

インパルス性無線雑音下におけるトレリス符号化変調方式の
受信特性と最適受信

正員 宮本 伸[†] 正員 片山 正昭^{††} 正員 森永 規彦[†]

Signal Detection Characteristics in Trellis Coded Modulation System
under Impulsive Noise Environment and Its Optimum Reception

Shinichi MIYAMOTO[†], Masaaki KATAYAMA^{††} and Norihiko MORINAGA[†], *Members*

あらまし 本論文では、インパルス性無線雑音下におけるトレリス符号化変調(TCM)信号に対する受信方式に関する理論的考察を行っている。従来、TCM方式における受信機はガウス雑音下での使用を前提として、信号系列間のユークリッド距離に基づいて設計されている。しかしながらガウス雑音とは大きく異なった統計を有するインパルス性雑音下ではこの受信機は最適ではなく、従ってインパルス性雑音の統計に基づいた設計を行うことが必要となる。そこでまず、従来型受信機によるTCM信号の誤り事象確率特性を求め、インパルス性雑音下でも符号化利得を得られるのは搬送波対雑音電力比(CNR)が十分大きな場合であり、TCM信号の誤り事象確率特性が無符号化信号のそれより悪くなるCNRの範囲が存在することを明らかにしている。次に、たとえ符号化利得が存在してもこのTCM信号の誤り事象確率特性はインパルス性無線雑音を考慮して設計された最適受信機によって無符号化信号を受信した場合のそれと比較すると大きく劣ることを示している。更にインパルス性無線雑音下におけるTCM方式用最適受信機は、従来型TCM受信機に若干の回路を付加するだけで簡単に構成できることを示し、その特性はいかなるCNRにおいても無符号化信号を最適受信機で受信した場合を上回り、数dBから最大数10dBの符号化利得が得られることを明らかにしている。

キーワード インパルス性無線雑音, トレリス符号化変調方式, 最適受信機

1. ま え が き

近年、デジタル無線通信では周波数利用効率の良いトレリス符号化変調(TCM)方式が注目を集めている^{(1),(2)}。TCM方式では、シンボル区間当り m ビットの情報に対して、 2^{m+1} 値(以上)の多値変調方式を用いることにより生じる冗長分を誤り訂正符号に割り当てる。従って、通常の通信路符号化に伴う帯域幅の増加や伝送速度の低下なしに、符号化利得が得られる。

TCM方式においては、通常、誤り訂正符号として畳込み符号が用いられている。またその復号には軟判定ビタビアルゴリズムを用いて、受信信号系列からのユークリッド距離が最も小さい信号系列が送信信号系列であると判定される。このようにユークリッド距離に

基づいて判定を行うことは、3.に示すように雑音の統計がガウス分布に従う場合においては(誤り率最小の意味で)最適な手法である。

一方、近年、都市部において顕著になっている電磁妨害の主要原因である自動車の点火雑音、送電線からの放電雑音、各種電気・電子機器などから発生する人工雑音の多くはインパルス性の強い雑音であり、ガウス雑音として取り扱うにはかなり無理がある。従って、比較的新しく提案されたTCM方式についても、このようなインパルス性雑音下での受信特性について詳細な解析を行うと共に、雑音の統計的性質を正しく反映させた最適な受信機設計の基礎を確立しておく必要がある。

インパルス性雑音が無符号化方式に与える影響、およびインパルス性雑音に対して最適な動作をする無符号化方式に対する受信機構成に関する研究は文献(3)、(4)などで既になされており、具体的な最適受信機の構成が提案されている。一方、インパルス性雑音下におけるTCM方式に関する研究としては、例え

[†] 大阪大学工学部通信工学科, 吹田市
Faculty of Engineering, Osaka University, Suita-shi, 565 Japan
^{††} 名古屋大学工学部電子情報学科, 名古屋市
Faculty of Engineering, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-01 Japan

ば文献(5)では、ガウス雑音に対し最適に設計された符号を用いて、ユークリッド距離に従った復号法を行ったのでは十分な特性改善が得られず、インパルス性雑音独特の確率分布を用いて最もう復号を行わなければ、基本的に大きな符号化利得が得られないことが報告されている。なお、文献(5)では雑音モデルとして有線系を対象としている。

これまで筆者らは、無線系におけるインパルス性雑音下での無符号化方式の受信特性評価、およびインパルス性無線雑音に対する最適受信機構成の提案などを行ってきた⁽⁴⁾。また TCM 方式についても、雑音の統計がガウス分布に従うことを前提として設計されている従来型 TCM 受信機の受信特性についての検討を行い、インパルス性無線雑音下では、この雑音の統計的性質に基づいた受信機設計を新たに行う必要があることを報告している⁽⁶⁾。本論文は、このような研究を背景として、無線系のインパルス性雑音に着目し、その環境下において最もう系列復号を行うために必要とされるゆ度を解析的に求め、それに基づいた TCM 信号に対する最適受信機の具体的な実現回路例を示すと共に、その受信特性を明らかにするものである。

本論文では無線デジタル通信方式としての TCM 方式に関し、まず無線系におけるインパルス性雑音の統計的モデルとして、Middleton のクラス A 雑音モデル⁽⁷⁾を導入し、同相、直交成分の結合確率密度関数を導出した後、信号系列間のユークリッド距離に基づいて判定を行う従来型 TCM 受信機の受信特性を解析する。次いで、最もう系列復号の観点から TCM 方式を検討し、インパルス性無線雑音下で最適な TCM 方式の受信機構成を提案すると共に、計算機シミュレーションによってその受信特性を評価する。

2. インパルス性無線雑音の統計モデル

ある無線周波数(RF)の周りにスペクトルを有するインパルス性無線雑音の統計的モデルとして Middleton のモデルがよく用いられる。これはインパルス性無線雑音を分散の異なるガウス雑音の合成として表したものであり、インパルス雑音の放射持続時間 T_i と受信機の ARI(Aperture-RF-IF)段における帯域幅 Δf_R の関係によって、クラス A、クラス B、クラス C の三つに分類される^{(7),(9)}。本論文ではそのうち、インパルス雑音の放射持続時間が長く、受信機の ARI 段における立上り立下りの過渡現象を無視できる場合 ($T_i \cdot \Delta f_R \gg 1$) のモデルであるクラス A インパルス性雑音につ

いて解析を行うことにする。受信機の ARI 段直前の帯域幅は、3. で述べるように信号の帯域幅よりも広いが、この帯域幅には雑音以外の干渉波(他の信号など)が存在しないと仮定している。

この雑音モデルは、適用可能範囲に制限があることが Berry らによって報告されており⁽⁸⁾、このモデルに補正項を加えた標準クラス A インパルス性雑音モデルも提案されている⁽⁹⁾。しかしながら一方、実際に雑音を観測すると、その多くは標準クラス A インパルス性雑音で十分表現できることが報告されている⁽¹⁰⁾。従って、本論文では補正項を用いないクラス A インパルス性雑音モデルを対象とする。

