

マルチパス通信路における BCH 符号化 8 相 PSK 方式のビット誤り率特性 I

— シンボルインタリーブなしの場合 —

格 和 勝 利

川崎医療福祉大学 医療技術学部 医療情報学科

(平成 5 年 11 月 17 日受理)

Bit Error Rate Performance of a BCH Coded 8PSK Modulation in Multipath Fading Channel I

— A Case of Non-symbol Interleaving —

Katsutoshi KAKUWA

*Department of Medical Informatics
Faculty of Medical Professions
Kawasaki University of Medical Welfare
Kurashiki, 701-01, Japan
(Accepted Nov. 17, 1993)*

Key words : multipath fading channel, ISI, BCH coding, 8PSK, BER

緒 言

現在移動体通信網も ISDN (統合デジタル通信網; Integrated Service Digital Network) の一環としての位置付けがなされており, 高速伝送, 高品質が要求されている。しかし, 伝送速度が数十から数百 kbps (bit per second) 以上の高速デジタル移動通信においては, デジタル信号のシンボル間隔が短く, 多重経路伝搬 (multipath-propagation) によって伝搬するため, 前後して到来する同一信号間の遅延時間が無視できなくなり, いわゆるマルチパスフェーディングによる符号間干渉 (ISI; Intersymbol Interference) が発生し, 受信信号の振幅と位相が激しく変動を受け伝送特性の著しい劣化を招

く。この劣化を軽減する対策としては, 従来より誤り訂正符号¹⁾, ダイバーシチ受信²⁾, 等化などの諸技術の適用等が盛んに研究されている。

一方 BCH (Bose Chaudhuri Hocquenghen) 符号化 8 相位相変調方式 (8 相 PSK: 8 Phase Shift Keying) は, 符号間干渉のないレイリーフェーディング通信路における, ビット誤り率 (BER) 特性において硬判定でも非符号化 2 相位相変調方式 (BPSK: Binary Phase Shift Keying) 及び 4 相位相変調方式 (QPSK: Quaternary Phase Shift Keying) に対して利得が得られ, 軟判定の場合には更に利得を得ることが出来る優れた通信システムであることが確認されており, マルチパス通信路への適用についても一部報告されている³⁾⁴⁾⁵⁾。

そこで本論文では、2波レイリーフェーディングによるマルチパスフェーディング通信路を想定し、この BCH 符号化 8 相 PSK 方式を適用した場合の BER 特性を計算機シミュレーションによって求め、耐 ISI 特性と研究を進めていく上での問題について初期的検討を加える。

なお、使用する符号は BCH(15, 5) (符号長: 15 bit, データ長: 5 bit) とし、硬判定復号を仮定する。さらに、初期的な研究であることと、数百から数千ステップに及ぶことによる時間的遅延を考慮し、シンボルインタリーブは採用しないものとする。

通信システム

Fig. 1 に評価の対象としたシステムモデルをブロック図で示す。通信システムは、送信機、通信路、受信機より構成されている。

送信機において 2 進入力情報列は、BCH 符号器において全長 15 ビットの符号語に符号化される。シンボルインタリーブを採用しないため、この符号語は先頭より順に 3 ビットずつ 8 相 PSK のシンボルにマッピングされ、変調を受け通信路に送出される。送出信号は、あるタイムスロットで

$$\text{EXP}(j\phi_i) \quad (1)$$

で表せる。 ϕ は 8 種の位相角の 1 つである。

通信路は、2 波レイリーフェーディングを仮

定しているため、送出信号は 2 経路に分かれ伝搬し、独立してレイリーフェーディングを受ける。ここで先に受信機に到達する信号を主波とし、この主波に対して $\tau = 0 \sim 1T_s$ ($1T_s$ は PSK 信号のシンボル間隔) 遅延して受信機に到達する信号を遅延波とする。主波にタイミングを合わせ受信した状態を数式で表現すると次式のようなになる。

$$\begin{aligned} & R1(t)\text{EXP}\{j(\phi_i + \theta)\} \\ & + (1 - \tau/T_s)R2(t)\text{EXP}\{j(\phi_i + \theta')\} \\ & + (\tau/T_s)R2(t)\text{EXP}\{j(\phi_{i-1} + \theta')\} \end{aligned} \quad (2)$$

