

研 究

IIR フィルタにより性能を改善した 遅延検波 PSK

浜本 直和*¹ 橋本 幸雄*² 井出 俊行*¹
坂齊 誠*³ 手島 輝夫*⁴ 松本 泰*⁵

(1998年1月20日受理)

DIFFERENTIAL DETECTION PSK USING IIR FILTER FOR IMPROVING DETECTION PERFORMANCE

By

Naokazu HAMAMOTO, Yukio HASHIMOTO, Toshiyuki IDE,
Makoto SAKASAI, Teruo TEJIMA, and Yasushi MATSUMOTO

This paper presents a method for improving the performance of the differential detection of differentially encoded phase shift keying (DPSK). The structure of the proposed detection scheme consists of a conventional differential detection circuit equipped with an infinite impulse response (IIR) filter, combined with decision feedback. The results of theoretical analysis and computer simulation show that performance of the proposed detection method can approach that of coherent detection of DPSK under additive white Gaussian noise conditions with no increase in architectural complexity. Furthermore, the proposed detector has the ability to optimize performance under conditions of static or fading. An adaptive scheme suitable for time-varying Rician fading channel conditions is presented, and performance results obtained by computer simulation are given.

[キーワード] 遅延検波 PSK, IIR フィルタ, 周波数補償, ライスフェージング
Differential detection PSK, IIR filter, Frequency compensation, Rician fading

1. はじめに

遅延検波 PSK (DPSK) 方式は、キャリア再生が不要である、初期捕捉が早い、復調後の位相

不確定性が無い、マルチパスフェージング下での性能が良いといった特徴から、移動体衛星通信システムに適した方式である。また、周回衛星通信システムではドップラー周波数偏移が大きいため、このような状況に適応する PSK 同期検波回路は複雑になる。そのため、携帯地球局のような小型化が要求される通信システムでは遅延検波方式が適している。但し、遅延検波方式は、ビット当たりの電力対雑音電力密度比 (E_b/N_0) 対ビット誤り率 (BER) 特性が同期検波方式に比べ劣って

*1 宇宙開発事業団
*2 宇宙通信部 移動体通信研究室
現 (株)次世代衛星通信・放送システム研究所
*3 企画部 技術管理課
*4 犬吠電波観測所
*5 宇宙通信部 移動体通信研究室

おり、4相PSK(QPSK)では2dB程度性能が悪い。そのため、遅延検波方式の性能を改善するための研究が行われている。

その一つとして、マルチシンボル遅延検波(Multiple-Symbol Differential Detection: MSDD)法がある⁽¹⁾⁻⁽³⁾。この方法は、連続する複数のシンボルに対して最優秀判定を行い復調性能を改善する。問題点としては、差動符号化同期検波PSK方式の性能に近づけるために、観測するシンボルの数を多く必要とし、復調構成が複雑になることである。もう一つの方法として、遅延検波回路の遅延回路出力の信号電力対雑音電力比(C/N)を改善する方法がある⁽⁴⁾。この方法は、過去の複数のシンボルに対して、判定帰還をほどこした後平滑することでC/Nを改善する。この平滑操作は遅延回路の出力側に置いたFIR(Finite Impulse Response)フィルタにより行われる。差動符号化同期検波特性に近づけるためには、平滑のためのシンボル数を多くする必要があり、その分FIRフィルタの段数が増大する。そこで、復調器の構成を簡単にするため、FIRフィルタを一次巡回(Infinite Impulse Response: IIR)フィルタに置き換えた構成が提案されている⁽⁵⁾。

本報告で提案する方式は、文献(4)の方法に基づいたもので、文献(5)と同様にIIRフィルタにより遅延回路の出力C/Nを改善し、遅延検波の復調性能を改善するものである⁽⁶⁾⁽⁷⁾。本提案方式の特徴は、C/N改善のためのIIRフィルタと遅延検波のための遅延回路を一体化することにより、文献(5)で提案されている方式より回路構成がさらにシンプルになっている点である。

本報告では、提案復調方式の解析を行うとともに計算機シミュレーションによりその性能を確認する。さらに、周回衛星通信システムへの適応を考慮し、受信周波数偏移に対する補償方式を提案する。また本提案復調方式では、IIRフィルタの重み係数を可変にすることにより復調性能を通常の遅延検波特性と差動符号化同期検波特性の間で自由に制御できる。この特徴を活かして、ライスフェージング伝送路に提案復調方式を応用することを検討する。すなわち、動的にライスフェージングの変化に合わせてIIRフィルタの重み係数

を変更することにより、通常の同期検波方式や遅延検波方式に比べ性能が改善できることを計算機シミュレーションにより明らかにする。さらに、デジタル信号処理プロセッサ(DSP)によるPSK復調器に本提案方式を組み込み、技術試験衛星VI型(ETS-VI)を用いた通信実験を行ったので、その結果についても述べる。

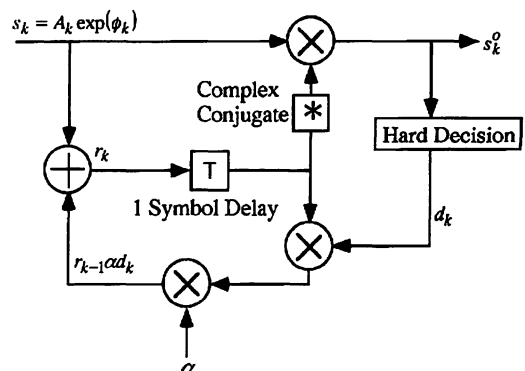
2. IIR フィルタを用いた遅延検波方式の解析

本章では、提案する遅延検波方式の構成と、提案方式のBER特性について述べる。ここでは、提案方式をDDIIR(Differential Detection with IIR filter)復調方式と呼ぶ。なお、DDIIR復調方式はM相PSK($M=2^n$: $n=1, 2, 3, \dots$)信号の復調に適用可能である。

第1図に、DDIIR復調方式を用いたPSK復調器の構成を示す。第1図では、次のことを前提としている。すなわち、受信信号は複素ベースバンド信号に変換され、理想受信フィルタ通過後シンボル中央点で最適サンプルされ、A/D変換された後復調器へ入力される。従って、復調器入力信号は以下のように表せる。

$$S_k = A \exp\{j(2\pi\Delta f T k + \phi_k^i + \phi_o)\} + x_k^n - jy_k^n \quad \dots(1)$$

