

研 究

VI-1 デジタル陸上移動通信における
誤り系列特性の理論解析

笹岡 秀一*

(1990年7月20日受理)

VI-1 THEORETICAL ANALYSIS OF ERROR SEQUENCE
CHARACTERISTICS IN DIGITAL LAND
MOBILE RADIO CHANNELS

By

Hideichi SASAOKA

1. ま え が き

都市内陸上移動通信においては、多重伝搬路の存在のため、移動無線局の走行に伴って受信信号の包絡線と位相とが急激に変動する現象、すなわち、マルチパス・フェージングが発生する⁽¹⁾。このため、デジタル通信の場合には、フェージング状態の劣悪時に、バースト性の誤りが発生する。このように誤りの発生がランダムでない通信路においては、誤り訂正符号化などの誤り制御方式の性能が、ビット誤り率 (BER) のみならず誤り系列特性にも依存する⁽²⁾。それゆえ、誤り制御方式が適用されたデジタル陸上移動通信路の品質を正確に評価するため、或いは、デジタル陸上移動通信路に適した誤り制御方式を求めるためには、誤り系列特性を考慮した検討が重要である。

誤り系列を特徴づけるパラメータとしては、誤り間隔確率、誤りなし継続分布、連続誤り確率、ブロック内誤り個数分布、バースト分布など各種のものがある⁽³⁾。このうち誤り間隔確率及び誤りなし継続分布は、誤り系列生成モデル、特に、再生過程型のモデル（誤り間隔が再生過程に従い、相前後する誤り間隔が独立となるモデル）のパラメータ決定（モデル化）にとって重要である⁽³⁾⁽⁴⁾。ところが、デジタル陸上移動通信路の誤り系列では、相前後する誤り間隔が独立でなく、非再生過程モデルを用いないと十分にモデル化できない場合がある⁽⁵⁾。そして、非再生過程モデルの検討には、結合誤り間隔確率⁽⁶⁾

等が重要であるが、これらを取り扱った論文は少ない⁽⁴⁾。また、文献 [4] の理論解析では、取り扱っている範囲が限られている。

本稿では、理論的取り扱いが容易となる包絡線変動が緩やかな一様フェージングの場合を対象にして、デジタル陸上移動通信路の誤り系列特性、特に、誤り間隔確率及び結合誤り間隔確率の理論式の導出を行った。始めに、デジタル陸上移動通信路における誤り発生機構に基づいて、デジタル通信路モデルを検討し、包絡線フェージングの影響が支配的であり、フェージング速度が非常に緩やかとの仮定の下でモデルを単純化した。そして、単純化されたモデルに従い、準定常仮定を用いて理論解析を行った。具体的には、レイリーフェージング下での2相 PSK (Phase Shift Keying) 遅延検波方式の場合について、誤り間隔確率及び二次の結合誤り間隔確率を求めた。

2. 誤り系列特性の理論解析モデル

ここでは、文献 [4] の理論解析で用いられたデジタル陸上移動通信路における誤り系列特性の理論解析モデルについて説明する。

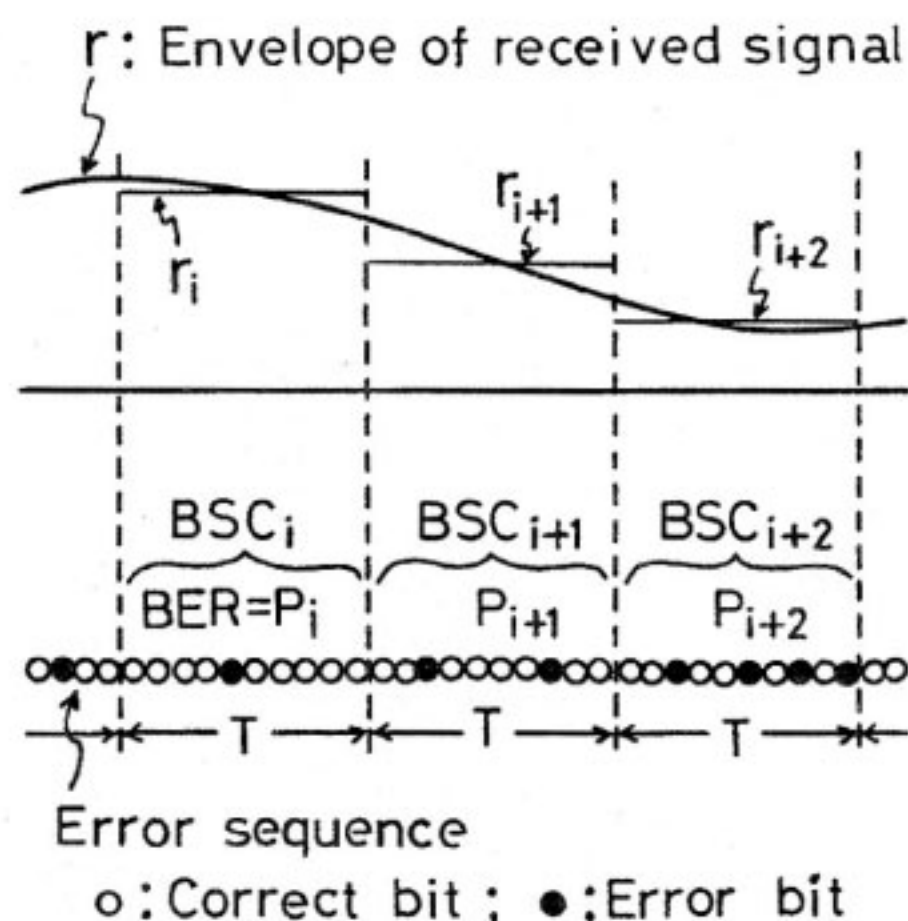
バースト性誤りの発生原因としては、フェージングによる包絡線変動及び位相変動、多重伝搬路の遅延時間差による符号間干渉などが考えられる⁽¹⁾。このうち包絡線変動は、信号対雑音電力比 (SNR) の時間変化をもたらす。包絡線レベルの激減時に集中的に誤りを発生させる。そして、非フェージング時の特性と比較して、平均

