

インパルス性無線雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用した受信機

正 員 宮本 伸[†] 正 員 片山 正昭^{††} 正 員 森永 規彦[†]

Receiver Design Using the Dependence between Quadrature Components of Impulsive Radio Noise

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

あらまし ガウス雑音とは大きく異なった統計的性質を有するインパルス性雑音環境下においては、ガウス雑音下での使用を前提として設計された従来の受信機では十分な特性を得ることができず、インパルス性雑音の統計的性質に基づいた受信機設計を行う必要がある。そこで本論文では、インパルス性雑音の統計的性質について検討を行い、雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案している。まず、インパルス性雑音の同相成分と直交成分の統計的性質について検討し、直交成分に高振幅の雑音（インパルス雑音）が生じている場合には、同相成分にもインパルス雑音が発生している確率が高くなることを示している。次に、この統計的性質を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を新しく提案し、その受信機を用いることによって従来型受信機を大きく上回る最適に近い特性が得られることを明らかにしている。更に、雑音の同相成分と直交成分の非独立性が最良の判定を行う最適受信機の構成に与える影響について検討し、インパルス性雑音環境下において最適受信を行う場合は、BPSK方式などの搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う通信方式においても、直交成分に生じる雑音を観測する必要があることを明らかにしている。

キーワード クラス A インパルス性雑音、雑音の同相成分と直交成分の非独立性、最適受信

1. まえがき

近年のデジタル無線通信技術の進展はめざましいものがあり、装置的には高密度集積化が更に進むと同時に、デジタル無線通信に対する需要もますます増大しつつある。しかしながら、電子通信機器の高密度集積化、低電圧化、小電流化などが図られるにつれて、システムは雑音の影響を受けやすくなり、雑音の妨害に対して、より強いシステムを構築する必要がある。

デジタル無線通信方式の受信特性に雑音が与える影響、更にそれに対する改善を考える場合、従来、そのほとんどは、受信機に加わる雑音の統計がガウス分布に従うという仮定のもとでなされており、従来の受信機（いわゆる 2 乗ユークリッド距離に基づいて送信シンボルの判定を行う受信機）はガウス雑音環境下に

おいて誤り率が最小となるように設計されている。

一方、都市部において顕著な電磁妨害の主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（インパルス性雑音）であり、ガウス雑音とは大きく異なった統計的性質を有することが知られている^{(1)~(3)}。従って、このようなインパルス性雑音環境下においては、ガウス雑音に対して最適に設計された従来の受信機（従来型受信機）では十分な特性を得ることができず、インパルス性雑音が従来型受信機の受信特性に与える影響、およびインパルス性雑音の統計的性質に基づく最適受信機構成について検討を行う必要がある。

これまで、筆者らは、無線系のインパルス性雑音環境下におけるデジタル無線通信方式の受信特性に関する研究として、インパルス性雑音が従来型受信機の受信特性に与える影響およびインパルス性雑音に対する最適受信機の構成について既にいくつかの検討を行っており、最良の検定法に基づく最適受信を行うことによって特性が大きく改善されることを報告してい

[†] 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
Faculty of Engineering, Nagoya University, Nagoya-shi, 464-01
Japan

る^{(4)~(8)}。更にまた、インパルス性雑音の統計的性質についても若干の検討を行い、インパルス性雑音の搬送波に対する同相成分と直交成分は互いに無相関ではあるが、統計的に独立ではないことを報告している^{(5)~(8)}。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環境下で良好な特性を得ることのできる受信機として、雑音の統計的性質を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、提案受信機の受信特性を解析的に明らかにするとともに、インパルス性雑音の統計的性質が、これまでに筆者らが提案している最適受信機の構成⁽⁸⁾に与える影響を明確にするものである。

本論文では、まず、無線系のインパルス性雑音の統計的モデルとして Middleton によるクラス A インパルス性雑音モデル^{(1)~(3)}を導入し、その同相成分と直交成分の統計的性質を明らかにする。次いで、2相 PSK (BPSK) 方式の同期型受信機として、インパルス性雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行うスレッシュホールドレベル型受信機を提案し、その受信機を用いた場合の受信特性を解析的に評価する。更に、インパルス性雑音環境下での最優秀検定法の観点から求められる最適受信機の構成を示し、雑音の同相成分と直交成分の非独立性が最適受信機の構成にどのような影響を与えるかについて検討する。

2. クラス A インパルス性雑音モデル

2.1 クラス A インパルス性雑音の確率密度関数

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。このモデルでは、インパルス性雑音は、インパルス雑音の放射持続時間と受信機の ARI (Aperture-RF-IF) 段における帯域幅の関係によって、クラス A、クラス B、クラス C の三つに分類される^{(1)~(3)}。本論文では、受信機の ARI 段における過渡現象を無視できる場合のモデルであるクラス A インパルス性雑音モデルについて解析を行うことにする。

標準クラス A インパルス性雑音モデル^{(1),(2)}は、適用可能範囲に制限があることが報告されており⁽⁹⁾、このモデルに補正項を加えた準標準クラス 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、実際に雑音を観測すると、標準クラス A インパルス性雑音で十分表現できることも多いと報告されている⁽¹⁰⁾。ま

