,  $f_d T_s = 0.001, 0.01$  において観測シンボル数  $N$  を 2, 3, 4 と大きくするに伴って, エラーフロアは下

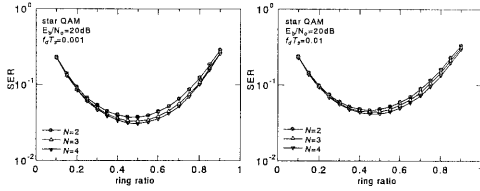


図 8: 最適リング比

がりSER特性の改善が見られ、理想同期検波の特性に近づくことが確認できる。これは、受信信号の自己相関を考慮し、フェージングの影響を正しく評価している為、観測シンボル数を大きくすることによって、統計的により確かな推定が行われた為と考えられる。

#### 4 探索パス削減法

##### 4.1 Mアルゴリズム

3(図6,7参照)にて述べたように、レイリーフェージング通信路における自己相関を考慮した多シンボル遅延検波のSER特性は、観測シンボル数  $N$  を大きくすることで改善し、理想同期検波の特性に近づく。しかし、観測シンボル数  $N$  の増加に伴い、探索パス数はスターQAMの信号点数16のべき乗で増加し、受信器構成の肥大化及び推定出力までの遅延時間の増大を招くため、受信システムの構成が困難となる。そこで、実用性の観点から効果的な探索パスの削減法が必要不可欠となる。

そこで本報告では、探索パス削減法としてMアルゴリズム [8] を適用する。Mアルゴリズムは、各検波時点において尤度の高い上位  $M$  本のパスのみを生き残りパスとして残すことで、パスの削減を行い探索効率を向上させる(図9参照)。

##### 4.2 生き残りパス数 $M$

Mアルゴリズムを多シンボル遅延検波に適用するにあたり、生き残りパス数  $M$  の検討を行う。  $M$  の値を大きくすると、SER特性の劣化を小さく抑えられるが、受信器における系列推定評価式の計算量は肥大化してしまう。そのため、SER特性の劣化と計算量の軽減の

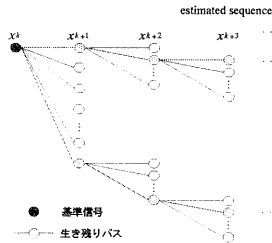


図 9: Mアルゴリズムによる探索パスの削減

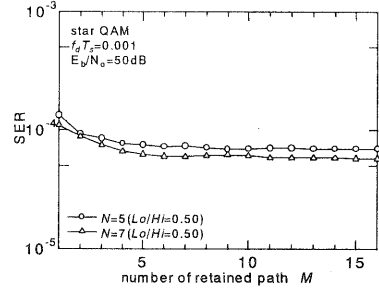


図 10:  $M$  に対するSER特性 ( $f_d T_s = 0.001$ )

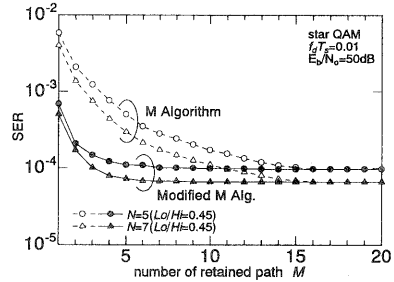


図 11:  $M$  に対するSER特性 ( $f_d T_s = 0.01$ )

観点から、より好ましい  $M$  の値を設定する必要がある。

図10,11に、多シンボル遅延検波にMアルゴリズムを適用した時の、  $M$  の値に対するSER特性を示す。なお、  $E_b/N_0 = 50\text{dB}$ 、観測シンボル数は  $N = 5, 7$  (リング比は、全パス探索による検波時における  $N=4$  での最適なリング比を使用)、  $f_d T_s = 0.001, 0.01$  としている。

同図より、  $f_d T_s = 0.001$  においては、Mアルゴリズムによる特性の劣化は小さく、  $M = 5$  が望ましい最小の  $M$  の値であることが推察される。しかし、  $f_d T_s = 0.01$  においては劣化が大きく、  $M = 16$  が望ましい最小の  $M$  の値であることが推察され、  $f_d T_s = 0.001$  の時と比べ計算量は大幅に増加してしまう。これは、全パス探索によるSER特性(図7参照)からも分かるように、  $f_d T_s = 0.01$  と速いフェージング環境下においては、観測シンボル数  $N$  を小さくした時の特性の劣化が著しい為、受信信号系列の第一シンボルの検波時に正しいパスを誤って削除してしまう可能性が大きくなるからと

表 1: 探索パス数の比較

探索パス数	観測シンボル数 $N$	
	5	7
全パス探索	65,536	16,777,216
Mアルゴリズム ( $M = 5$ )	256	416
可変Mアルゴリズム ( $M = 5$ )	432	592