ここで、 k はシンボル番号、 A は振幅、 Δf は周波数偏移、 T はシンボル周期である。 ϕ_k^i は k 番目の差動符号化した情報位相であり、 $2\pi i/M$ ($i=0, 1, 2, \dots, M-1$)で与えられる。また、 ϕ_o は初期位相、 x_k^n 及び y_k^n はベースバンドに変換された平均ゼロ、分散 σ^2 のガウス雑音である。(1)式は、極座標表示で表すこともでき、以下のようなになる。



第1図 DDIIR復調方式の構成

$$S_k = A_k \exp(j\phi_k) \dots\dots\dots(2)$$

ここで、 A_k 及び ϕ_k は次のように与えられる。

$$\begin{aligned} A_k &= \sqrt{(A+x_k^n)^2 + (y_k^n)^2} \\ \phi_k &= 2\pi\Delta f T k + \phi_k^i + \phi_o + \phi_k^n \\ x_k^n &= x_k^n \cos(2\pi\Delta f T k + \phi_k^i + \phi_o) - y_k^n \sin(2\pi\Delta f T k + \phi_k^i + \phi_o) \dots(3) \\ y_k^n &= x_k^n \sin(2\pi\Delta f T k + \phi_k^i + \phi_o) + y_k^n \cos(2\pi\Delta f T k + \phi_k^i + \phi_o) \\ \phi_k^n &= \tan^{-1}\left(\frac{-y_k^n}{A+x_k^n}\right) \end{aligned}$$

ここで、 ϕ_k^n はガウス雑音の位相変動成分である。

第1図が示すように、DDIIR 復調方式は、遅延回路と判定帰還を含む IIR フィルタが一体となって遅延検波を行う。すなわち、IIR フィルタの遅延回路に保存されている平滑化された1シンボル前のシンボルデータを用いて、現在の入力信号の遅延検波を行う。この平滑過程は以下のように表せる。

$$r_k = s_k + r_{k-1}\alpha d_k \dots\dots\dots(4)$$

ここで、 r_k は k 番目の遅延回路出力 (IIR フィルタ出力でもある)、 d_k は k 番目の復調信号のハード判定結果、 α は IIR フィルタの重み係数 ($0 \leq \alpha \leq 1$) である。また、遅延検波出力及びハード判定出力は以下のように与えられる。

$$\begin{aligned} s_k^o &= s_k r_{k-1}^* \\ &= A_k |r_{k-1}| \exp\{j(\phi_k - \phi_{k-1}^r)\} \dots\dots(5) \end{aligned}$$

$\frac{2\pi}{M}n - \frac{\pi}{M} \leq \phi_k - \phi_{k-1}^r < \frac{2\pi}{M}n + \frac{\pi}{M}$ のとき、

$$d_k = \exp\left(j\frac{2\pi}{M}n\right) \dots\dots\dots(6)$$

ここで、 r_k^* は r_k の複素共役、 ϕ_k^r は遅延回路出力の位相成分、 $|r_{k-1}|$ は r_{k-1} の絶対値である。

(1) 周波数偏移の無い場合のシンボル誤り率

はじめに、受信信号に周波数偏移の無い場合について検討する。周波数偏移の問題に関しては第3章で述べる。文献(4)によると、遅延検波のシンボル誤り率は、遅延回路の出力 C/N を求めることにより近似的に導出できる。文献(4)の場合には、遅延検波回路に段数 L の FIR フィルタが挿入されているため、出力 C/N は入力 C/N に対して L 倍改善される。一方、DDIIR 復調方式では IIR フィルタを用いているため、付録 A に示すように、出力 C/N は $(1 + \alpha)/(1 - \alpha)$ 倍だけ改善される。その結果、文献(4)に示されたシ

ンボル誤り率を与える式 (文献(4)の(19式) 中の L を $(1 + \alpha)/(1 - \alpha)$ に置き換えることにより、DDIIR 復調方式における近似的なシンボル誤り率を求めることができる。その結果、DDIIR 復調方式のシンボル誤り率 ($P_e(\alpha, \gamma)$) は以下のようなになる。

$$P_e(\alpha, \gamma) \approx 2Q\left[\gamma\sqrt{\frac{4}{1+\alpha}} \sin^2\left(\frac{(1+\alpha)\pi}{2M}\right)\right] \dots\dots(7)$$

ここで γ は入力 C/N、 $Q[x]$ は以下の式で定義される誤差補関数である。

$$Q[x] = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy \dots\dots(8)$$

(7)式は、 $\alpha = 0$ では遅延検波特性を近似しており、 $\alpha = 1$ では同期検波特性を近似している⁽⁴⁾。

(2) シンボル誤りの伝搬と BER

遅延検波の場合には、1シンボルの誤りの影響が次のシンボルに伝搬することが予想されるが、(7)式で示したシンボル誤り率はそのことを考慮していない。そこで、DDIIR 復調方式におけるシンボル誤りの伝搬について検討する必要がある。そこで、 k 番目の入力信号のみに大きな熱雑音加わり、その結果、信号の位相が π/M 以上回転する場合を想定する。すなわち、 k 番目の信号位相が、

$$\phi_k = \phi_k^i + \phi_k^o + \phi_k^n + \phi_o \dots\dots\dots(9)$$

で与えられ、 k 番目の復調データに誤りが生じた状態である。ここで、 ϕ_k^o はハード判定によって誤った位相成分、 ϕ_k^n は残りの位相成分 ($< \pi/M$) であり、次のような関係がある。

$$\phi_k^n = \phi_k^{n'} + \phi_k^e \dots\dots\dots(10)$$

このときの k 番目以降の IIR フィルタ出力を求めるため、付録 A の導出過程で ϕ_k^i の代わりに $\phi_k^i + \phi_k^e$ を用いて、付録 A と同様の計算を行う。その結果、 k 番目の IIR フィルタ出力は次のように導かれる。

$$r_k = \exp\{j(\phi_k^i + \phi_k^e + \phi_o)\} \left[A_k \exp(j\phi_k^n) + \sum_{r=0}^{k-1} A_r \alpha^{k-r} \exp(j\phi_r^n) \right] \dots\dots(11)$$

(11)式には誤り位相 ϕ_k^e が含まれており、その結果、 $k+1$ 番目の遅延検波においても、復調データに

誤りが生じることを示している。しかし、さらに計算を進め、 $k+1$ 番目の IIR フィルタ出力を導出すると、

$$r_{k+1} = \exp\{j(\phi_{k+1} + \phi_0)\} \left[\alpha A_k \exp(j\phi_k) + \sum_{r=0}^{k+1} A_r \alpha^{k-r+1} \exp(j\phi_r) \right] \dots (12)$$