* 通信技術部 通信方式研究室

SNR 対 BER 特性が劣化する。位相変動は、その変化が激しい場合に、復調器の動作不良等をもたらす、SNR を十分に大きくしても減少できない軽減困難な誤りを発生させる。この誤りは、フェージング変動が速いほど増加し、SNR が十分大きい場合により顕著になる。また、多重伝搬路の遅延時間差は、符号間干渉をもたらす、選択性フェージングによる軽減困難な誤りを発生させる。この誤りは、信号伝送速度が高くなるほど増加する。

ここで、理論的取り扱いを簡単にするため、選択性フェージングの影響を無視できる程度に信号伝送帯域幅が狭いこと、位相変動の影響を無視できる程度にフェージング変動速度が小さく、また、SNR もあまり大きくないことを仮定する。この場合には、包絡線変動の影響のみを考慮すれば良い。このような条件下では、陸上移動デジタル通信を対象とし、包絡線変動の影響によるバースト誤りの発生機構を考慮した Aulin のモデル⁽⁵⁾が有効である。Aulin は、デジタル通信路状態（誤り率特性）が G （良）と B （不良）との二状態のマルコフ連鎖からなる Gilbert モデルを一般化し、電界強度レベルに応じて分割された N 状態のマルコフ連鎖からなるデジタル通信路モデルを提案した。そして、それぞれの状態 i は、ビット誤り率 (BER) が P_i の二元対称通信路 (BSC) モデルに従うとした。更に、現在の状態は事前の状態に関係なく、現在の電界強度レベルのみで決定されると仮定している。即ち、デジタル通信路の記憶性は、アナログ通信路の記憶性にのみ依存すると仮定した。このモデルは、計算機シミュレーションにとって有効なものであるが、電界強度レベルの時間変化データが必要になるので、理論解析にとってはまだ少し複雑過ぎる。

そこで、解析を簡単にするためにフェージング変動が緩やかな場合の極限を考える。この場合には、第1図に示すようにビット系列を十分に長い T ビット間隔で分割した区間において、電界強度（受信信号の包絡線）がほぼ一定と見なせる。それゆえ、時変化 BSC モデルは、各区間がそれぞれに固有のビット誤り率を持つ BSC の合成でモデル化される。このようなモデルは、Munter & Wolf のモデル⁽²⁾と類似している。ここで、各区間での誤り発生個数が少な過ぎないと仮定すると、 T ビット区間内の局所的な誤り系列特性が局所的なビット誤り率ではほぼ決定される。更に、 T が十分大きければ、局所的な誤り系列特性の確率的平均が、全体の誤り系列特性にほぼ等しくなる。このようなモデルに基づくと、各包絡線値に対して局所的な誤り系列特性を求め、次に、その誤り系列特性を包絡線の確率分布に従って平均するこ



BSC: Binary Symmetric Channel

P_i : Bit Error Rate (BER) in i th section

$$P_i = q(r_i)$$

$q(r)$: BER function of envelope

r_i : Average envelope in i th section

第1図 理論解析に用いた時変化 BSC (二元対称通信路) モデル

とにより理論式が容易に導出できる。なお、理論式の導出に当たっては、 T が十分に大きい極限を想定している。このような手法は、ブロック誤り率の理論式の導出にも使用されている⁽⁷⁾。

この理論解析モデルは、理論解析が非常に容易となる利点があるが、前提条件により適用範囲が制限される欠点がある。この適用範囲の制限については、文献 [4] で詳しく論じているが、導出する誤り間隔確率の理論式が有効な範囲は以下のようなになる。フェージング変動が十分に緩やかで、平均 SNR があまり大きくない場合（誤りが発生個数が少な過ぎない場合、例えば、平均フェージング周期当りの誤り発生個数 ≥ 1 の場合）に、誤り間隔があまり大きくない範囲で有効である。