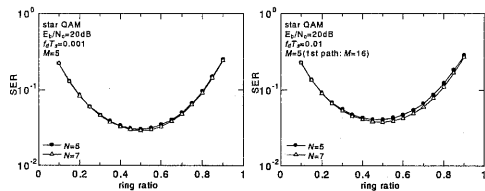


図 12: 最適リング比

考えられる。

そこで、 $f_d T_s = 0.01$  の時には、第一シンボルの検波時においては全てのパスを生き残りパスとし、第二シンボルの検波時より M アルゴリズムを適用する (本報告では、可変 M アルゴリズムと呼ぶ)。図 11 に、可変 M アルゴリズムを適用した時の、 $M$  の値に対する SER 特性を示す。同図より、 $M = 5$  が望ましい最小の  $M$  の値であることが推察される。なお、 $E_b/N_0$  が小さい環境下においては、M アルゴリズムによる特性の劣化は小さく、上で推察された  $M$  の値で十分なことを確認している。

表 1 に、受信器における全パス探索時と M アルゴリズム ( $M = 5$ )、可変 M アルゴリズム ( $M = 5$ ) 適用時の探索パス数の比較を示す。表より明らかなように、M アルゴリズムを適用することで、探索パス数の大幅な削減が行える。全パス探索時と比較すればその計算量は  $N = 5$  のとき約  $1/400$ 、 $N = 7$  のとき約  $1/80,000$  と遙かに少なくなる。なお、系列推定評価式  $\eta$  は加算形ではない為、各検波時点において毎回、検波時点までの受信信号系列とレプリカによる系列推定評価式  $\eta$  の計算を行う必要がある。

### 4.3 SER 特性

図 13,14 に、レイリーフェージング通信路における M アルゴリズムを適用した多シンボル遅延検波、及び理想同期検波時の SER 特性の比較を示す。変調方式にはスター QAM を適用し、その信号点配置 (図 1 参照) におけるリング比 ( $L_o/H_i$ ) は、各観測シンボル数における  $E_b/N_0 = 20$  dB の時の最適リング比 (図 12 参照) を使用している。なお、観測シンボル数は  $N = 5, 7$ 、 $f_d T_s = 0.001, 0.01$  としている。また、最大ドップラー周波数変動  $f_d$  と雑音電力値  $\sigma_n^2$  は、受信器にて独立かつ理想的に推定できるものと仮定し、系列推定評価式に適用している。生き残りパス数  $M$  の値は、4.2 (図 10,11 参照) で述べた値を適用する。

同図より、M アルゴリズムを多シンボル遅延検波に適用し、観測シンボル数  $N$  をさらに大きく設定することで、 $f_d T_s = 0.001, 0.01$  において SER 特性の改善が見られ、理想同期検波の特性にさらに近づくことが確認

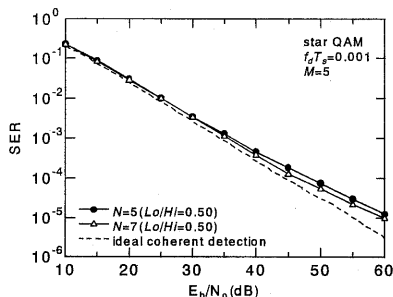


図 13: SER 特性 ( $f_d T_s = 0.001, M = 5$ )

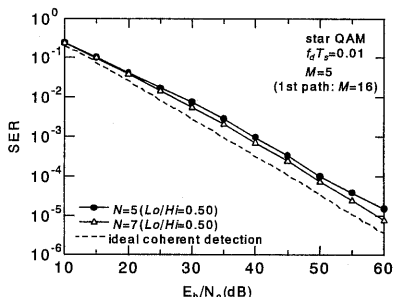


図 14: SER 特性 ( $f_d T_s = 0.01, M$  (可変) = 5)

できる。これは、受信信号の自己相関を考慮し、フェージングの影響を正しく評価している為、観測シンボル数を大きくすることによって、統計的により確かな推定が行われた為と考えられる。

### 4.4 $f_d$ の推定に伴う SER 特性の感受性

式 (4) の系列推定評価式  $\eta$  は、レイリーフェージング通信路における正規化最大ドップラー周波数  $f_d T_s$  に依存している為、受信器は事前に受信点において受けるドップラー周波数変動の最大値  $f_d$  を推定した上で、系列推定評価式  $\eta$  の計算を行う必要がある。前節までは、理想的に推定できたときを仮定してきたが、実際の通信路においては、 $f_d$  を正確に推定することは困難である。このような観点から、ここでは最大ドップラー周波数変動  $f_d$  の推定に伴う SER 特性の感受性について確認する。

レイリーフェージング通信路における正規化最大ドップラー周波数の真値を  $f_d T_s$ 、受信機での推定値を  $f_d T_s (est)$  とすると、 $f_d T_s (est)$  を用いた場合の系列推定評価式  $\eta$  中の自己相関係数  $\rho_{ij}$  は、 $J_0(2\pi f_d T_s (est) n)$  となる。

図 15,16 に、 $f_d T_s (est)/f_d T_s$  に対する M アルゴリズムを適用した多シンボル遅延検波の SER 特性を示す。なお、 $E_b/N_0 = 20, 50$  dB、観測シンボル数は  $N = 5, 7$  (リ