一般に狭帯域雑音 $n(t)$ は、その包絡線 $\xi(t)$ と位相 $\phi(t)$ によって次式のように表せる。

$$n(t) = \xi(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t))$$

但し、 f_c は帯域内の中心周波数である。

文献(11)によればクラス A インパルス性無線雑音において、全雑音平均電力(インパルス雑音の平均電力 Ω_{2A} + ガウス雑音の平均電力 σ_c^2) で正規化された振幅、包絡線

$$z(t) = n(t) / \sqrt{\Omega_{2A} + \sigma_c^2}$$

$$\epsilon(t) = \xi(t) / \sqrt{2(\Omega_{2A} + \sigma_c^2)}$$

および、位相 $\phi(t)$ の確率密度関数はそれぞれ次式で表される。

$$p(z) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (1)$$

$$p(\epsilon) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m 2\epsilon}{m! \sigma_m^2} \exp\left(-\frac{\epsilon^2}{\sigma_m^2}\right) \quad (2)$$

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad (0 \leq \phi < 2\pi) \quad (3)$$

但し、

$$\sigma_m^2 = \frac{m/A + \Gamma'}{1 + \Gamma'} \quad (4)$$

$\Gamma' (= \sigma_c^2 / \Omega_{2A})$: ガウス雑音電力 σ_c^2 とインパルス雑音電力 Ω_{2A} との比

A : 重複指数(単位時間当りに受信機に入射するインパルス雑音の平均個数と平均持続時間との積)

である。なおここで、パラメータ Γ' が大きいことは、全雑音電力のうちガウス成分が多い場合に対応し、 Γ' の値が小さいことは、インパルス成分が多い場合に対応する。また、パラメータ A はインパルス成分の特徴を規定するもので、 A の値が大きいことはインパルスの時間的連続性が強まっている場合に対応し、一方 A の値が小さいことは、雑音のインパルス性がより強い

場合に対応する。クラス A インパルス性雑音のパラメータ例として、電力線の雑音（中心周波数 1.25 MHz, 受信帯域幅 3 kHz）で、 $A=0.2, \Gamma=0.22$ であることなどが報告されている⁽¹²⁾。

狭帯域雑音 $n(t)$ の搬送波と同相成分, 直交成分をそれぞれ $X(t), Y(t)$ とすると

$$n(t) = X(t) \cos 2\pi f_c t - Y(t) \sin 2\pi f_c t$$

但し,

$$X(t) = \xi(t) \cos \phi(t), \quad Y(t) = \xi(t) \sin \phi(t)$$

$$\xi(t) = (X(t)^2 + Y(t)^2)^{1/2}$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{Y(t)}{X(t)}$$

となる。ここで、クラス A インパルス性無線雑音の搬送波と同相成分 $X_i(t)$, 直交成分 $Y_i(t)$ の確率密度関数は包絡線 $\xi(t)$ と位相 $\phi(t)$ の分布が統計的に独立であると仮定すると、次式となる (付録 1. 参照)。

$$p(x, y) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \pi \sigma_m^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{\sigma_m^2}\right) \quad (5)$$

但し, $x(t), y(t)$ はそれぞれ搬送波と同相成分, 直交成分で、次式のように全雑音平均電力で正規化されたものである。

$$x(t) = X_i(t) / \sqrt{\Omega_{2A} + \sigma_c^2}$$

$$y(t) = Y_i(t) / \sqrt{\Omega_{2A} + \sigma_c^2}$$

なお、付録でも述べたように、インパルス性雑音では通常のガウス雑音と異なり、同相, 直交成分がお互いに独立ではないことに注意する必要がある。

3. 最ゆう系列復号の受信機

TCM 方式における受信機の動作は、本質的に最ゆう系列復号である。そこでまず図 1 に構成を示す最ゆう系列復号受信機について考える。

今、受信機のサンプル出力において K 個のシンボル

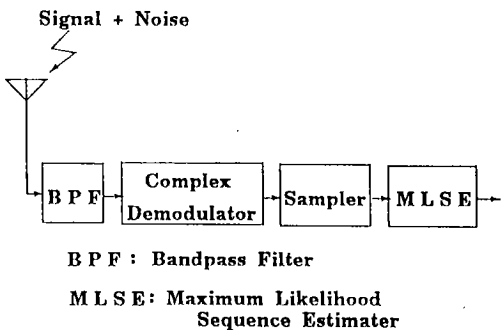


図 1 TCM 受信機の構成

Fig. 1 Block diagram of receiver for TCM signals.

からなる受信信号系列

$$\mathbf{R} = \{\mathbf{R}_1, \mathbf{R}_2, \dots, \mathbf{R}_K\}$$

を考える。ここで 1 シンボル当り N 個の独立なサンプルをとることができるものとする、 k 番目の受信シンボル $\mathbf{R}_k (1 \leq k \leq K)$ は、

$$\mathbf{R}_k = \{r_{k1}, r_{k2}, \dots, r_{kN}\}$$

と表せる。但し $r_{kn} (1 \leq n \leq N)$ は k 番目のシンボルの n 番目のサンプル値 (等価低域系表示) であり、搬送波と同相, および直交な成分を各々 r_{knx}, r_{kny} とすると複素数により

$$r_{kn} = r_{knx} + jr_{kny}$$

と表せる。同様にして、受信機における i 番目の推定送信信号系列 $\hat{\mathbf{S}}i$; 受信雑音系列 \mathbf{N} をそれぞれ

$$\hat{\mathbf{S}}i = \{\hat{S}i_1, \hat{S}i_2, \dots, \hat{S}i_N\}$$

$$\mathbf{N} = \{N_1, N_2, \dots, N_N\}$$

但し,

$$\hat{S}i_k = \{\hat{S}i_{k1}, \hat{S}i_{k2}, \dots, \hat{S}i_{kN}\}$$

$$\hat{S}i_{kn} = \hat{S}i_{knx} + j\hat{S}i_{kny}$$

$$N_k = \{n_{k1}, n_{k2}, \dots, n_{kN}\}$$

$$n_{kn} = n_{knx} + jn_{kny}$$

と表すことにする。

以下本論文では、雑音の各サンプル値は独立であると仮定して解析を進める。従って、実際上の受信機モデルとしては受信機の ARI 段における雑音の帯域幅が信号の帯域幅よりも十分 (少なくとも信号の帯域幅の N 倍以上) に広いようなものを考えている。すると、 $\hat{\mathbf{S}}i$ が送信されたとして \mathbf{R} が受信される確率 (これをゆう度と呼ぶ) $Prob(\mathbf{R}|\hat{\mathbf{S}}i)$ は、

$$Prob(\mathbf{R}|\hat{\mathbf{S}}i) = Prob(\mathbf{N} = \mathbf{R} - \hat{\mathbf{S}}i)$$

$$= \prod_{k=1}^K \prod_{n=1}^N p(r_{kn} - \hat{S}i_{kn}) \quad (6)$$

となる。最ゆう系列復号を行う受信機とはこのゆう度を最大とする信号系列を復号出力とするものである。このような受信機は一般に、(誤り率最小の意味で) 最適受信機と呼ばれる。