となる。この結果から、 $k+1$ 番目の復調データに誤りがあるにも関わらず、 $k+1$ 番目の IIR フィルタ出力には誤り成分が消失し、それ以降の復調に際しては誤りが伝搬しないことがわかる。誤りが消失する理由は、 $k+1$ 番目の復調データの誤りは位相が反転しており、判定帰還されたときに IIR フィルタに残された元の誤りを打ち消すように働くことで説明できる。

以上の結果から、DDIIR 方式の実際のシンボル誤り率は(7)式の値よりも2倍ほど大きくなる。但し、QPSK 変調におけるシンボル誤りでは、ほとんどの場合 ϕ_k^e が $\pm\pi/2$ となる。そのため、Gray 符号化を用いればシンボルを構成する2ビット中の1ビット誤りとなるため、BER はシンボル誤り率の半分となる。その結果、(7)式がそのまま BER と考えられる。

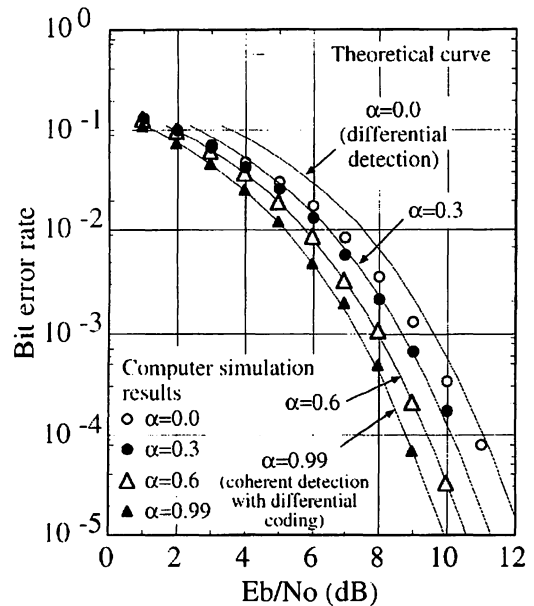
なお、上記の検討では k 番目のみに大きな雑音加わった場合を想定したが、実際には連続して大きな雑音加わる場合もあり、このような場合についてはさらに検討が必要である。しかし後述の計算機シミュレーション結果によると、そのような影響は無視できるようである。

(3) 計算機シミュレーション結果

これまでの解析結果を確認するために、DDIIR 復調方式を用いた4相遅延検波 PSK (DQPSK) の計算機シミュレーション(モンテカルロ法)を行った。計算機シミュレーションにおいては、後述する DDIIR 復調方式のハードウェア化を考慮して、実際の復調構成に近いシミュレーションを行っている。そのため、DDIIR 復調方式の遅延検波以外に

- Gray 符号化
- FIR フィルタを用いた送受ナイキストフィルタ(ロールオフ率=50%, ルート配分)
- 高速引き込み可能なクロック再生回路⁽⁶⁾

をシミュレーションに組み込んでいる。なお、有限長の FIR フィルタ及びクロック再生回路を組み込んだことによる理論値からの劣化は E_b/N 。



第2図 DQPSK 信号に対する DDIIR 復調性能

で 0.2 dB 以内と十分小さいことが確認されている。

第2図に、(7)式の解析結果とシミュレーションによる BER 特性測定結果を示す。この結果は、 α を 0, 0.3, 0.6, 0.99 としたときのものである。 α が 0.6 及び 0.99 では、シミュレーションと解析結果はよく一致しており、前節の最後で述べた連続して大きな雑音が入力される影響は無視できることがわかる。一方、 α が 0 及び 0.3 については、低 E_b/N の範囲でシミュレーション結果の方が解析結果よりも良い BER になっている。この原因は、シンボル誤り率を求める解析が、高 E_b/N を仮定しているためと思われるが、詳細な検討については今後行う必要がある。

以上の結果から、DDIIR 復調方式では、IIR フィルタの重み係数である α を変えることによって、その復調性能を差動符号化同期検波特性から通常の遅延検波特性の間で自由に設定できることがわかる。

3. 受信周波数偏移の補償

これまでの検討では、受信周波数偏移は無いものとして扱ってきた。しかし実際の伝送路では、局発信号やドップラーシフトによる周波数偏移は無視できない。この周波数偏移は、DDIIR 復調方式で用いている IIR フィルタの平滑効果に影

響を与える。そのため、受信周波数偏移の大きな伝送路で DDIIR 復調方式を用いる場合には、何らかの周波数補償が必要になる。本章では、そのための補償法について検討する。

ここで提案する周波数補償法は、復調信号から周波数偏移量を推定し、その推定量だけ IIR フィルタの演算過程を補正する方法である。この補正法は、ローパス特性の IIR フィルタをバンドパス特性の IIR フィルタに置き換えることに相当する。IIR フィルタをバンドパス特性に変更するために、遅延回路出力を求める(4)式を以下のように変更する。

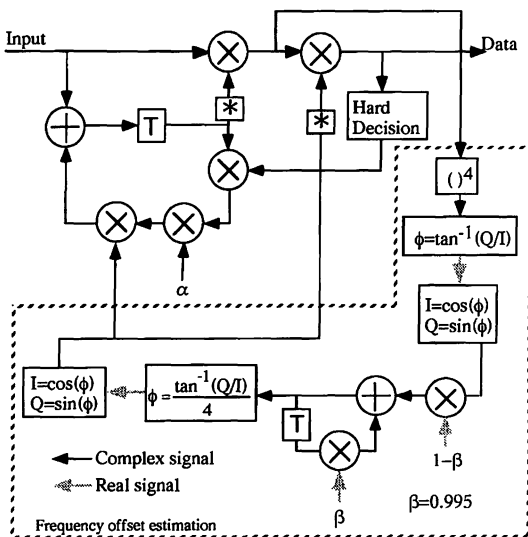
$$r_k = s_k + r_{k-1} \alpha d_k \exp\{j2\pi(\Delta f + f_k^e)T\} \quad \dots(13)$$