3. 誤り間隔確率の理論解析

この節では、上記の理論解析モデルに基づいて、誤り系列特性のうち誤り間隔確率の理論式を導出する。ここで、誤り間隔は、相前後する二つの誤り間の距離をビット単位で表したものである。誤り系列 $\{e_i\}$ は、 i 番目のビットが誤りのとき $e_i = 1$ 、それ以外のとき $e_i = 0$ で定義される。この誤り系列の特性は、 i 番目の誤りと $i+1$ 番目の誤りの間の間隔 X_i の系列 $\{X_i\}$ を用いて表すことも可能である。

誤り系列特性には、ビット誤り率（平均値） P_{av} 連続誤り確率 $h(n)$ 、誤り間隔確率 $g(n)$ 、エラーフリー分布 $f(n)$ など各種のものがあるが、これらの多くは、誤り間隔 X_i の事象の確率を用いて容易に定義できる。例えば、 $g(n)$ は、誤りが発生した条件の下で次の誤りまでの間隔が n となる確率であり、 $P_r(X_i = n)$ で表される。また、相前後する二つの誤りの間隔が n となる確率を P_{av} で正規化したものでも表される。 $f(n)$ は、誤りが発生した条件の下で次の誤りまでの間隔が n 以上となる確率であり、 $P_r(X_i \geq n)$ で表される。なお、常に $X_i \geq 1$ であり、 $f(1) = 1$ となる。 $h(n)$ は、誤りが発生した条件の下で誤りが n 個連続して発生する確率であり、 $P_r(X_i = 1, X_{i+1} = 1, \dots, X_{i+n} = 1)$ で表される。

包絡線の確率密度関数を $\rho(r)$ とし、包絡線対誤り率特性を $q(r)$ とすると、各種の誤り系列特性は、局所的な特性を包絡線の確率分布に従って平均することにより求められる。 P_{av} 及び $h(n)$ はその定義より、

$$P_{av} = \int_0^{\infty} q(r) \rho(r) dr \quad \dots\dots(1)$$

$$h(n) = \int_0^{\infty} q(r)^n \rho(r) dr / P_{av} \quad \dots\dots(2)$$

と表される。また、 $g(n)$ は、相前後する二つの誤りの間に誤り発生なしが、 $n-1$ 回連続して起きる事象に、 $f(n)$ は、誤りの後に誤り発生なしが、 $n-1$ 回連続して起きる事象に関係しているので、

$$g(n) = \int_0^{\infty} q(r)^2 (1-q(r))^{n-1} \rho(r) dr / P_{av} \quad \dots\dots(3)$$

$$f(n) = \int_0^{\infty} q(r) (1-q(r))^{n-1} \rho(r) dr / P_{av} \quad \dots\dots(4)$$

と表される。なお、定義から容易にわかるように、

$$f(n) = \sum_{j=n}^{\infty} g(j) \quad \dots\dots(5)$$

$$g(n) = f(n) - f(n+1) \quad \dots\dots(6)$$

の関係がある。

ここで、式(3)及び式(4)の中の $(1-q(r))^{n-1}$ を展開して降冪順に整理すると、二項係数 ${}_nC_j$ を用いて、

$$(1-q(r))^{n-1} = \sum_{j=0}^{n-1} {}_{n-1}C_j (-1)^j q(r)^j \quad \dots\dots(7)$$

となる。式(7)を式(3)及び式(4)に代入し、各項をそれぞれ積分することにより、 $g(n)$ 及び $f(n)$ は $h(j)$ を用いて、

$$g(n) = \sum_{j=1}^n (-1)^{j-1} \frac{(n-1)!}{(j-1)!(n-j)!} h(j+1) \quad \dots\dots(8)$$

$$f(n) = \sum_{j=1}^n (-1)^{j-1} \frac{(n-1)!}{(j-1)!(n-j)!} h(j) \quad \dots\dots(9)$$

と表される。

誤り間隔確率と理論特性は式(8)で与えられるが、この特性は図に表示するのに多少不便である⁽⁴⁾、即ち、 $g(n)$ が十分に小さくなる範囲まで表示するには、 n が非常に大きくなるため、 n が小さい範囲の特性が見にくい。一方、 n が小さい範囲の特性を細かく表すと、全体の特性を表示できない。そこで、誤り間隔 n を 2 の対数で圧縮し、 $I-2 < \log_2 n \leq I-1$ となる確率で新しい誤り間隔確率 $G(I)$ が定義されている⁽⁴⁾。 I に対する n は、 $[2^{I-2}] < n \leq 2^{I-1}$ と表される。ここで、 $[\cdot]$ は整数化を行なうガウス記号である。このように誤り間隔にグループ化を行うと $G(I)$ は、

$$\begin{aligned} G(I) &= \sum_{n=[2^{I-2}]+1}^{2^{I-1}} g(n) \\ &= \int_0^{\infty} q(r) \{ (1-q(r))^{[2^{I-2}]} - (1-q(r))^{2^{I-1}} \} \\ &\quad \times \rho(r) dr / P_{av} \\ &= f([2^{I-2}]+1) - f(2^{I-1}+1) \quad \dots\dots(10) \end{aligned}$$