なお、特に符号化を行わない (「無符号化」と呼ぶ) 場合は、受信機で判定に用いるシンボル長 K を増加してもシンボル誤り率特性は向上しない。シンボル誤り率を最小にするためには、1 シンボル区間内の N 個のサンプル値によりシンボル間距離を求め、1 シンボルごとに判定を行えば十分である。これは式 (6) の最ゆう系列復号で $K=1$ とする場合にあたる。一方これに対して TCM 方式のように信号が符号化されている場合は、その符号の性質で定まる長さのシンボル系列に対

して最ゆう系列復号を行うことでシンボル誤り率特性が向上する。

ここで例として、ガウス雑音 (雑音電力 σ^2) の場合について考えると、式(6)は

$$Prob(\mathbf{R}|\hat{\mathbf{S}}\mathbf{i}) = \frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{K+N}} \exp\left(-\frac{\Lambda_c(i)}{2\sigma^2}\right) \quad (7)$$

となる。但し、ここで

$$\begin{aligned} \Lambda_c(i) &= -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \{ (r_{knx} - \hat{s}_{iknx})^2 + (r_{kny} - \hat{s}_{ikny})^2 \} \\ &= -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N d_{kn}(i) \leq 0 \end{aligned} \quad (8)$$

である。但し、 $d_{kn}(i)$ は、それぞれのサンプル点における受信信号系列 \mathbf{R} と推定信号系列 $\hat{\mathbf{S}}\mathbf{i}$ との間の 2 乗ユークリッド距離で、

$$d_{kn}(i) = \{ (r_{knx} - \hat{s}_{iknx})^2 + (r_{kny} - \hat{s}_{ikny})^2 \} \geq 0 \quad (9)$$

である。

最ゆう系列復号を行うためには、式(7)を最大にする、従って $\Lambda_c(i)$ を最大とする $\hat{\mathbf{S}}\mathbf{i}$ を求めればよい。式(8)から明らかなように、 $-\Lambda_c(i)$ は、受信信号系列 \mathbf{R} と推定信号系列 $\hat{\mathbf{S}}\mathbf{i}$ との間の系列間 2 乗ユークリッド距離である。従ってガウス雑音下での最ゆう系列復号は、受信信号系列 \mathbf{R} との間の系列間 2 乗ユークリッド距離を最小にする推定信号系列 $\hat{\mathbf{S}}\mathbf{i}$ を求めることと等価であると言うことができる。

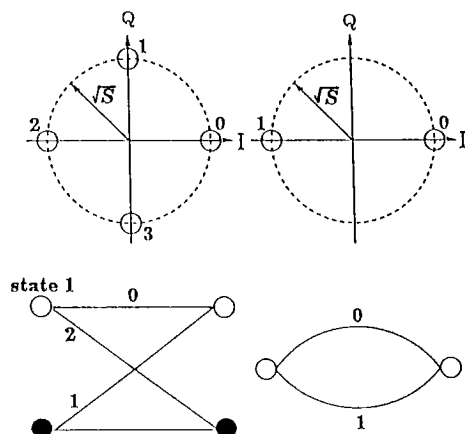
先に述べたように、信号に符号化が施されていない場合、1 シンボルごとに判定を行えば十分である。すなわち $K=1$ となる。これに対して、TCM 方式の場合、信号には畳込み符号化が施されている。従って理論上は、 K が大きくなるほどシンボル誤り率特性は向上する。ところが一般に、系列復号においては、対象とする系列のシンボル数 K が大きくなるにつれ、受信機で過去の系列を記憶するために必要なメモリ量が指数関数的に増大するため実現は困難である。そのため通常 TCM 受信機では、 K シンボルをまとめて最ゆう系列復号を行う代わりに、ビタビアルゴリズムを用いて必要な記憶量の減少を図っている⁽¹⁾。しかしこの受信機の動作も、本質的には受信信号系列との 2 乗ユークリッド距離を最小とする推定信号系列を求めていることにほかならない。このように系列 (無符号化の場合はシンボル) 間の 2 乗ユークリッド距離に基づく受信機を、本論文では「従来型」と呼ぶことにする。既に述べたように、この「従来型」受信機はガウス雑音下では最ゆう系列復号の意味で最適な受信機である。

4. インパルス性無線雑音環境下における従来型 TCM 受信機の受信特性解析

4.1 誤り事象確率

前章で述べたように従来型の TCM 受信機は、ガウス雑音下で最ゆう系列復号を行うよう設計されている。本章ではインパルス性無線雑音下でこの従来型受信機を用いた場合の TCM 方式の受信特性を、特に符号化を行っていない場合のそれと比較検討する。インパルス性雑音下での TCM 方式の受信特性については、例えば荻原らが、インパルス性雑音下で、TCM 方式が無符号化方式よりも良い受信特性を示すことを報告している⁽⁵⁾。しかしこれは、平衡対ケーブルを用いるデジタル加入者線伝送路において、交換機のスイッチング動作に起因するインパルス性雑音を対象としたものである。これに対し本論文では、無線回線におけるインパルス性雑音の一例として、2. で述べた Middleton のクラス A インパルス性雑音を用い、その下で従来型の受信機を用いたときの TCM 信号の受信誤り率特性を求め、無符号化信号のそれと比較することを目的としている。

本論文では TCM 信号として 2 状態 TCM-QPSK 信号を、また比較対象として無符号化 BPSK 信号を取り上げる。それぞれの等価低域系における信号点配置図、およびトレリス図を図 2 に示す。図中の I 軸、 Q 軸は各々搬送波と同相、および直交な成分である。また



(a) 2state TCM-QPSK (b) Uncoded BPSK

図 2 信号点配置図、およびトレリス図
Fig. 2 Signal sets and trellis diagrams for

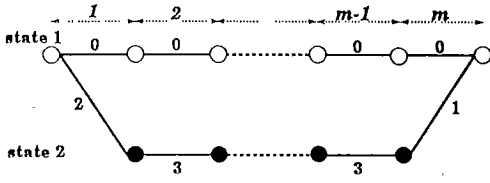


図3 m 番目のパスの選択誤りによる誤り事象
Fig.3 Error events caused by m -th path selection error.