ここで、 f_k^e は復調信号から後述する方法で測定した推定周波数偏移の真値からの誤差であり、平均は 0 とする。この変更は、推定した周波数(実際にはシンボル間の位相回転量)を用いて作った複素信号を IIR フィルタの帰還回路に掛ける操作を加えたものである。その結果、遅延回路出力は以下ようになる。

$$r_k = \exp\{j(2\pi\Delta f T k + \phi_k^e + \phi_0)\} \sum_{r=0}^k A_r \alpha^{k-r} \exp\{j(\phi_r^e + \sum_{m=r}^{k-1} 2\pi f_{m+1}^e T)\} \quad \dots(14)$$

$$\approx \exp\{j(2\pi\Delta f T k + \phi_k^e + \phi_0 + \phi_k^{sum})\}$$

ここで、 ϕ_k^{sum} は $\sum_{r=0}^k [\cdot]$ の位相項を表すが、係数 α (< 1) による重み平均効果により定常状態で



第 3 図 DQPSK のための周波数補償回路を含む DDIIR 復調方式

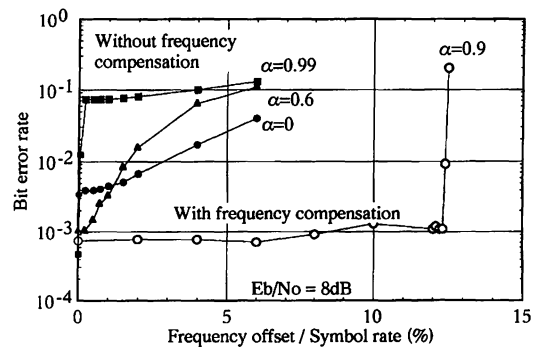
は十分小さな値とみなせる。また、(14)式の 2 行目では、位相検波に影響しない振幅成分の項は 1 に置き換えている。(14)式は、推定周波数を用いて k 番目の受信信号の位相成分を誤差 ϕ_k^{sum} で予測したことになり、この信号を用いて以下のように $k+1$ 番目の遅延検波を行うことができる。

$$s_{k+1}^e = s_{k+1} r_k^* \approx \exp\{j(2\pi\Delta f T + \phi_{k+1}^e + \phi_{k+1}^e - \phi_k^e)\} \quad \dots(15)$$

なお、(15)式の復調信号には $2\pi\Delta f T$ の残差が残されているが、データ判定の前に推定周波数成分の複素共役 ($\exp\{-j(2\pi\Delta f T + f_k^e)\}$) の補正を掛けることで打ち消すことができる。

第 3 図に、周波数補償回路を組み込んだ DQPSK のための DDIIR 復調構成を示す。周波数推定は次のように行われる。遅延検波された復調信号には受信周波数偏移によるシンボル間の位相回転量が含まれている。それを取り出すために、復調信号を 4 通倍して情報変調成分を取り除き、同相、直交成分をそれぞれローパスフィルタ(LPF)で平滑した後、位相回転量を求める。4 通倍する前の位相回転量に戻すためにその値を 1/4 した後、振幅 1 の複素信号に変換して IIR フィルタに帰還する。周波数推定量の初期値は 0 であるが、推定処理は逐次的に行われるため、数十シンボル後には正しい推定が行われる。また、シンボル毎に更新されるため、受信周波数偏移量が時間的に変化しても、その変化に追従可能である。

第 4 図に、ここで提案した周波数補償を含む DDIIR 復調方式の DQPSK 復調結果を示す。図は、周波数補正を行う場合と行わない場合の受信



第 4 図 受信周波数偏移に対する BER ($E_b/N_0 = 8$ dB)

周波数偏移量に対するビット誤り率 ($E_b/N_0 = 8$ dB) のシミュレーション結果である。なお、周波数推定回路の LPF には重み係数 (β) として 0.995 を使用した。

シミュレーションの結果、周波数補正を行わない場合は、 α が 1 に近づくに従って許容周波数偏移範囲が狭くなり、 $\alpha = 0.99$ 程度では、僅かな周波数偏移でもビット誤りは急激に増大することがわかる。一方、受信周波数補償を行った場合には、シンボルレートの $\pm 12.5\%$ の周波数偏移まで、問題なく復調することができる。この特徴は、異なる E_b/N_0 でも同様であることが、シミュレーションにより確認されている。なお、 $\pm 12.5\%$ の値は 4 通倍処理を行うために生じる限界である。

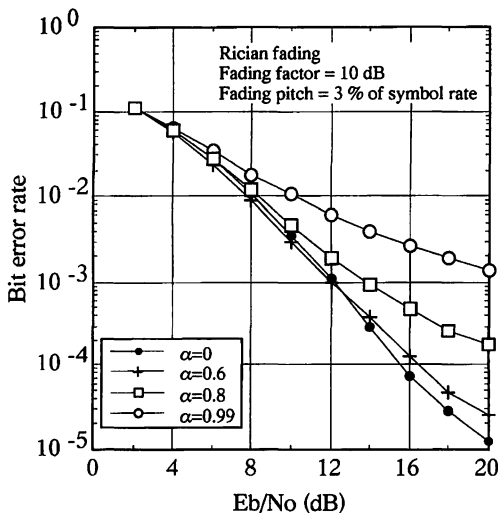
4. ライスフェージング伝送路への応用

DDIIR 復調方式は IIR フィルタの重み係数 α を制御することにより、遅延検波特性から差動符号化同期検波特性の間の任意の特性を得ることができる。そこで本章では、この特徴を利用してライスフェージング伝送路において復調性能が改善できることを述べる。

ライスフェージングを受けた受信信号は、以下の式によりモデル化される⁽⁹⁾。

$$s_k = ((1 + x_k^r + jy_k^r)A + x_k^i - jy_k^i) \exp\{j(2\pi\Delta f T k + \phi_k^i + \phi_o)\} \dots\dots(16)$$

ここで、 $1 + x_k^r + jy_k^r$ の項がライスフェージング



第5図 ライスフェージング下の DQPSK に対する DDIIR 復調特性

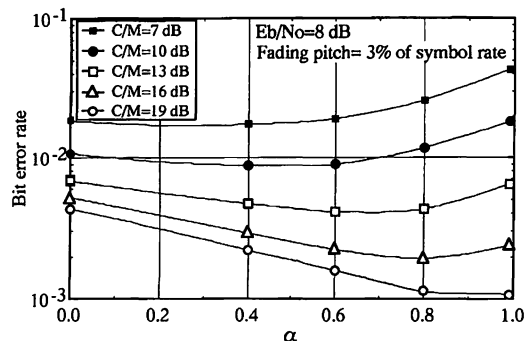
を表している。 x_k^r および y_k^r は狭帯域 LPF を通過した独立なガウス雑音で平均 0、分散 σ^2 とする。狭帯域 LPF によりサンプル間の雑音に相関が生じ、フィルタの帯域でフェージングピッチが決まる。また、フェージングファクター (C/M) は以下のように定義される。

$$C/M = \frac{1}{2\sigma^2} \dots\dots\dots(17)$$

(1) ライスフェージング下の DDIIR 復調性能

第5図に、ライスフェージング下の DDIIR 復調方式の BER 特性 (計算機シミュレーション結果) を示す。このシミュレーションでは、 C/M を 10 dB、フェージングピッチをシンボルレートの 3% に設定した。また E_b/N_0 は、ライスフェージングが無いときの受信熱雑音に対する E_b/N_0 である。第5図が示すように、BER 特性の α 依存性は第2図で示した熱雑音のみの場合と異なり、 α が 1 に近いほど BER 特性の劣化は大きく、 $\alpha = 0$ のとき (通常の遅延検波) のとき、最も良い特性が得られた。このような特性が得られる最大の原因は、ライスフェージングによって起こるキャリア位相変動に対する遅延回路出力の応答速度に起因するものと思われる。すなわち、 $\alpha = 0$ のときは 1 シンボル前のデータのみが検波に用いられるため、シンボルレートより十分ゆっくりした位相変動の影響は無視できるが、 α が 1 に近づくに連れて IIR フィルタの応答の遅れが大きくなり、受信位相の変動に追従できなくなるためであると思われる。