と表される。

次に、結合誤り間隔確率について取り扱う。相前後する誤り間隔 X_k, X_{k+1} に対して、二次結合誤り間隔確率 $g(m, n)$ を、 $Pr(X_k = m, X_{k+1} = n)$ で定義する。定義から $g(m, n)$ は、相前後する三個の誤りの間に誤り発生なしが、相前後して $m-1$ 回連続及び $n-1$ 回連続で起きる事象と関係しているので、

$$\begin{aligned} g(m, n) &= \int_0^{\infty} q(r)^3 (1-q(r))^{n-1} (1-q(r))^{m-1} \\ &\quad \times \rho(r) dr / P_{av} \quad \dots\dots(11) \end{aligned}$$

と表されるが、更に変形すると、

$$\begin{aligned} g(m, n) &= \frac{1}{P_{av}} \int_0^{\infty} q(r) \{ (1-q(r))^{m-1} \\ &\quad - (1-q(r))^m \} \\ &\quad \times \{ (1-q(r))^{n-1} - (1-q(r))^n \} \rho(r) dr \\ &= f(m+n-1) - 2f(m+n) + f(m+n+1) \quad \dots\dots(12) \end{aligned}$$

で与えられる。

また、相前後する誤り間隔 X_k, X_{k+1} に対して、条件付き誤り間隔確率 $g(n|m)$ を $P_r(X_{k+1} = n | X_k = m)$ で定義すると、

$$\begin{aligned} P_r(X_{k+1} = n | X_k = m) \\ = P_r(X_k = m, X_{k+1} = n) / P_r(X_k = m) \quad \dots\dots(13) \end{aligned}$$

を用いて、

$$g(n|m) = \frac{f(m+n-1) - 2f(m+n) + f(m+n+1)}{f(m) - f(m+1)} \quad \dots\dots(14)$$

と表される。

このように、二次の結合誤り間隔確率及び条件付き誤り間隔確率が与えられるが、場合によっては前後する誤り間隔 X_k, X_{k+1} をグループ化して確率を定義することが便利である⁽⁴⁾。文献 [4] に示されているように、二次結合誤り間隔確率, $G(I, J)$ を,

$$G(I, J) = P_r(2^{I-1} \geq X_k > [2^{I-2}], 2^{J-1} \geq X_{k+1} > [2^{J-2}]) \quad \dots\dots(15)$$

で定義すると,

$$G(I, J) = f([2^{I-2}] + [2^{J-2}] + 1) - f(2^{I-1} + [2^{J-2}]) \\ - f([2^{I-2}] + 2^{J-1} + 1) + f(2^{I-1} + 2^{J-1} + 1) \quad \dots\dots(16)$$

で与えられる⁽⁴⁾。また、条件付き誤り間隔確率は,

$$G(J|I) = G(I, J)/G(I) \quad \dots\dots(17)$$

で与えられる。

4. PSK 遅延検波方式の場合の理論特性

ここでは、レイリー・フェージング下で PSK 遅延検波方式を用いた場合について、誤り間隔確率の理論特性を求める。PSK 遅延検波方式の誤り率は,

$$P_e = \exp(-\gamma)/2 \quad \dots\dots(18)$$

で与えられる⁽⁸⁾。ここで、 γ は発波器出力での標本点 SNR である。一方、レイリー・フェージングを受けた受信信号の包絡線の確率密度関数は,

$$\rho(r) = (2r/r_0^2) \exp(-r^2/r_0^2) \quad \dots\dots(19)$$

で与えられる⁽⁸⁾。ここで、 r_0 は、包絡線の rms 値である。次に、式 (18) の γ が包絡線の関数として、 $\gamma = \gamma_0(r/r_0)^2$ と表されることを用いると包絡線対誤り率特性, $q(r)$ は,

$$q(r) = \exp\{-\gamma_0(r/r_0)^2\}/2 \quad \dots\dots(20)$$

で与えられる。ここで、 γ_0 は γ の平均値である。 $\rho(r), q(r)$ が式 (19), 式 (20) で与えられるとき BER の平均値, P_{av} は,

$$P_{av} = \int_0^\infty (r/r_0^2) \exp\{-(1+\gamma_0)(r/r_0)^2\} dr \\ = 1/(2+2\gamma_0) \quad \dots\dots(21)$$

となる。また、連続誤り確率, $h(n)$ は,

$$h(n) = 2^{1-n} \int_0^\infty \exp\{-(1+n\gamma_0)(r/r_0)^2\} (r/r_0^2) dr / P_{av} \\ = (1+\gamma_0)/\{2^{n-1}(1+n\gamma_0)\} \quad \dots\dots(22)$$