送信信号電力は S とする。

一般性を失うことなく、今シンボル系列 $000\dots$ が送られたものと仮定し、この信号を系列間のユークリッド距離に基づく従来型受信機によって受信するものとする。このとき、 m 番目 ($m \geq 2$) のパス区間での残存パスの選択誤りによる誤り事象確率 Pe_m は次のように表される(図3)。

$$Pe_m = Prob \left[\underbrace{\Lambda_c(0, 0, \dots, 0, 0)}_{m \text{ 個}} < \underbrace{\Lambda_c(2, 3, \dots, 3, 1)}_{m \text{ 個}} \right] \quad (10)$$

ここで、 $\Lambda_c(\cdot)$ は式(8)、(9)より、

$$\underbrace{\Lambda_c(0, 0, \dots, 0, 0)}_{m \text{ 個}} = - \sum_{k=1}^m \sum_{n=1}^N (n_{knx}^2 + n_{kny}^2) \quad (11)$$

$$\underbrace{\Lambda_c(2, 3, \dots, 3, 1)}_{m \text{ 個}} = \begin{cases} - \sum_{n=1}^N \left[\{(n_{1nx} + 2\sqrt{S})^2 + (n_{1ny})^2\} \right. \\ \quad + \sum_{k=2}^{m-1} \left\{ (n_{knx} + \sqrt{S})^2 + (n_{kny} + \sqrt{S})^2 \right\} + \{(n_{mnx} + \sqrt{S})^2 \\ \quad \left. + (n_{mny} - \sqrt{S})^2\} \right] & (m \geq 3) \\ - \sum_{n=1}^N \left[\{(n_{1nx} + 2\sqrt{S})^2 + (n_{1ny})^2\} \right. \\ \quad \left. + (n_{2nx} + \sqrt{S})^2 + (n_{2ny} - \sqrt{S})^2 \right] & (m = 2) \end{cases} \quad (12)$$

となる。但し1シンボル当り N 個の各サンプルはお互いに独立であるものとする。また $\Lambda_c(\cdot)$ の表記には i の代わりにシンボル系列を直接用いた。

m 番目のパス区間での残存パス選択誤りによる誤り事象確率は、式(11)、(12)を式(10)に代入し整理することにより、

$$Pe_m = \begin{cases} Prob \left[\sum_{n=1}^N \left\{ 2n_{1nx} + \sum_{k=2}^{m-1} (n_{knx} + n_{kny}) \right. \right. \\ \quad \left. \left. + (n_{mnx} - n_{mny}) \right\} < -(m+1)\sqrt{SN} \right] \\ (m \geq 3) \\ Prob \left[\sum_{n=1}^N (2n_{1nx} + n_{2nx} - n_{2ny}) < -3\sqrt{SN} \right] \\ (m = 2) \end{cases} \quad (13)$$

となり、従って誤り事象確率は式(13)の Pe_m を用いて

$$Pe = \sum_{m=2}^{\infty} Pe_m \quad (14)$$

となる。更にここで、誤り事象確率は2番目のパス区間での残存パス選択時の誤りによって支配されていると仮定すると⁽¹⁾、式(14)は次式のように近似できる。

$$Pe \cong Pe_2 = Prob \left[\sum_{n=1}^N (2n_{1nx} + n_{2nx} - n_{2ny}) < -3\sqrt{SN} \right] \quad (15)$$

ところで n_{knx} 、 n_{kny} はそれぞれインパルス性無線雑音の同相成分、直交成分でありその結合確率密度は式(5)で与えられる。これを上式に適用することにより、インパルス性雑音環境下における2状態TCM-QPSK信号の従来型受信機による誤り事象確率は、

$$Pe = e^{-2NA} \prod_{k_1=0}^{\infty} \dots \prod_{k_N=0}^{\infty} \prod_{m_1=0}^{\infty} \dots \prod_{m_N=0}^{\infty} \frac{A^{k_1+\dots+k_N+m_1+\dots+m_N}}{k_1! \dots k_N! m_1! \dots m_N!} \times \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{3N\sqrt{\gamma}}{\sqrt{2(\sigma_{k_1}^2 + \dots + \sigma_{k_N}^2 + 2(\sigma_{m_1}^2 + \dots + \sigma_{m_N}^2))}} \right) \quad (16)$$

となる。ここで γ は搬送波対雑音電力比(CNR)を表す(付録2.参照)。

次に比較のため、インパルス性雑音下において無符号化BPSK信号を従来型受信機で受信した場合の誤り事象確率を示す。なおこれはシンボル(従ってビット)誤り率に等しくなる(付録3.参照)。

$$Pe = Prob \left[\sum_{n=1}^N n_{1nx} < -\sqrt{SN} \right] = e^{-NA} \prod_{k_1=0}^{\infty} \dots \prod_{k_N=0}^{\infty} \frac{A^{k_1+\dots+k_N}}{k_1! \dots k_N!} \times \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{N\sqrt{\gamma}}{\sqrt{\sigma_{k_1}^2 + \dots + \sigma_{k_N}^2}} \right) \quad (17)$$

4.2 無符号化方式とTCM方式の比較

図4にそれぞれ式(16)、(17)で与えられたインパルス性無線雑音環境下での従来型受信機による2状態TCM-QPSK信号と無符号化BPSK信号の誤り事象確率を示す。

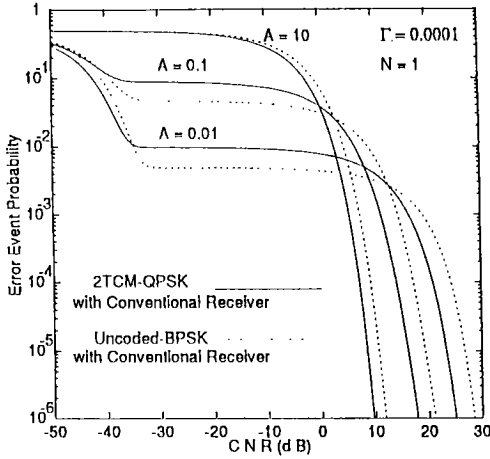


図 4 インパルス性雑音環境下における従来型受信機の無符号化および TCM 信号に対する誤り事象確率
 Fig. 4 EEP of the conventional receiver for uncoded-BPSK and 2TCM-QPSK signals under the impulsive noise environment. ($\Gamma=0.0001, N=1$)

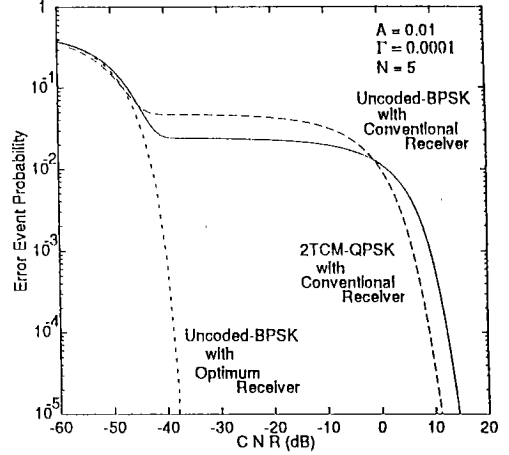


図 5 インパルス性雑音を考慮した無符号化最適受信機と従来型 TCM 受信機の誤り事象確率
 Fig. 5 EEP of the optimum receiver for uncoded-BPSK and the conventional receiver for 2TCM-QPSK. ($A=0.1, \Gamma=0.0001, N=5$)