次に、 C/M を 7 dB から 19 dB の範囲で変えたときの α に対する BER ($E_b/N_0 = 8$ dB) の関係を第6図に示す。 C/M の大きさにより、



第6図 C/M をパラメータにした時の α 対 BER

BER が最小になる α は変化し、 C/M が大きい (フェージングの影響が小さい) ほど最適な α は 1 に近い値をとり、逆に C/M が小さいほど最適な α は 0 に近い。すなわち第 6 図は、ライスフェージング下の DDIIR 復調方式による復調時に、フェージングファクターの大きさに応じて α を適応的に変えてやれば、通常の遅延検波や同期検波よりも BER を低くできる場合があることを示している。そこで、次に復調中にフェージングファクターを推定する方法について検討し、その推定法を組み込んだ DDIIR 復調方式 (適応 DDIIR 復調方式) の復調性能について計算機シミュレーションにより評価する。

(2) フェージングファクターの推定

フェージングファクターを推定する方法は、ライスフェージングと熱雑音の性質の違いを考慮したものである。

- フェージングにより、フェージングピッチに依存したキャリア近傍帯域内のスペクトルが持ち上がる。情報伝送速度を数 kbps 以上と仮定した場合、この帯域は受信帯域に比べ十分狭い。
 - 熱雑音は受信帯域内で平坦なスペクトルを持つ。
- 上記の点を考慮して、復調信号に対して以下のような処理を行うと、フェージングファクターを

推定できる。なお、以下の説明の理解を助けるため、具体的な回路構成を第 7 図に示す。

まず、DDIIR 入力信号に逆変調操作を施し、無変調成分の同相成分を得る。すなわち、IIR フィルタ帰還回路の加算前の信号 (過去のデータと判定帰還による現在の入力信号推定値) の複素共役を入力信号に掛け、同相成分を取り出す。その同相成分は(16)式を用いて以下のように表せる。

$$\mu_k \approx A(1+x_k^r) + x_k^{nr} \dots\dots\dots(18)$$

次に、(18)式の直流成分を除いて信号電圧で規格化するために、以下の処理を行い、 v_k を得る。

$$v_k = \frac{\mu_k - \langle \mu_k \rangle}{\langle \mu_k \rangle} \approx x_k^r + \frac{x_k^{nr}}{A} \dots\dots\dots(19)$$

さらに、 v_k の電力 (P_1) と、想定される最大のフェージングピッチ周波数程度の帯域の狭帯域フィルタを通過した v_k の電力 (P_2) をそれぞれ求める。 P_1, P_2 は以下のように与えられる。

$$P_1 = \langle v_k^2 \rangle = \langle (x_k^r)^2 \rangle + \left\langle \left(\frac{x_k^{nr}}{A} \right)^2 \right\rangle + 2 \langle x_k^r \left\langle \frac{x_k^{nr}}{A} \right\rangle \rangle \dots\dots\dots(20)$$

$$= \sigma_r^2 + \frac{\sigma_n^2}{A^2}$$

$$P_2 = \langle (h(k) \otimes v_k)^2 \rangle$$

$$= \langle (x_k^r)^2 \rangle + \left\langle \left(\frac{h(k) \otimes x_k^{nr}}{A} \right)^2 \right\rangle + 2 \langle x_k^r \left\langle \frac{h(k) \otimes x_k^{nr}}{A} \right\rangle \rangle \dots\dots(21)$$

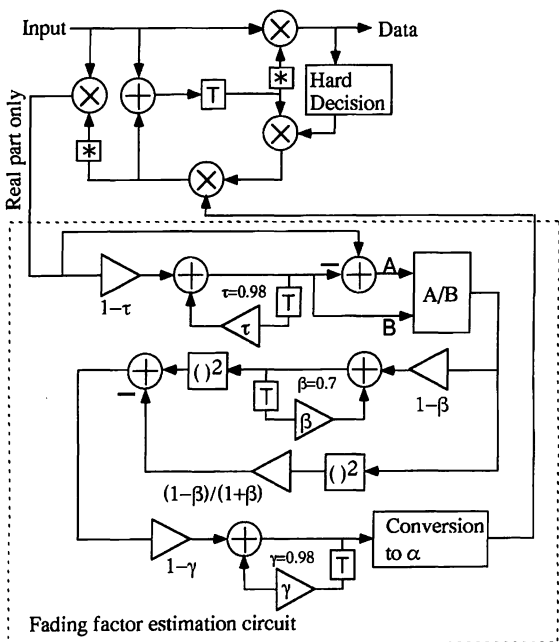
$$= \sigma_r^2 + \frac{B_1}{B_R} \frac{\sigma_n^2}{A^2}$$

ここで、 $h(k)$ は狭帯域フィルタの伝達関数、 B_1 はその等価帯域幅、 B_R は受信帯域幅、 \otimes は畳み込み演算である。フェージングファクターが(17)式で与えられることを考慮すると、推定するフェージングファクターは(20)式及び(21)式より以下のように与えられる。

$$C/M = \frac{1 - \frac{B_1}{B_R}}{2 \left(P_2 - \frac{B_1}{B_R} P_1 \right)} \dots\dots\dots(22)$$