と表される。式 (22) を用いると式 (9) の $f(n)$ は,

$$f(n) = \sum_{j=1}^n (-1)^{j-1} \frac{(n-1)!}{(j-1)!(n-j)!} \cdot \frac{(1+\gamma_0)}{2^{j-1}(1+j\gamma_0)} \quad \dots\dots(23)$$

と表される。

式 (23) の有限級数和の計算は、 n が大きくなると多少

大変となるが、 $\gamma_0 \gg 1$ の場合には、理論式の簡単化が可能である⁽⁴⁾。なお、 $f(n)$ の正確な理論式は次章で取り扱う。 $\gamma_0 \gg 1$ の場合には、 $(1+\gamma_0)/(1+j\gamma_0) \approx 1/j$ となるので、 $h(j)$ は,

$$h(j) \approx 1/(j2^{j-1}) \quad \dots\dots(24)$$

となり、 γ_0 に依存しない値となる。式 (24) を用いると $f(n)$ は近似的に,

$$f(n) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (-1)^{j-1} \frac{n!}{j!(n-j)!2^{j-1}} \quad \dots\dots(25)$$

となる。この結果、一次近似において (16) 式は誤り率に依存しない。なお、近似の誤差は、 $n = 1000, \gamma_0 = 100$ において約 5% であった⁽⁴⁾。

式 (25) を簡単化するため,

$$2(1-2^{-1})^m = 2 \sum_{j=0}^m (-1)^j \frac{m!}{j!(m-j)!2^j} \\ = 2 - \sum_{j=1}^m (-1)^{j-1} \frac{m!}{j!(m-j)!2^{j-1}} \quad \dots\dots(26)$$

を用いると、 $f(n)$ は,

$$f(n) = 2(1-2^{-n})/n \approx 2/n \quad \dots\dots(27)$$

となる。なお、上式の近似は $n \geq 3$ の場合に成立する。

式 (27) を用いると、式 (6), 式 (12) 及び式 (14) は,

$$g(n) = 2/[n(n+1)] \quad \dots\dots(28)$$

$$g(m, n) = 4/[(m+n-1)(m+n)(m+n+1)] \quad \dots\dots(29)$$

$$g(n|m) = \frac{2m(m+1)}{(m+n-1)(m+n)(m+n+1)} \quad \dots\dots(30)$$

と表される。式 (28) と式 (30) を比較すると、条件付きの有無により誤り間隔確率が異なることがわかる。

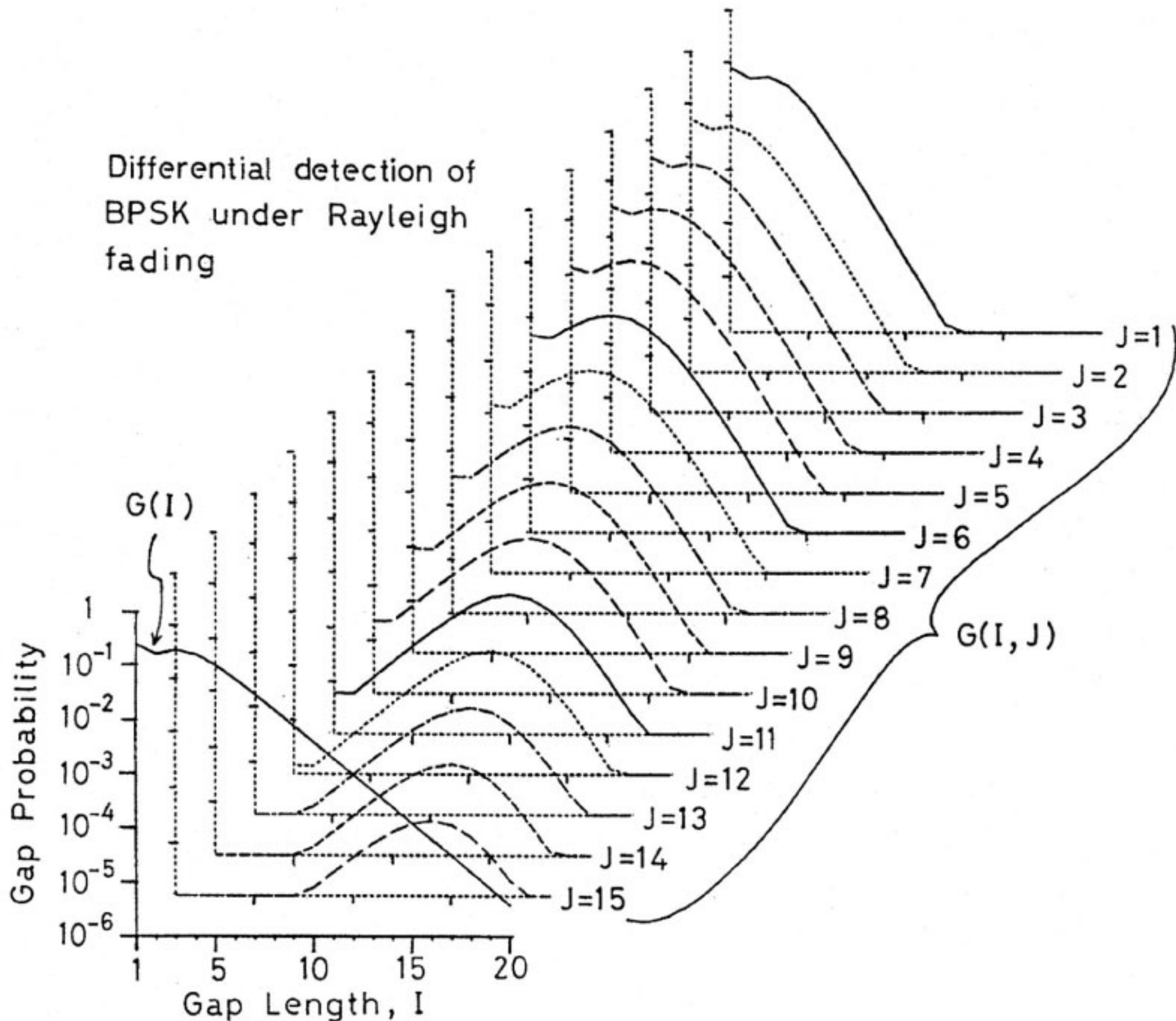
一方、 $G(I), G(I, J)$ 及び $G(I|J)$ についても、同様にして求められるが、文献 [4] に示すように、 $I \geq 4, J \geq 4$ の場合には近似的に,