第 1 項は主波の成分、第 2, 3 項は遅延波の成分であり、特に第 3 項は 1 シンボル前の成分である。また、 $R1(t)$, $R2(t)$ はレイリーフェーディングによる振幅の変動であり、 θ と θ' はフェーディングによる位相の変動で各々 $0 \sim 2\pi$ で一様分布である。

受信機では同期検波器によって同期がとられる。ここで、タイミングと同期に必要な基準波再生を主波に合わせ、

$$\xi = \tau/T_s \quad (3)$$

と定義すると、同期の結果は次式のようなになる。

$$\begin{aligned} & R1(t)\text{EXP}(j\phi_i) \\ & + (1 - \xi)R2(t)\text{EXP}\{j(\phi_i + \theta' - \theta)\} \\ & + \xi R2(t)\text{EXP}\{j(\phi_{i-1} + \theta' - \theta)\} \end{aligned} \quad (4)$$

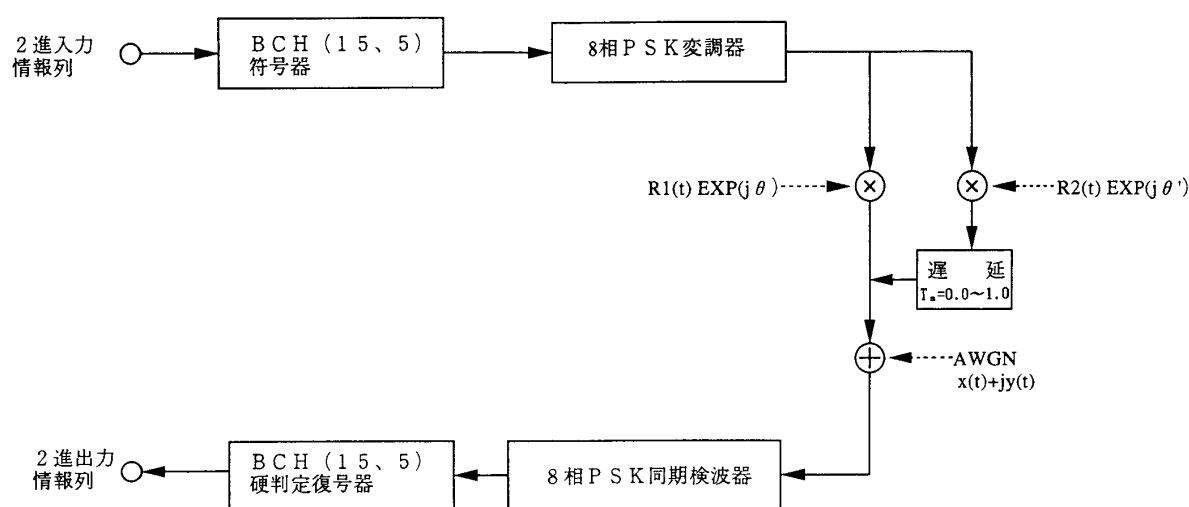


Fig. 1 Block diagram of a BCH coded modulation system in multipath fading channel

この結果、上式の第 2, 3 項は位相成分がランダムで、主波に対する白色雑音的な干渉成分となる。第 2, 3 項と受信機で印加される白色ガウス雑音成分 (AWGN) を各々

$$\alpha_{Si} + \beta_{Sij} \quad (5)$$

$$\alpha_{Di} + \beta_{Dij} \quad (6)$$

$$x_i + y_{ij} \quad (7)$$

として、検波出力位相角を求めると、

$$\phi_i + \tan^{-1} \frac{\beta_{Si} + \beta_{Dij} + y_{ij}}{\alpha_{Si} + \alpha_{Di} + x_i} \quad (8)$$