この図から、CNR が十分大きな領域ではインパルス性雑音環境下においてもガウス雑音下同様に TCM 方式による符号化利得が存在することがわかる。

ところでインパルス性雑音下においてはガウス雑音下の場合とは異なり、CNR の増加にかかわらず誤り事象確率がほとんど改善されない領域が存在する。これは TCM 方式に限らず、一般にインパルス性雑音環境下でのデジタル通信において広く見られるものである⁽⁴⁾。そしてここでは、TCM 方式の誤り事象確率が無符号化方式のそれより大きくなる現象が見られる。これは、この領域ではインパルス性雑音のインパルス成分の雑音レベルが信号レベルよりもかなり大きいため、従来型 TCM 受信機においては、系列判定の際に信号系列の複数のシンボル区間のうちのどれかに雑音パルスが発生すると系列判定に誤りが生じるのに対して、無符号化信号ではその雑音パルスが発生したシンボル区間以外では正しい判定が行われることによると説明できる。

5. インパルス性無線雑音を考慮した TCM 方式用最適受信機

前章では、受信機として従来型受信機、すなわち受信信号系列との間の系列間 2 乗ユークリッド距離を最小とする信号系列を送信信号系列と判定する（無符号化の場合は、受信シンボルとの間のシンボル間 2 乗ユ

ークリッド距離を最小とするシンボルを送信シンボルと判定する）受信機を仮定していた。しかしながら、この従来型受信機は 3. でも述べたように、インパルス性雑音下では、最適な受信機ではない。また、Middleton によるクラス A インパルス性雑音については、無符号化信号の場合、最適受信機の構成が提案されている^{(3),(4)}。そこで図 5 に、この受信機で BPSK 信号を受信した場合と、前章で求めた従来型 TCM 受信機で 2 状態 TCM-QPSK 信号を受信した場合の誤り事象確率をそれぞれ示す。これよりも明らかのように、インパルス性雑音環境下においては、TCM 信号を従来型受信機を用いて受信した場合の特性は、無符号化信号をインパルス性雑音の統計的性質を考慮して設計した最適受信機で受信したときのそれを大きく下回っている。そこで本章では、インパルス性雑音の統計的性質を考慮にいった TCM 最適受信機の構成法を示し、その特性を明らかにする。

5.1 TCM 方式用最適受信機的设计

インパルス性雑音下での受信信号系列 R に対する送信信号系列 \widehat{Si} のゆう度は、ゆう度に対する一般式である式 (6) に、式 (5) で与えたインパルス性雑音の同相、および直交成分の結合確率密度関数を代入することによって式 (18) のように得られる。

$$Prob(R|\widehat{Si}) = \prod_{k=1}^K \prod_{n=1}^N \left[e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \pi \sigma_m^2} \right]$$

$$\times \exp \left\{ -\frac{(r_{knx} - \widehat{Si}_{knx})^2 + (r_{kny} - \widehat{Si}_{kny})^2}{\sigma_m^2} \right\} \quad (18)$$

すなわち、最ゆう系列復号の意味で最適な受信機は式(18)を最大にする信号系列 \widehat{Si} が送られたものであると判定する受信機である。しかしながらこの式に基づいて受信機を構成することは、 m が無限大の項まで含むなど複雑であることより困難であり、何らかの簡化が必要となる。

ところで、式(18)導出の基礎となる雑音分布を表す式(5)は重複指数 A が小さいという条件のもと(雑音のインパルス性が十分強い場合)では、次のように第3項までの最大値によって近似されることが知られている^{(4),(6)}。この近似式を $\tilde{p}(x, y)$ とおくと、

$$\tilde{p}(x, y) = \max_{m=0,1,2} \left[e^{-A} \frac{A^m}{m! \pi \sigma_m^2} \exp \left\{ -\frac{x^2 + y^2}{\sigma_m^2} \right\} \right] \quad (19)$$

すなわち、

$$\tilde{p}(x, y) = \begin{cases} e^{-A} \frac{1}{\pi \sigma_0^2} \exp \left\{ -\frac{x^2 + y^2}{\sigma_0^2} \right\} \triangleq \tilde{p}_0 & (0 \leq |x^2 + y^2| < a) \\ e^{-A} \frac{A}{\pi \sigma_1^2} \exp \left\{ -\frac{x^2 + y^2}{\sigma_1^2} \right\} \triangleq \tilde{p}_1 & (a \leq |x^2 + y^2| < b) \\ e^{-A} \frac{A^2}{2\pi \sigma_2^2} \exp \left\{ -\frac{x^2 + y^2}{\sigma_2^2} \right\} \triangleq \tilde{p}_2 & (b \leq |x^2 + y^2|) \end{cases} \quad (20)$$

と表される。ここで、 $a, b (> 0)$ は $\tilde{p}_0(a) = \tilde{p}_1(a)$, $\tilde{p}_1(b) = \tilde{p}_2(b)$ を満たし、

$$\begin{cases} a = \frac{\sigma_0^2 \sigma_1^2}{\sigma_0^2 - \sigma_1^2} \log \left(\frac{\sigma_0^2}{\sigma_1^2} A \right) \\ b = \frac{\sigma_1^2 \sigma_2^2}{\sigma_1^2 - \sigma_2^2} \log \left(\frac{\sigma_1^2}{\sigma_2^2} A \right) \end{cases} \quad (21)$$

で与えられる。

そしてこの近似式によれば、式(18)を最大にする信号系列を求めることは、一種の対数ゆう度関数(の近似式)である次式を最大にする信号系列を求めることと等価である。

$$\begin{aligned} \Lambda \tilde{r}(i) &= \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left\{ \max_{m=0,1,2} \left[-\frac{d_{kn}(i)}{\sigma_m^2} + \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \right\} \\ &= -\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \left\{ \min_{m=0,1,2} \left[\frac{d_{kn}(i)}{\sigma_m^2} - \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \right\} \quad (22) \end{aligned}$$

但し、 $d_{kn}(i)$ は、式(9)で与えられる各サンプル間の2乗ユークリッド距離である。

インパルス性雑音下で最ゆう系列復号を行う受信機は、この簡化を行った $\Lambda \tilde{r}(i)$ を最大にする信号系列を求めるものである。ここで、式(8)、(9)と式(22)

を比較すると、インパルス性雑音下における TCM 方式用最適受信機は $d_{kn}(i)$ に代えて、

$$\left\{ \min_{m=0,1,2} \left[\frac{d_{kn}(i)}{\sigma_m^2} - \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \right\} \quad (23)$$

を用いる以外は、従来型の TCM 受信機と同一の構成となる。従って、従来型 TCM 受信機同様ピタビ(Viterbi)アルゴリズムによる必要演算量の軽減も可能となる。図6に受信機構成を示す。ここで、破線で囲まれた四つの回路はそれぞれ相等しく、各々の i に対して式(23)を求めるためのものである。またこれを取り除くと、従来型のガウス雑音を対象とした TCM 受信機となる。言い換えれば、インパルス性雑音を想定した最適な TCM 受信機は、従来型受信機に破線で囲まれた回路を付加するだけで容易に構成することができると言える。