$$G(I) \approx 2^{-I+2} \\ G(I, J) \approx 2/\{2^{I-2} + 2^{J-2} + 1\} - 2/\{2^{I-1} + 2^{J-2} + 1\} \\ - 2/\{2^{I-2} + 2^{J-1} + 1\} + 2/\{2^{I-1} + 2^{J-1} + 1\} \quad \dots\dots(31)$$

$$G(J|I) \approx 2/[1+2^{J-1}] - 2/(2+2^{J-1}) \\ - 2/(1+2 \cdot 2^{J-1}) + 1/(1+2^{J-1}) \quad \dots\dots(32)$$

と表される。

$G(I, J)$ を具体的に計算した結果を第 2 図に示す。図は、事前の誤り間隔, J をパラメータとして、誤り間隔確率の特性を立体的に表示している。図からわかるように、事前の誤り間隔が短い場合には、事後の誤り間隔の短いものが多くなり、一方、逆の場合には、逆の傾向がある。

第2図 誤り間隔確率, $G(I)$ 及び結合誤り間隔確率, $G(I, J)$ の理論特性

5. 誤りなし継続分布の正確な理論式の導出

ここでは、式(23)の有限級数和をベータ関数を用いて簡略化されることを示す。式(23)を多少変形すると、

$$f(n) = (1+\delta) \sum_{j=0}^{n-1} (-1/2)^j {}_{n-1}C_j / (j+1+\delta) \quad \dots\dots(34)$$

と表される。ここで、 $\delta = \gamma_0^{-1}$ であり、 ${}_nC_m$ は二項係数である。一般に、二項級数を含む有限級数和は、級数和を含まない二項展開等を用いた表現に帰着できる場合が多い。しかし、式(34)においては、級数和に含まれる δ の有理式の部分が簡略化の障害となっている。そこで、

$$1/(j+1+\delta) = \int_0^1 x^{j+\delta} dx \quad \dots\dots(35)$$

となることを用い、さらに二項定理より、

$$\{1-(x/2)\}^{n-1} = \sum_{j=0}^{n-1} (-1/2)^j {}_{n-1}C_j x^j \quad \dots\dots(36)$$

となることを用いると、

$$f(n) = (1+\delta) \int_0^1 \{1-(x/2)\}^{n-1} x^\delta dx \quad \dots\dots(37)$$

となり、有限級数和を含まない表現となる。

式(37)において、 $\{1-(x/2)\} = t$ 、と変数変換すると

$$\begin{aligned} f(n) &= 2 \cdot 2^\delta (1+\delta) \int_{1/2}^1 t^{n-1} (1-t)^\delta dt \\ &= 2 \cdot 2^\delta (1+\delta) \{B(n, \delta+1) - B_{1/2}(n, \delta+1)\} \quad \dots\dots(38) \end{aligned}$$