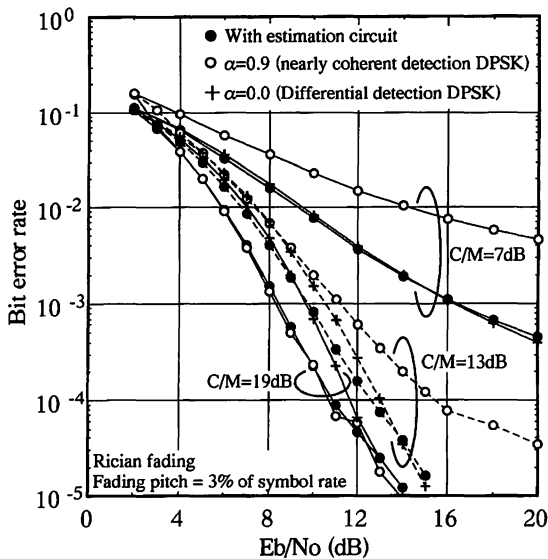
(3) 実際の回路構成と性能評価

(22)式で推定したフェージングファクターから最適 α を求めるためには、第 6 図で示した C/M と最適 α の関係をテーブル化しておけば良い。なお、第 7 図に示した実際の回路では、平均操作や狭帯域フィルタリングの操作は 1 次の IIR フィルタで実現している。



第 7 図 フェージングファクター推定回路を含む DDIIR 復調方式

第8図に、第7図の構成の適応DDIIR復調方式を用いたライスフェージング下のBER特性のコンピュータシミュレーション結果を示す。第8図には、比較のため α を固定(0:遅延検波特性, 0.9:差動符号化同期検波に近い特性)にしたときの結果を合わせて載せる。適応DDIIR復調方式は、 C/M が低い($C/M=7\text{dB}$)ときは遅延検波特性とほぼ同じ特性を示し、逆に C/M が高い($C/M=19\text{dB}$)ときは差動符号化同期検波特性とほぼ同じになる。その中間の $C/M=13\text{dB}$ で



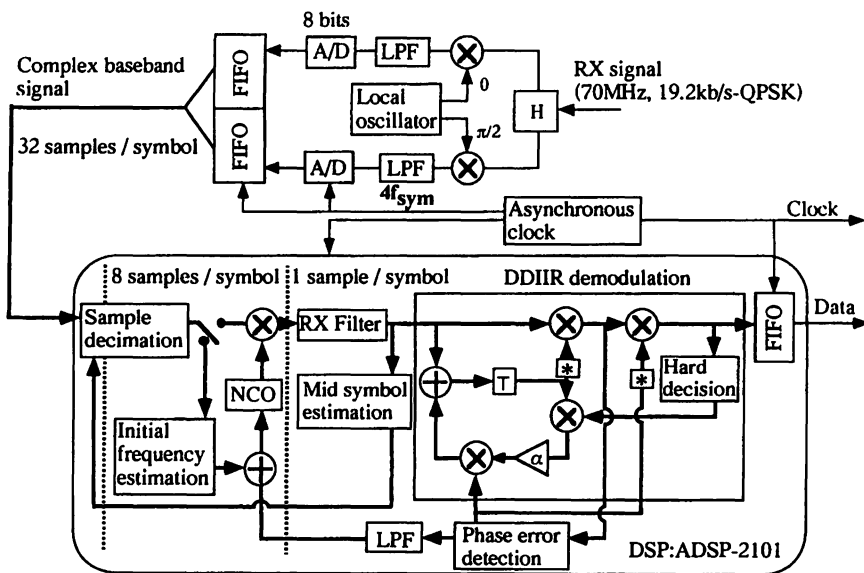
第8図 ライスフェージング下の適応DDIIR復調性能

は、BERが 10^{-4} 以上の範囲において適応DDIIR復調特性が最も良い特性を示す。第8図の結果はフェージングピッチがシンボルレートの3%の場合であるが、フェージングピッチを0.75%、1.5%にした場合でも同様の復調特性が得られている。

上記のシミュレーションはフェージングファクターを時間的に変化させて行ったものではない。しかし、フェージング推定回路はシンボル毎に逐次的に推定結果を更新していくので、時間的にフェージングファクターが変化していくような伝送路においてもその性能は発揮されるものと思われる。なお、フェージングファクターの推定回路に用いたIIRフィルタの重み係数(第7図中に示す)は、シミュレーションを行いながら試行錯誤により選定したもので、特に論理的根拠があるわけではない。これらの値についてはより最適な値を求めるための検討が必要である。

5. DDIIR復調方式のハードウェア化と衛星通信実験

これまで述べてきたDDIIR復調方式を、デジタル信号処理プロセッサ(DSP)を用いたQPSK復調器にインプリメントし、実際の衛星回線を用いた通信実験により性能確認を行った。用いた衛星は技術試験衛星VI型(ETS-VI)である。ETS-



第9図 DDIIR復調方式を用いたDSPによるDQPSK復調器の構成

VIは周回軌道を回るため、静止衛星に比べドップラーシフトが大きく（低軌道周回衛星システムに比べると小さいが）、周波数補償効果の確認にもなる。

5.1 変復調器の構成

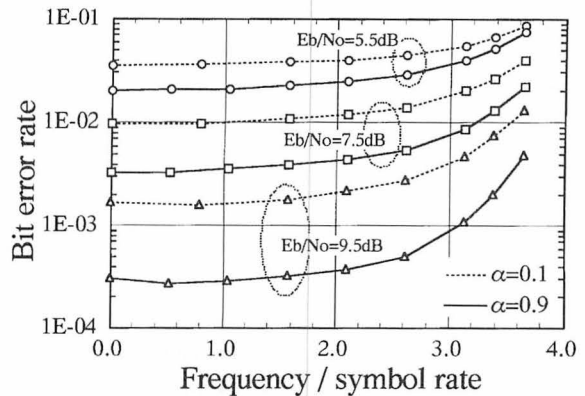
第9図に復調器の構成及びDSP内部の復調処理アルゴリズムを示す。変調側は情報伝送速度19.2 kb/sの差動符号化QPSK変調波(70MHz-IF信号)を出力する。送受信フィルタには50%ルートナイキストフィルタを用いている。受信側では、70MHzのIF受信信号を疑似直交検波により複素ベースバンド信号とし、シンボルレートの4倍のカットオフ周波数のLPFで不要帯域を除く。従って、本復調器は、シンボルレートの±4倍の受信周波数偏移まで対応可能となる。フィルタ出力は32サンプル/シンボルでA/D変換(8ビット量子化)し、DSP(16ビット固定小数点, 10 MIPS)でリアルタイム数値演算処理を行う。初期捕捉時は、初期周波数推定機能⁽¹⁰⁾により周波数偏移を推定し局発周波数の初期設定を行う。周波数推定は変調波に対して8サンプル/シンボルで行われ、特別なプリアンブルを必要としない⁽¹¹⁾。信号検出後は、シンボル中央点推定部(クロック再生に相当)⁽⁸⁾から得られる情報でサンプルデータの間引きタイミングを1/32の分解能で調節し、復調処理を1サンプル/シンボルで行う。復調は、DDIIR復調方式により行われる。また、復調中の周波数ドリフトに対して、検波出力の位相誤差を利用したドリフト補正が行われる。