5.2 受信特性の評価

前節で示した TCM 最適受信機の誤り事象確率をシミュレーションによって求める。TCM 方式として2状態 TCM-QPSK 方式を用いる。また TCM 信号と同じ帯域効率である無符号化 BPSK 信号を最適受信機により受信した場合についてもシミュレーションを行い比較対象とする。なおシミュレーションにあたっては、2番目のパス区間での残存パス選択時の誤りが支配的であると考え、それによる誤り事象のみを考慮する。

シミュレーション結果を図7, 図8に示す。図7は1シンボル当り1サンプルをとる場合 ($N=1$) を、図8は1シンボル当り5サンプルをとる場合 ($N=5$) を示している。これらによると、従来型受信機を用いた場合と異なり、すべての CNR の範囲において TCM 方式の特性は、無符号化 BPSK 方式のそれを上回る。そしてその符号化利得は、例えば図7において $A=0.1$ の場合、誤り率 10^{-5} を達成するのに必要な CNR で約 3 dB 程度である。これはガウス雑音下で TCM 方式を用いることによる改善量が数 dB であることから、それに匹敵する改善効果であると考えられる。また誤り率 10^{-2} を達成するのに必要な CNR では約 44 dB の符号化利得となる。このような非常に大きな特性改善が得られる現象は、ガウス雑音下では見られないものである。このような著しい特性改善は、図7, 8を比べることにより、1シンボル当りのサンプル数が増えるに従って、より低い誤り事象確率で実現できることが予想される。また、インパルス性雑音の重複指数 A が小さくなる、すなわちインパルス性が強くなるほど、

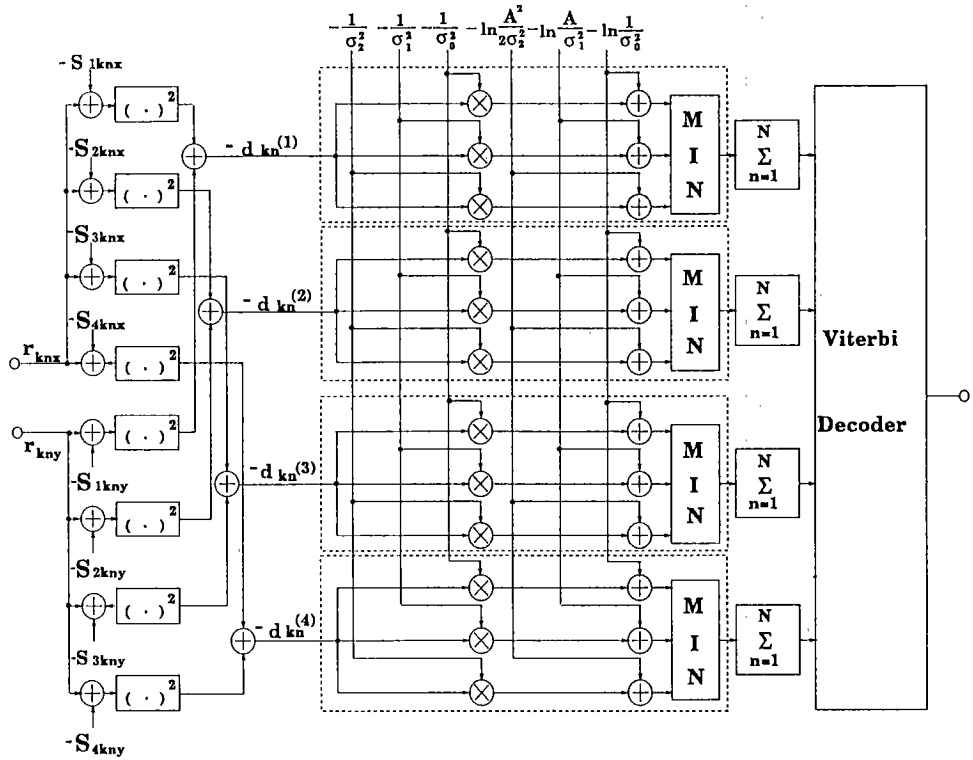


図 6 受信機構成

Fig. 6 Configuration of the 2states TCM-QPSK receiver for the impulsive noise.

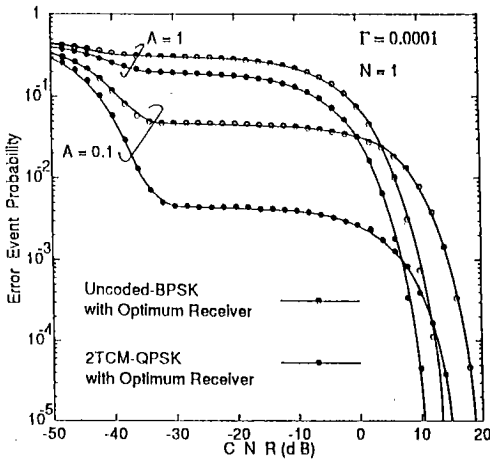


図 7 インパルス性雑音を考慮した無符号化最適受信機と TCM 受信機の誤り事象確率(1)

Fig.7 EEP of the uncoded-BPSK and the 2TCM-QPSK for the Impulsive noise.(1) ($\Gamma=0.0001, N=1$)

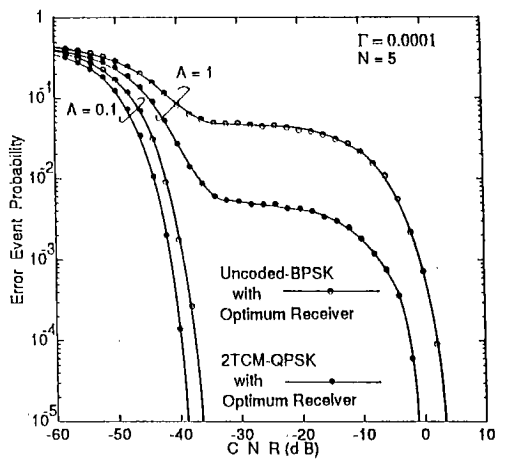


図 8 インパルス性雑音を考慮した無符号化最適受信機と TCM 受信機の誤り事象確率(2)

Fig.8 EEP of the uncoded-BPSK and the 2TCM-QPSK for the Impulsive noise (2) ($\Gamma=0.0001, N=5$)

より低い誤り事象確率でより大きな改善が得られるものと期待できる。ところで、図4, 5に示したように従来型受信機でTCM信号を受信する場合、サンプル数 N の増加はほとんど特性の改善に寄与していない。これに対して、先に述べたように図7と図8を比較すると、1シンボル当りのサンプル数を増加することにより、特性が著しく向上している。これはインパルス性雑音に対しTCM方式用に最適設計した受信機においては、各サンプルのもつ情報を有効に利用していることの傍証でもある。