となる。この式より PSK 信号のシンボル誤りは、送信信号の位相 ϕ_i に無関係に干渉波と AWGN の成分によって生じることがわかる。

さて、検波出力位相角は、8 相 PSK シンボルマップに対応づけられ 3 ビットのシンボルパターンとして順次硬判定復号器に入力される。復号器では、受信シンボルから符号語を再構成し、誤りの訂正が行われ 2 進情報列が出力され

る。

シミュレーション結果

Fig. 2 に計算機シミュレーションによって求めた BER 特性を示す。縦軸は BER, 横軸は 1 ビット当たりの信号対雑音電力密度比 E_b/N_0 である。また Fig. 3 は、Fig. 2 の BER 特性を 20 dB で遅延時間毎に切り出した特性である。両特性とも比較のために本システムと同じスペクトル効率 1 [bit/symbol] である非符号化 BPSK の特性が記入してある。なお、主波と遅延波の電力密度比である D/U 比は、最悪の場合を考慮して 0 dB とした。

Fig. 2, 3 より、本方式では $BER=10^{-1}$ 以下の誤り率は得ることができず、BPSK に対しても約 2 倍の誤りが発生していることが結果として得られた。注意すべき特性は、Fig. 3 において遅延が $1/2$ [symbol] の場合を底として V 型の特性を示していることである。

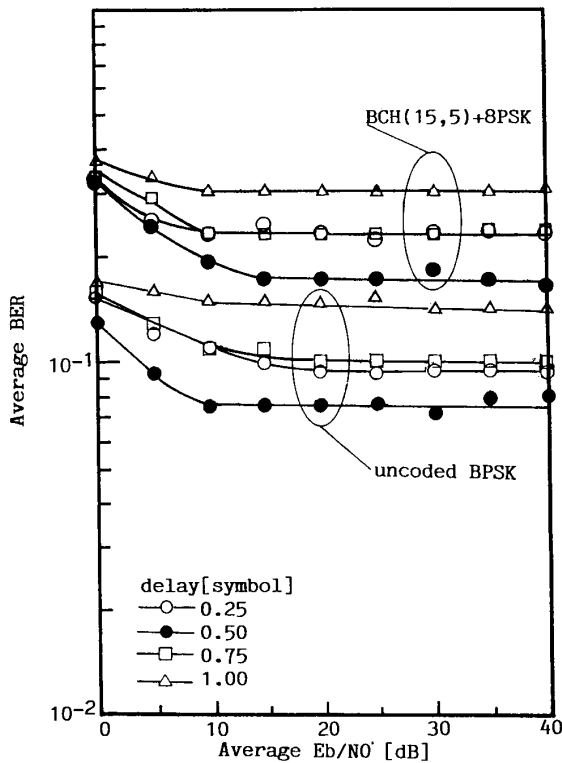


Fig. 2 BER for E_b/N_0 under 2-ray fading channel ($D/U=0$ dB, simulation)

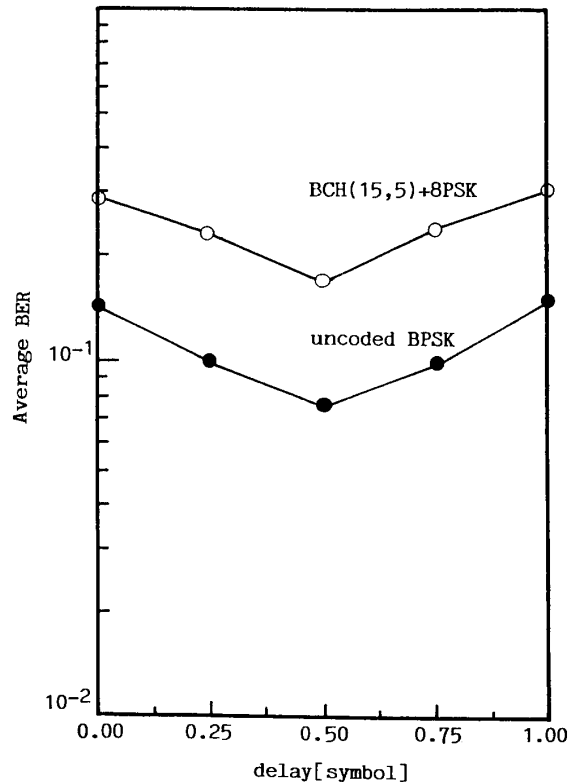


Fig. 3 BER for delay spread τ/T_s under 2-ray fading channel ($D/U=0$ dB, $E_b/N_0=20$ dB, simulation)