5.2 装置特性

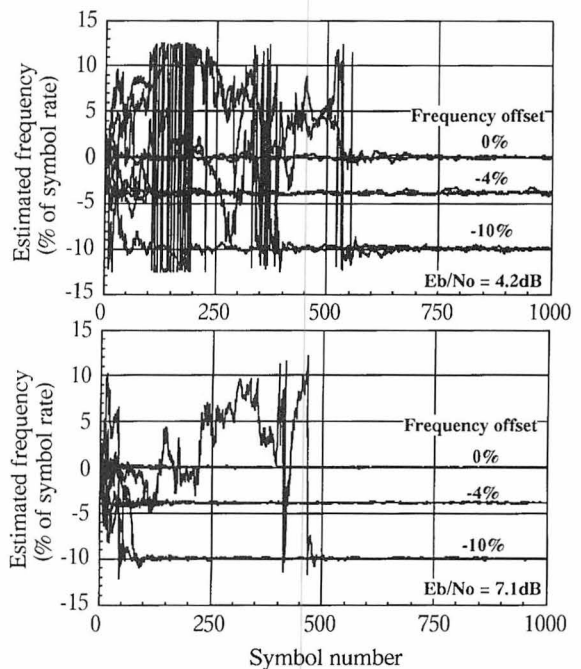
装置の性能を評価するため、IF折り返し及び衛星回線(ETS-VIのS→Kaバンド:周波数ドリフトレート約8 Hz/秒及びミリ波(Oバンド)折り返し回線:周波数ドリフトレート約26 Hz/sec)を用いて、復調器の性能を評価した。

(1) 引き込み周波数範囲

第10図に周波数推定部を含めた復調器全体の周波数引き込み範囲及び周波数偏移に対するBER($E_b/N_o=5.5, 7.5$ 及び 9.5 dB, $\alpha=0.1$ と 0.9)を示す。周波数推定部の働きにより、外部シンセサイザを用いることなくシンボルレートの約3.5倍の周波数範囲まで動作することがわか



第10図 受信周波数偏移に対するBER

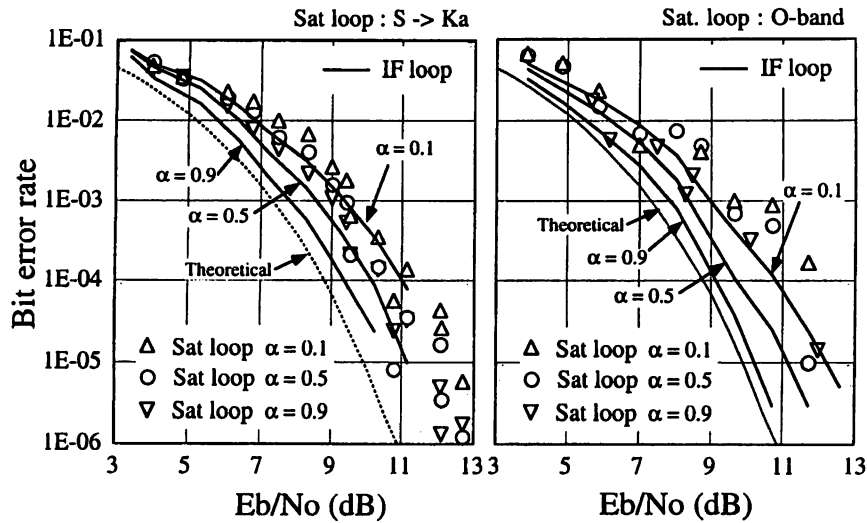


第11図 DDIIR復調方式の周波数推定引き込み特性

る。なお、周波数偏移が約2倍以上になると、BERの劣化が認められるが、これは、A/D変換器入力側のLPFの振幅特性の利得低下によるものである。

(2) 復調器初期引き込み特性

遅延検波における復調開始時のオーバーヘッドは高々1シンボルであるが、本復調器では、判定帰還遅延検波方式に周波数補正回路を付加しているため、復調初期の周波数偏移量(最大許容値=12.5%/シンボルレート)の推定が完了するためある程度の時間を必要とする。第11図に示



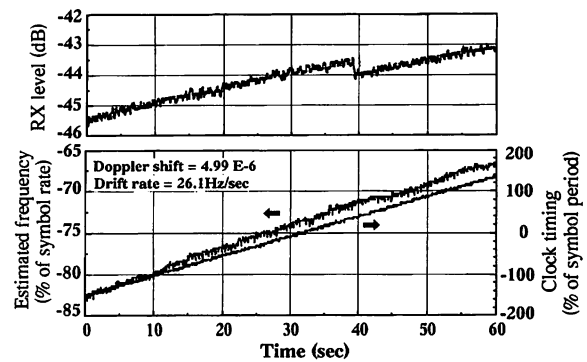
第12図 IF及び衛星折り返しBER特性

すIF折り返しによる測定の結果、周波数推定が完了するまでの時間は短い場合は50シンボル程度であったが、10回に1回程度の割合で500シンボル程度を要することがあり、この短縮については今後の課題である。

(3) BER特性

第12図に本装置のIF及び衛星(ETS-VI)回線のBER特性(S→Ka回線およびミリ波折り返し)を示す。IF折り返しでは、 α を0.9とすることにより、差動符号化同期検波QPSKに近いBER特性が得られる。また、 α を0.1にすることにより遅延検波特性に近づく。S→Ka回線におけるBER特性では、絶対値としてのBERは $\alpha=0.1$ の時が最も悪いが、IF折り返しとの差はあまりない。一方、 $\alpha=0.9$ の時、IF折り返しからの劣化量が大きく1～1.5dB程度になる。これは、回線上の位相雑音による影響と思われる。ミリ波回線の場合には、地球局のアンテナ追尾がステップ追尾のため受信レベル変動が大きく、C/N測定誤差の増大による見かけ上の劣化が現れている。

第13図にBER測定中のETS-VIミリ波回線の受信レベル特性及びドップラー特性測定結果を示す。このデータは、BER測定中にDSP内部で保存した内部変数を測定終了後取り出したもので、この時の受信周波数は1分間の間にシンボルレートの15%程度ドリフトし、受信レベルも2.5dB程度変化している。