6. むすび

インパルス性無線雑音のモデルとして、クラスAインパルス性雑音モデルを導入し、インパルス性雑音下での従来型TCM方式の受信特性を解析した。また、インパルス性雑音下で最適なTCM方式の受信機構成を提案し、計算機シミュレーションによってその受信特性を評価した。その結果、インパルス性雑音下で従来型受信機を用いる場合、CNRが十分大きい場合はガウス雑音下と同様に無符号化方式に比べTCMによって符号化利得が得られること、しかしながら逆に無符号化方式の方が特性が良いCNRの範囲が存在すること、更にまたインパルス性無線雑音を考慮した最適受信機で無符号化信号を受信するときと比べると、その特性は大幅に下回ることを示した。一方、従来のTCM受信機に若干の回路を付加することで容易に構成できる本論文で提案した最適受信機を用いた場合、無符号化信号を最適受信機で受信した場合と比べても、CNRの値のいかにかわらず常にTCM方式の誤り事象確率特性は無符号化信号のそれを上回り、数dBから最大数10dB少ない信号電力で同一の誤り事象確率を得ることができることを明らかにした。

なお本論文ではガウス雑音に対して用いられている符号化法をそのまま適用し、受信構成についてのみに検討した。しかしながらインパルス性雑音下で最適なTCM方式を設計する場合、受信機構成の他にも信号点配置などを含むインパルス性雑音下で最適な符号化法についても検討する必要がある。このような雑音の統計を考慮した符号化法に関する研究は、残された今後の課題である。

文 献

(1) Ungerboeck G.: "Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets, Part I", IEEE Commun. Magazine, 25, 2, pp. 5-11 (Feb. 1987).

(2) Ungerboeck G.: "Trellis-Coded Modulation with Redundant Signal Sets, Part II", IEEE Commun. Magazine, 25, 2, pp. 12-21 (Feb. 1987).

(3) Spaulding A. D. and Middleton D.: "Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment-Part I: Coherent Detection", IEEE Trans. Commun., COM-25, 9, pp. 910-923 (Sept. 1977).

(4) 草尾 寛, 森永規彦, 滑川敏彦: インパルス性無線雑音に対する同期型最適受信機, 信学論(B), J68-B, 6, pp. 684-691 (1985-06).

(5) 荻原春生, 大滝竜一: "インパルス性雑音に対するトレリス符号化変調法の効果", 信学論(A), J73-A, 2, pp. 350-356 (1990-02).

(6) 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: "インパルス性雑音環境下におけるトレリス符号化変調方式に関する研究", 信学技報, RCS90-5 (1990-07).

(7) Middleton D.: "Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference", IEEE Trans. Electromagn. Compat., EMC-19, 3, pp. 106-126 (Aug. 1977).

(8) Berry L. A.: "Understanding Middleton's Canonical Formula for Class A Noise", IEEE Trans. Electromagn. Compat., EMC-23, 4, pp. 337-344 (Nov. 1981).

(9) Middleton D.: "Canonical and Quasi-Canonical Probability Models of Class A Interference", IEEE Trans. Electromagn. Compat., EMC-25, 2, pp. 76-106 (May 1983).

(10) Sethapanee A., 須藤直樹, 小林浩治, 樋口弘志, 山内健次, 前田宗雄, 森永規彦, 滑川敏彦: "インパルス性無線雑音に対する最適受信機の実験的考察(5)", 信学技報, EMCJ87-88 (1988-03).

(11) Middleton D.: "Canonical Non-Gaussian Noise Models: Their Implication for Measurement and for Prediction of Receiver Performance", IEEE Trans. Electromagn. Compat., EMC-21, 3, pp. 209-220 (Aug. 1979).

(12) Yamauchi K., Takahashi N. and Maeda M.: "Parameter Measurement of Class A Interference on Power Line", Trans. IEICE, E72, 1, pp. 7-9 (Jan. 1989).

付 録

1. インパルス性雑音の直交成分の導出

MiddletonによるクラスAインパルス性雑音モデルでは、雑音は包絡線と位相の確率密度関数によって記述されている。ここではこれに基づいて、インパルス性雑音の搬送波と同相成分、直交成分の結合確率密度関数、および各々の確率密度関数の導出を行う。

雑音電力によって正規化されたインパルス性雑音 $z(t)$ 、その包絡線 $\epsilon(t)$ 、位相 $\phi(t)$ とし、また $z(t)$ の搬送波と同相成分、直交成分を各々 $x(t)$ 、 $y(t)$ とすると以下のように表せる。

$$z(t) = x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t$$

$$= \epsilon(t) \cos(2\pi f_c t + \phi(t)) \quad (\text{A}\cdot 1)$$

ここで

$$x(t) = \epsilon(t) \cos \phi(t), \quad y(t) = \epsilon(t) \sin \phi(t) \quad (\text{A}\cdot 2)$$

$$\epsilon(t) = (x(t)^2 + y(t)^2)^{1/2} \quad (\text{A}\cdot 3)$$

$$\phi(t) = \tan^{-1} \frac{y(t)}{x(t)} \quad (\text{A}\cdot 4)$$

である。従って $p(x, y)$ の結合確率密度関数は、

$$\frac{\partial(\epsilon, \phi)}{\partial(x, y)} = (x^2 + y^2)^{1/2} \quad (\text{A}\cdot 5)$$

より

$$p(x, y) = \frac{1}{(x^2 + y^2)^{1/2}} p(\epsilon, \phi) \quad (\text{A}\cdot 6)$$

となる。

更にここで、位相 ϕ に関する確率密度関数は一様分布であると仮定し、包絡線と位相の分布は統計的に独立であるとする、

$$p(\epsilon, \phi) = \frac{1}{2\pi} p(\epsilon) \quad (\text{A}\cdot 7)$$

となり、従って、

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi(x^2 + y^2)^{1/2}} p(\epsilon) \quad (\text{A}\cdot 8)$$

となる。

式(2)で与えられるインパルス性雑音の包絡線の確率密度関数を式(A・8)に代入することにより、インパルス性雑音の搬送波と同相成分、および直交成分の結合確率密度関数は次式のように与えられる。

$$p(x, y) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \pi \sigma_m^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{\sigma_m^2}\right) \quad (\text{A}\cdot 9)$$

また、各々の成分の確率密度関数は式(A・9)をそれぞれ x, y で積分することにより次式のように与えられる。

$$p(x) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{\pi \sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{x^2}{\sigma_m^2}\right) \quad (\text{A}\cdot 10)$$

$$p(y) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{\pi \sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{y^2}{\sigma_m^2}\right) \quad (\text{A}\cdot 11)$$

従って、式(A・9)～(A・11)より、

$$\rho(x, y) = p(x)p(y) \quad (\text{A}\cdot 12)$$

となる。これは、このインパルス性雑音は通常のガウス雑音と異なり、同相、直交成分が互いに独立ではないことを意味している。

2. 2状態 TCM-QPSK 信号の従来型受信機の誤り事象確率の導出

式(15)において、

$$\eta_n = 2n_{1nx} + n_{2nx} - n_{2ny} \quad (\text{A}\cdot 13)$$

$$\eta_n = 2n_{1nx} \quad \eta_{2n} = n_{2nx} - n_{2ny} \quad (\text{A}\cdot 14)$$