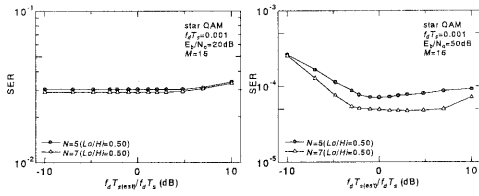


図 15:  $f_d T_s(est)/f_d T_s$  vs. SER 特性  
( $f_d T_s = 0.001, M = 16$ )

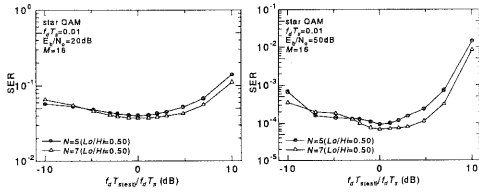


図 16:  $f_d T_s(est)/f_d T_s$  vs. SER 特性  
( $f_d T_s = 0.01, M = 16$ )

ング比は、最大ドップラー周波数変動  $f_d$  の理想的な推定を仮定したときの最適なりング比を使用),  $f_d T_s = 0.001, 0.01$ , 生き残りパス数は  $M=16$  としている。

同図より,  $f_d T_s = 0.001, 0.01$  において, 雑音電力値の大きい時 ( $E_b/N_0 = 20\text{dB}$ ) には感受性が弱く, 推定誤差による劣化量は小さい。それに対して, 雑音電力値の小さい時 ( $E_b/N_0 = 50\text{dB}$ ) には比較的感受性が強く, 推定誤差による劣化量は大きくなる。 $f_d$  推定に誤差が生じると, これは受信器において誤りを発生させる要因の一つとなるが, 雑音電力値の大きい時には雑音に比べこの影響は十分小さい為無視できるが, 小さい時には無視できず特性は劣化すると考えられる。また,  $f_d T_s = 0.001$  の時には真値より大きめ,  $f_d T_s = 0.01$  の時には真値より小さめに推定した場合, 劣化量は非常に小さくなる。この為, 推定値に対してリミッタを設けることによって, 劣化量を小さく抑えられると考えられる。

## 5 まとめ

本報告では, レイリーフェージング通信路における自己相関を考慮した多シンボル遅延検波の SER 特性をシミュレーションによって評価し, 理想同期検波の SER 特性との比較・検討を行ってきた。なお, 最大ドップラー周波数変動  $f_d$  と雑音電力値  $\sigma_n^2$  は, 受信器にて独立かつ理想的に推定できるものと仮定し, 系列推定評価式に適用したが, 実際の通信路において,  $f_d$  を正確に推定することは困難である為,  $f_d$  の推定に伴う SER 特性の感受性についても確認した。

最初に, 全パス探索による推定において,  $f_d T_s =$

$0.001$  と緩慢なレイリーフェージングだけでなく  $f_d T_s = 0.01$  と速いレイリーフェージングに対しても, 観測シンボル数を大きくすることにより良好な SER 特性を得ることを確認した。次に, 探索パスの削減法として M アルゴリズムを適用した。その結果, 系列推定評価式の計算量を大幅に削減でき, 観測シンボル数をさらに大きくすることを可能にした。これにより, さらなる SER 特性の改善を得ることができ, その SER 特性は理想同期検波の SER 特性に近づくことを確認した。最後に,  $f_d$  推定に伴う SER 特性の感受性は, 雑音電力値の小さい時 ( $E_b/N_0 = 50\text{dB}$ ) には比較的強く, 推定誤差による劣化量は大きくなることを確認された。

今後の課題としては, いかに  $f_d$  を推定し, その推定誤差に伴う SER 特性の劣化をいかに抑えるかを検討することが残されている。なお, 本稿では述べていないが, 系列推定評価式  $\eta$  の計算には高速算法が存在する。これについては稿を改めて報告する。

## 参考文献

- [1] D.Divsalar and M.K.Simon, "Multiple-symbol differential detection of MPSK," IEEE Trans. Commun., vol.38, no.3, pp.300-308, Mar. 1990.
- [2] 鈴木, 水野, "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, Y.Kaneko, S.Handa and S.Oshita, "Multiple-symbol Differential Detection of APSK and Limited Search Scheme using M-Algorithm," Proc.ISPACS 98 Conf., Melbourne, vol.1, pp.128-132, Nov. 1998.
- [4] M.Machida, S.Handa and S.Oshita, "Multiple-symbol differential detection of APSK based on MAP criterion," Proc.GLOBECOM'98 Conf., Sydney, vol.5, pp.2740-2744, Nov. 1998.
- [5] D.Divsalar and M.K.Simon, "Maximum-Likelihood Differential Detection of Uncoded and Trellis Coded Amplitude Phase Modulation over AWGN and Fading Channels-Metrics and Performance," IEEE Trans. on Commun., vol.42, no.1, pp.76-89, Jan. 1994.
- [6] S.Stein and J.J.Jones(関英男 監訳): "現代の通信回線理論", 森川出版 (1970)
- [7] 笹岡秀一: "移動通信", オーム社出版局 (1998)
- [8] J.B.Anderson, "Limited Search Trellis decoding of Conventional Codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.35, no.5, pp.944-955, sept. 1989.