第13図 BER測定中の受信レベル、推定周波数、クロックタイミング

6. おわりに

本報告では、遅延検波特性を改善する方法としてIIRフィルタと遅延回路を一体化した遅延検波復調法(DDIIR復調方式)を提案し、BER特性を求めるための解析及びそれを確認するための計算機シミュレーションを行った。さらに、周波数偏移に対する対策及びライスフェージング下での性能向上を目的とした付加回路の提案を行い、計算機シミュレーションによりその有効性を確認した。また、本方式をDSPによるQPSK復調器にインプリメントし、実際の周回衛星(ETS-VI)を経由した通信実験を行い、ドップラーシフトのある伝送路での性能確認を行い、本方式の有効性を実システムで確認した。

付 録

以下に、DDIIR 復調方式の遅延回路出力、及びその平均と分散を導出する。

(4)式の遅延回路出力は以下のように展開される。

$$\begin{aligned} r_k &= s_k + r_{k-1}\alpha d_k \\ &= s_k + \sum_{r=0}^{k-1} \left(s_r \alpha^{k-r} \prod_{m=r}^{k-1} d_{m+1} \right) \quad \dots (A-1) \\ &= s_k + \sum_{r=0}^{k-1} \left(A_r \alpha^{k-r} \exp \left\{ j \left(2\pi \Delta f T r + \phi_r' + \phi_r'' + \phi_o + \sum_{m=r}^{k-1} \phi_{m+1}^{hd} \right) \right\} \right) \end{aligned}$$

ここで、 ϕ_{m+1}^{hd} は $m+1$ 番目のハード判定出力の位相、すなわち、 $m+1$ 番目と m 番目の送信位相の差である(厳密には、周波数偏移が無く、雑音電力が十分小さいことによりハード判定の誤りが無視できる場合にのみ成立する)。従って、

$$\sum_{m=r}^{k-1} \phi_{m+1}^{hd} = \phi_k^t - \phi_r^t \quad \dots (A-2)$$

を考慮すると、(A-1) 式は次のようになる。

$$\begin{aligned} r_k &= \exp \left\{ j \left(\phi_k^t + \phi_o \right) \right\} \sum_{r=0}^k \left\{ j \left(A_r \alpha^{k-r} \exp \left(j \phi_r'' \right) \right) \right\} \\ &= \exp \left\{ j \left(\phi_k^t + \phi_o \right) \right\} \sum_{r=0}^k \left\{ j \alpha^{k-r} \left(A + x_r'' - j y_r'' \right) \right\} \quad \dots (A-3) \end{aligned}$$

(A-3) 式から、定常状態における遅延回路出力の平均電力と分散は以下のように与えられる。

$$\begin{aligned} \langle r_o \times r_o \rangle &= \lim_{k \rightarrow \infty} \left[\left\langle \sum_{r=0}^k \alpha^{k-r} \left(A + x_r'' - j y_r'' \right) \right\rangle \left\langle \sum_{r=0}^k \alpha^{k-r} \left(A + x_r'' + j y_r'' \right) \right\rangle \right] \\ &= \lim_{k \rightarrow \infty} \left(\sum_{r=0}^k A \alpha^{k-r} \right)^2 \\ &= \frac{A^2}{(1-\alpha)^2} \quad \dots (A-4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \langle (r_o - \langle r_o \rangle) (r_o - \langle r_o \rangle) \rangle &= \lim_{k \rightarrow \infty} \left\langle \sum_{r=0}^k \alpha^{k-r} \left(x_r'' - j y_r'' \right) \cdot \sum_{r=0}^k \alpha^{k-r} \left(x_r'' + j y_r'' \right) \right\rangle \\ &= \lim_{k \rightarrow \infty} \sum_{r=0}^k \left[\alpha^{2(k-r)} \left\{ \langle (x_r'')^2 \rangle + \langle (y_r'')^2 \rangle \right\} \right] \\ &= \frac{2\sigma_n^2}{1-\alpha^2} \quad \dots (A-5) \end{aligned}$$

上式は以下の統計的性質を仮定している。

$$\begin{aligned} \langle x_i'' \rangle &= \langle y_i'' \rangle = 0 \\ \langle x_i'' x_j'' \rangle &= \langle y_i'' y_j'' \rangle = \langle x_i'' y_j'' \rangle = 0 \quad (i \neq j) \quad \dots (A-6) \\ \langle (x_i'')^2 \rangle &= \langle (y_i'')^2 \rangle = \sigma_n^2 \end{aligned}$$

(A-5) 式より、遅延回路出力の C/N は

$$\gamma_r = \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \left(\frac{A^2}{2\sigma^2} \right) = \frac{1+\alpha}{1-\alpha} \gamma \quad \dots (A-7)$$

となる。ここで、 γ は受信 C/N である。

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) F.Edbauer, "Bit error rate of binary and quaternary DPSK signals with multiple differential feedback detection," IEEE Trans. Commun., Vol. 40, no. 3, Mar. 1992.
 (3) K.M.Mackenthun, Jr, "A fast algorithm for multiple-symbol differential detection of MPSK," IEEE Trans. Commun., Vol. 42, no. 2/3/4, pp. 1471-1474, Feb. 1994.
 (4) H.Leib and S.Pasupathy, "The phase of a vector perturbed by Gaussian noise and differentially coherent receivers," IEEE Trans. Inform Theory., Vol. 34, no. 6, pp. 1491-1501, Nov. 1988.
 (5) H.Leib, "Data-aided noncoherent demodulation of DPSK," IEEE Trans. Commun., Vol. 43, No. 2/3/4, pp. 722-725, Feb./Mar./Apr. 1995.
 (6) 浜本, 他, "移動体衛星通信に適した判定帰還遅延検波 PSK 復調方式", 1995 年春期信学総会.
 (7) N.Hamamoto, "Differential detection with IIR filter for improving DPSK detection performance," IEEE Trans. Commun., Vol. 44, No. 8, pp. 959-966, Aug. 1996.
 (8) N.Hamamoto, "Digital signal processing algorithms of QPSK modems for land mobile satellite systems," Journal of the Comm. Res. Labs., Vol. 39, No. 3, pp. 497-529, Nov. 1992.
 (9) F.Davarian, "Channel simulation to facilitate mobile-satellite communications research," IEEE Trans. Commun., Vol. 35, no. 1, pp. 47-56, Nov. 1987.
 (10) 浜本, 他, "周回衛星を用いた通信システムのための信号検出と周波数推定法", 信学技報, SANE94-49, 1994.
 (11) 浜本, 他, "周回衛星通信システムのための信号検出と周波数推定法", Vol. 44, No. 1/2, March/June. 1998.