考 察

BER 特性において非常に誤り率が高い原因は、

- ① 主波で同期検波を行っている。
- ② D/U が 0 dB である。
- ③ シンボルインタリービングをしていない。

の3点であると思われる。

①, ②においては、主波で同期検波すると式(4), (8)に示すように、主波の位相変動 θ は消去されるが、遅延波の位相変動は消去されず $\theta' - \theta$ のランダム成分として残り、白色雑音的に主波を干渉すること、さらに D/U 比が 0 dB で主波対遅延波の平均電力が等しいため、同期回路での主波の抽出が不完全であるためと思われる。しかし、以上の討論は、D/U 比が現実的な値である 10 dB 付近においてはある程度自然に改善されると思われる。あえて具体的な対策を挙げれば、現実的な D/U 比であるという条件で、主波と遅延波の中間位相で同期検波を施し、遅延波の位相を考慮する方式等が考えられる。③においては、8相 PSK の隣接シンボルのフェーディング相関が 1 に近いいため、1 符号語内で連続してシンボルの復調誤りを生起している可能性がある。これは、硬判定復号を仮定している本方式においては、シンボルの復調誤り率は復号後のビット誤り率特性に直接関連するため致命的である。よって、ハードウェアと時間的負担を要するがシンボルインタリービングによって同一符号語内のシンボル復調誤りを分散する必要があらう。

Fig. 3 において V 型の特性を示す原因は、主

波を遅延波が消去するためであると考えられる。すなわち、式(4)において $\tau = 0.00$ [symbol] のとき第 3 項は存在しない。このとき、主波と遅延波の位相成分間に

$$|\phi_i - (\phi_i + \theta' - \theta)| = \pi \quad (9)$$

なる関係が存在するためであろう。 $\tau = 1.00$ [symbol] の場合も第 1 項と第 3 項の間で同様の推定ができる。 $0.00 < \tau < 1.00$ の状態においては、式(4)の全ての項が存在する。これは、遅延波によって主波の全ては消去できないことを意味する。以上の検討より平均的に、最悪の場合でも半シンボル残る $\tau = 0.50$ [symbol] のときが最も BER 特性が優れているのであろう。

む す び

BCH 符号化 8 相 PSK 方式のマルチパス通信路への適用の第 1 歩として、BCH (15, 5) 符号を例にし、シンボルインタリービングなしの場合の耐 ISI 特性について検討した。その結果、マルチパスフェーディングによる ISI が発生する環境下では、同期検波の取り方が BER 特性及び遅延時間特性の形に影響を与えるという結果と、BER 特性を改善するためには、シンボルインタリービングによる同一符号語内のシンボルの復調誤りの分散が不可欠であるとの結論を得た。

今後の検討課題としては、現実的な D/U 比のもとでのシンボルインタリービングやダイバーシチ受信の採用と組み合わせ、軟判定復号した場合の解析などがあげられよう。

文 献

- 1) 今井秀樹 (1990) 符号理論. 電子情報通信学会, 東京, pp 1-341.
- 2) 滑川敏彦, 奥井重彦 (1990) 通信方式. 森北出版, 東京, pp 232-246.
- 3) 格和勝利, 宮垣嘉也 (1992) マルチパス通信路における BCH 符号化 8 相 PSK 方式の BER 特性—シンボルインタリーブなしの場合—. 情報関連学会中国支部連合大会講演論文集, **43**, 114.
- 4) 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦 (1992) マルチパスフェーディング下におけるブロック符号化変調方式の誤り率上界. 電子情報通信学会技術研究報告, **RCS 92-94**, 59-64.
- 5) 岡田 実, 原 晋介, 森永規彦 (1992) マルチパスフェーディング下におけるブロック符号化変調方式のビット誤り率特性. 電子情報通信学会技術研究報告, **RCS 92-113**, 85-90.