とすると、 η_n の確率密度関数は、 n_{1nx} の確率密度関数

$p_{n_{1nx}}(\cdot)$ および、 n_{2nx} と n_{2ny} の結合確率密度関数 $p_{n_{2nx}, n_{2ny}}(\cdot, \cdot)$ を用いて、

$$p(\eta_n) = \left\{ p_{n_{1nx}}\left(\frac{1}{2}\eta_n\right) \times \frac{1}{2} \right\} \otimes \int_{-\infty}^{\infty} p_{n_{2nx}, n_{2ny}}(\eta_{2n} + n_{2ny}, n_{2ny}) d n_{2ny} \\ = \frac{e^{-2A}}{\sqrt{2\pi}} \sum_{k_n=0}^{\infty} \sum_{m_n=0}^{\infty} \frac{A^{k_n+m_n}}{k_n! m_n! \sqrt{\sigma_{k_n}^2 + 2\sigma_{m_n}^2}} \\ \times \exp\left(-\frac{\eta_n^2}{2(\sigma_{k_n}^2 + 2\sigma_{m_n}^2)}\right) \quad (\text{A}\cdot 15)$$

次に、

$$\eta = \sum_{n=1}^N \eta_n \quad (\text{A}\cdot 16)$$

とすると、 η の確率密度関数は、次式のように表せる。

$$p(\eta) = p_{\eta_1}(\eta_1) \otimes p_{\eta_2}(\eta_2) \otimes \dots \otimes p_{\eta_N}(\eta_N) \\ = \frac{e^{-2NA}}{\sqrt{2\pi}} \sum_{k_1=0}^{\infty} \dots \sum_{k_N=0}^{\infty} \sum_{m_1=0}^{\infty} \dots \sum_{m_N=0}^{\infty} \frac{A^{k_1+\dots+k_N+m_1+\dots+m_N}}{k_1! \dots k_N! m_1! \dots m_N!} \\ \times \frac{1}{\sqrt{\sigma_{k_1}^2 + \dots + \sigma_{k_N}^2 + 2(\sigma_{m_1}^2 + \dots + \sigma_{m_N}^2)}} \\ \exp\left(-\frac{\eta^2}{2\{\sigma_{k_1}^2 + \dots + \sigma_{k_N}^2 + 2(\sigma_{m_1}^2 + \dots + \sigma_{m_N}^2)\}}\right) \quad (\text{A}\cdot 17)$$

従って、式(15)および上式より、インパルス性雑音下での2状態 TCM-QPSK 方式の誤り事象確率 Pe は

$$Pe = \int_{-\infty}^{-3\sqrt{5}N} p(\eta) d\eta \\ = e^{-2NA} \sum_{k_1=0}^{\infty} \dots \sum_{k_N=0}^{\infty} \sum_{m_1=0}^{\infty} \dots \sum_{m_N=0}^{\infty} \frac{A^{k_1+\dots+k_N+m_1+\dots+m_N}}{k_1! \dots k_N! m_1! \dots m_N!} \\ \times \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{3N\sqrt{\gamma}}{\sqrt{2\{\sigma_{k_1}^2 + \dots + \sigma_{k_N}^2 + 2(\sigma_{m_1}^2 + \dots + \sigma_{m_N}^2)\}}}\right) \quad (\text{A}\cdot 18)$$

となる。

3. 無符号化 BPSK 信号の従来型受信機の誤り事象確率の導出

無符号化 BPSK 信号の誤り事象確率 Pe は、送信シンボルを 0 と仮定すると、次式のように表せる(図2参照)。

$$Pe = \operatorname{Prob}[\Lambda_c(0) < \Lambda_c(1)] \quad (\text{A}\cdot 19)$$

ここで、 $\Lambda_c(\cdot)$ は式(8)、(9)より、

$$\Lambda_c(0) = -\sum_{n=1}^N (n_{1nx}^2 + n_{1ny}^2) \\ \Lambda_c(1) = -\sum_{n=1}^N ((n_{1nx} + 2\sqrt{S})^2 + n_{1ny}^2) \quad (\text{A}\cdot 20)$$

となる。従って、上式より

$$Pe = \operatorname{Prob}\left[\sum_{n=1}^N n_{1nx} < -\sqrt{5}N\right] \quad (\text{A}\cdot 21)$$

と表せる。ここで、

$$\eta = \sum_{n=1}^N n_{1nx} \quad (\text{A}\cdot 22)$$

とすると、 η の確率密度関数は次式のように表される。

$$\begin{aligned} p(\eta) &= p_{n_{11x}}(n_{11x}) \otimes p_{n_{12x}}(n_{12x}) \otimes \cdots \otimes p_{n_{1Nx}}(n_{1Nx}) \\ &= \frac{e^{-NA}}{\sqrt{\pi}} \sum_{k_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{k_N=0}^{\infty} \frac{A^{k_1+\cdots+k_N+1}}{k_1! \cdots k_N! \sqrt{\sigma_{k_1}^2 + \cdots + \sigma_{k_N}^2}} \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{\eta^2}{\sigma_{k_1}^2 + \cdots + \sigma_{k_N}^2}\right) \quad (\text{A}\cdot 23) \end{aligned}$$

従って、無符号化 BPSK 信号の従来型受信機の誤り事象確率 Pe は次式のように表される。

$$\begin{aligned} Pe &= \int_{-\infty}^{-\sqrt{5}N} p(\eta) d\eta \\ &= e^{-NA} \sum_{k_1=0}^{\infty} \cdots \sum_{k_N=0}^{\infty} \frac{A^{k_1+\cdots+k_N}}{k_1! \cdots k_N!} \\ &\quad \times \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{N\sqrt{\gamma}}{\sqrt{\sigma_{k_1}^2 + \cdots + \sigma_{k_N}^2}}\right) \quad (\text{A}\cdot 24) \end{aligned}$$

(平成 3 年 10 月 7 日受付, 4 年 1 月 20 日再受付)



宮本 伸一

平 2 阪大・工・通信卒。平 4 同大学院修士課程了。現在、同大学院博士課程在学中。これまで、非ガウス雑音環境下における通信方式に関する研究に従事。



片山 正昭

昭 56 阪大・工・通信卒。昭 61 同大学院博士課程了。工博。同年豊技大・工・助手。平 1 阪大・大型計算機センター・講師。平 4 より名大・工・電子情報・講師。これまで、スペクトル拡散通信、衛星通信、非線形変調方式、符号化変調方式、計算機ネットワークなどの研究に従事。IEEE、情報処理学会各会員。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞受賞。



森永 規彦

昭 38 静岡大・工・電気卒。昭 43 阪大大学院博士課程了。阪大・工・通信・助手、講師、助教授を経て現在教授。工博。無線通信方式、光通信方式、衛星通信方式、移動通信方式、EMC の研究に従事。訳書「光通信システム」、共著「光通信理論とその応用」。

用」。