となる。ここで、 $B(a, b)$ 及び $B_\lambda(a, b)$ は、それぞれベータ関数及び不完全ベータ関数であり、

$$B_\lambda(a, b) = \int_0^\lambda t^{a-1} (1-t)^{b-1} dt \quad \dots\dots(39)$$

と定義される⁽⁹⁾。なお、式(38)の不完全ベータ関数は $n \gg 1$ の場合に、ベータ関数に比べて無視できる。その結果、

$$f(n) = 2 \cdot 2^\delta (1+\delta) B(n, \delta+1) \quad \dots\dots(40)$$

となる。

ここで、ベータ関数のガンマ関数 Γ 表示及びガンマ関数の関数等式 $\Gamma(z+1) = z\Gamma(z)$ ⁽⁹⁾ を用いると、

$$B(n, \delta+1) = \frac{\Gamma(n)\Gamma(\delta+1)}{\Gamma(n+1+\delta)} \\ = (n-1)! / \prod_{k=1}^n (k+\delta) \quad \cdots(41)$$

となる。式(41)の結果を用いて、式(40)の簡略化を行うと、最終的に、

$$f(n) = (2/n)2^\delta / \prod_{k=2}^n \{1+(\delta/k)\} \quad \cdots(42)$$

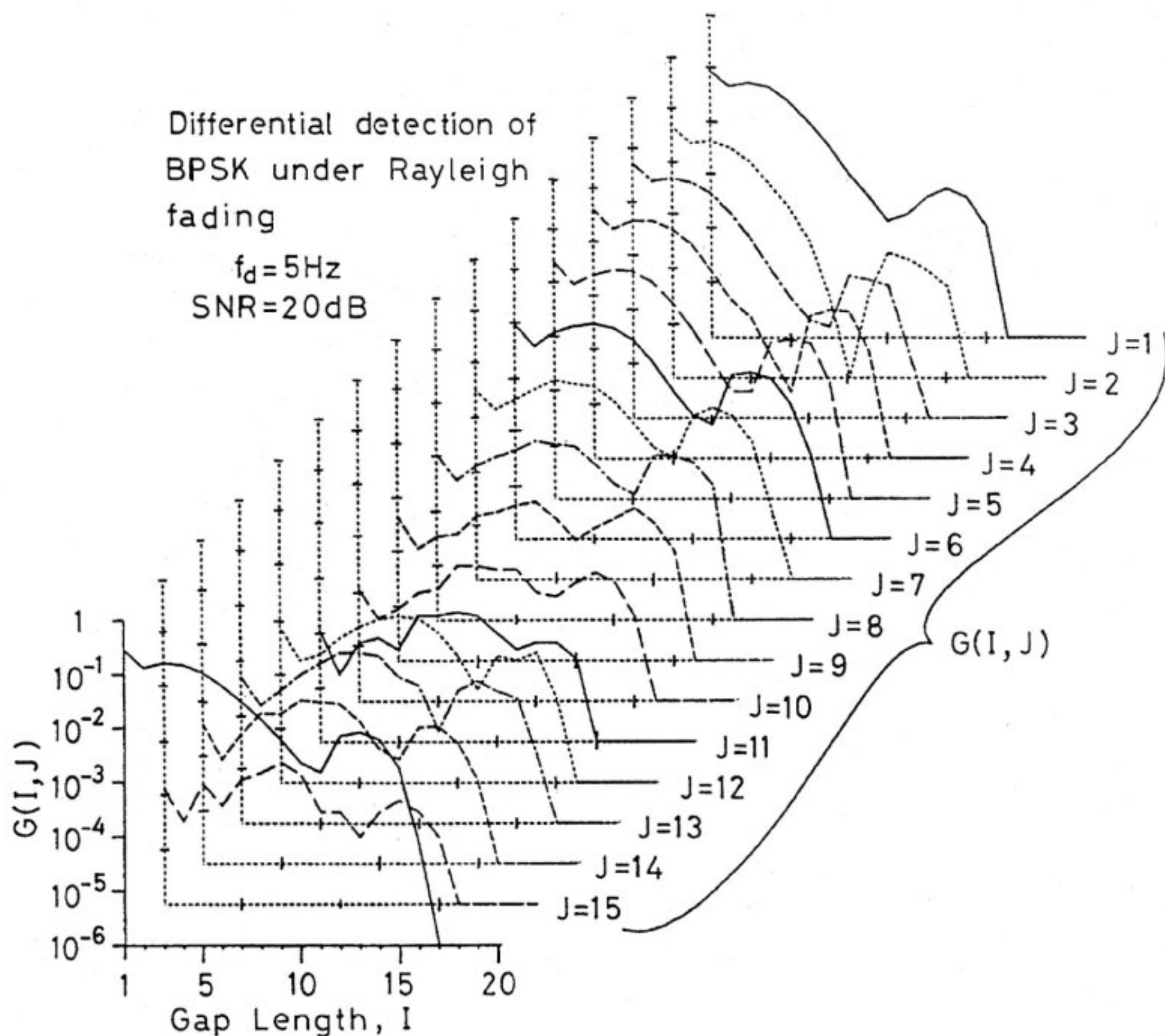
と表される。なお、式(42)において、 $\delta \ll 1$ の場合、即ち、 $\gamma_0 \gg 1$ の場合には、 $f(n) \approx 2/n$ となり、式(27)と一致する。

6. 実験による理論の検証

本稿の理論解析の妥当性を検証するため、室内模擬実験により誤り系列特性を測定した⁽⁴⁾。誤り系列特性測定

システムは、データ発生器、PSK 変調器、フェージング・シミュレータ、雑音発生器、PSK復調器、誤り検出器及びデータ収集・処理用コンピュータ等から構成される。測定では、データ伝送速度が16 kbit/s の PSK 変復調器（遅延検波方式）を使用した。

測定条件としては、理論解析の前提をある程度満たすように、最大ドップラー周波数 $f_d = 5$ Hz, $\gamma_0 = 20$ dB の条件で行った。この測定条件は、遅延検波方式の場合に位相変動の影響を無視できる範囲にある。誤り間隔データを処理して求めた二次結合誤り間隔確率、 $G(I, J)$ を第3図に示す。第2図と第3図を比較すると I, J があまり大きくない範囲、例えば、 $I \leq 8, J \leq 8$ では、理論値と測定結果がほぼ一致している。一方、 $I \geq 9$ 又は $J \geq 9$ では、 I, J が大きくなるに従って理論特性との不一致が大きくなる。この原因については、文献 [4] で詳しく検討されているが、理論解析に用いた包絡線値



第3図 2相 PSK 遅延検波方式における結合誤り間隔確率の測定結果

が一定との仮定が誤り間隔が大きくなると成立せず、包絡線変動周期の影響が表れるためである。

測定値と理論値の比較の結果、データ伝送速度 R が、16 kbit/s、最大ドップラー周波数 $f_d = 5$ Hz の場合に、 I が 8 以下の範囲（誤り間隔 n が 128 ビット以下の範囲）で、理論解析がほぼ妥当であった。この結果に基づいて理論解析が有効な範囲（ R 、 f_d と n との関係）を推測すると、 $n < (R/f_d)/20$ 、で与えられる。この結果を用いると、仮に、 $R = 16$ kbit/s、 $f_d = 40$ Hz、の場合には、 $n < 20$ となり、理論解析が有効な範囲が非常に限定されてしまう。

このように今回導出した理論式は、フェージング変動速度が大きい場合には、あまり有効でない。しかし、誤り訂正技術の評価においては、誤り間隔が小さい範囲での誤り間隔確率がより重要である。この範囲において、理論解析結果と測定結果が良く一致することから、理論解析結果が、誤り訂正技術の評価のための誤り系列生成モデルのモデル化に関するかぎり有効と考えられる。

7. ま と め

陸上移動デジタル通信路誤り系列特性の理論的検討を行ない、フェージング変動が十分に緩やかな場合に対して、誤り間隔確率及び結合誤り間隔確率の理論解析を試みた。そして、レイリー・フェージング下での PSK 遅延検波方式の場合について理論式を導出した。次に、理論解析の妥当性を確かめるため、理論特性と模擬実験結果との比較を行ない、フェージング変動の影響が小さい場合に、誤り間隔が小さい範囲で両者の特性がよく一致することを明らかにした。

本稿では、フェージング変動が緩やかな場合を対象とし、フェージング変動速度の影響を考慮しなかった。フェージング変動速度の影響を考慮した理論解析を行い、フェージング変動の速い場合にも適用できる理論式を導出することは、今後の課題である。

謝 辞

本研究において重要な誤り系列の模擬実験データの取得に協力して頂いた三瓶主任研究官、神尾技官に感謝致します。

参 考 文 献

- (1) W. C. Jakes, "Microwave Mobile Communication", New York, Jhon Wiley & Sons, 1974.
- (2) M. Munter and J. Wolf, "Predicted Performance of Error-Control Over Real Channels", IEEE Trans. Inf. Theory, IT-14, 5, pp.640-650, Sept. 1968
- (3) 笹岡秀一, "ディジタル伝送路誤り系列モデルの調査", 電波研季, 32, 162, pp. 47-53, 1986年3月.
- (4) 笹岡秀一, "ディジタル陸上移動通信路誤り系列特性の理論解析", 信学論(B), J71-B, 8, pp. 971-979, 1988年8月
- (5) T. Aulin, "Characteristics of Digital Mobile Radio Channel", IEEE Trans. Veh. Technol., VT-30, 2, pp. 45-53, May 1981.
- (6) A. H. Haddad, S. Tsai, B. Goldberg and G. C. Ranieri, "Markov Gap Model for Real Communication Channels", IEEE Trans. Commun., COM-23, 11, pp.1189-1197, Nov. 1975.
- (7) R. E. Eaves and A. H. Levesque, "Probability of Block Error for Very Slow Rayleigh Fading in Gaussian Noise", IEEE Trans. Commun., COM-25, 3, pp. 368-374, Mar. 1977.
- (8) Stein, S. and Jones, J. J., "現代の通信回線理論", 関英男監訳, 森北出版, 1973年.
- (9) 森口, 宇田川, 一松, "数学公式Ⅲ—特殊関数—", 岩波書店, 1970.