た、補正項の有無は本論文で得られる結果に対して多大な影響を与えるものではないと考えられる。従って、本論文では解析の簡単化のため、標準クラス 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、その中心周波数成分に対する同相成分 $X(t)$ と直交成分 $Y(t)$ によって次式のように表される。

$$n(t) = X(t)\cos 2\pi f_c t - Y(t)\sin 2\pi f_c t \quad (1)$$

但し、 f_c は帯域内の中心周波数である。

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 (インパルス雑音成分の平均電力 Ω_{2A} + ガウス雑音成分の平均電力 σ_0^2) で正規化された同相成分および直交成分

$$x(t) = X(t)/\sqrt{\Omega_{2A} + \sigma_0^2} \quad (2)$$

$$y(t) = Y(t)/\sqrt{\Omega_{2A} + \sigma_0^2} \quad (3)$$

の結合確率密度関数および各々の成分の確率密度関数は以下のように導かれる⁽⁸⁾。

$$p_{x,y}(x, y) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! 2\pi\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (4)$$

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

$$p_y(y) = e^{-A} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! \sqrt{2\pi\sigma_m^2}} \exp\left(-\frac{y^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (6)$$

但し、

$$\sigma_m^2 = \frac{m/A + \Gamma'}{1 + \Gamma'} \quad (7)$$

$\Gamma' (= \sigma_0^2/\Omega_{2A})$: ガウス雑音電力 σ_0^2 とインパルス雑音電力 Ω_{2A} との比

A : 重複指数 (単位時間あた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、重複指数 A は雑音のインパルス成分の特徴を規定するものであり、 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。また一方、 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、すなわち雑音のインパルス性が弱い場合に対応する (通常 $A=10$ 程度であれば、ほぼガウス雑音と等価とみなせることが報告されている⁽¹¹⁾)。クラス A インパルス性雑音のパラメータ例として、電力線から放出される雑音で、 $A=0.2$ 、 $\Gamma'=0.22$ であることなどが報告されている⁽¹¹⁾。

2.2 雑音の同相成分と直交成分の相関および非独立性

クラス A インパルス性雑音の同相成分 $x(t)$ と直交

成分 $y(t)$ の相互相関 \overline{xy} は、式(4)より、次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} \overline{xy} &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} xy p_{x,y}(x, y) dx dy \\ &= \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^m}{m! 2\pi\sigma_m^2} \int_{-\infty}^{\infty} x e^{-\frac{x^2}{2\sigma_m^2}} dx \int_{-\infty}^{\infty} y e^{-\frac{y^2}{2\sigma_m^2}} dy \\ &= 0 \end{aligned} \quad (8)$$

従って、クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分は無相関である。一方、式(4)~(6)から、

$$p_{x,y}(x, y) \neq p_x(x) \cdot p_y(y) \quad (9)$$

となり、クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分は非独立であることがわかる。以上のことから、クラス A インパルス性雑音は、その同相成分と直交成分が無相関ではあるが、非独立となる確率過程であることがわかる。

クラス A インパルス性雑音の同相成分と直交成分の統計的性質を更に詳細に検討するため、直交成分に振幅 α の雑音が生じているという条件下での、条件付確率密度関数

$$p_{x,y}(x|y=\alpha) = \frac{p_{x,y}(x, \alpha)}{p_y(\alpha)} \quad (10)$$

を図1に示す。図1では、直交成分に発生している雑音の振幅 α が大きくなるほど、同相成分に高振幅の雑音が発生する確率が高くなっている。すなわち、インパルス性雑音環境下においては、直交成分に高振幅な雑音(インパルス雑音)が発生している場合には、同相成分にもインパルス雑音が発生している確率が高くなることがわかる。このような統計的性質は、雑音の同相成分と直交成分が独立であるガウス雑音環境下では現れないものである。更にまた、このような性質は

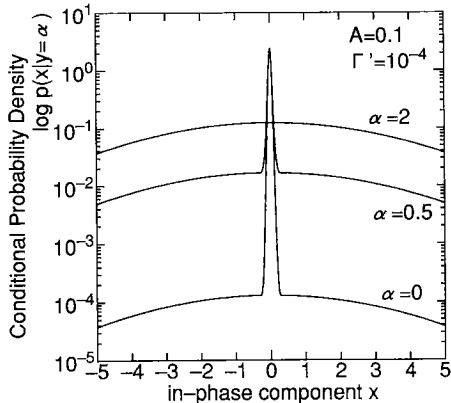


図1 インパルス性雑音の条件付確率密度関数
Fig.1 Conditional pdf of impulsive noise $p(x|y=\alpha)$.

クラス A インパルス性雑音特有なものではなく、インパルス性を有する雑音に一般的に現れる性質であると考えられる。次章では、搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う通信方式の同期型受信機として、この統計的性質を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、その受信機を用いた場合の誤り率特性を評価する。

3. 雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用した受信機

前章で示したように、クラス A インパルス性雑音は中心周波数成分に対する同相成分と直交成分が非独立であり、直交成分に高振幅な雑音(インパルス雑音)が生じている場合には、同相成分にもインパルス雑音が発生する確率が高くなる。本章では、BPSK 方式、M 値 ASK 方式などのように、搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う通信方式について、この雑音の統計的性質を利用して送信シンボルの判定を行う受信機を提案し、その誤り率特性を評価する。

3.1 受信機の提案

本論文で検討する M 値通信方式の受信機モデルを図2に示す。ここで、受信機は 1 シンボル当り $N (\geq 1)$ 個のサンプルを得、それらを用いて、送信シンボル推定段で M 個の送信シンボル候補についての判定関数を計算し、判定関数を最大にするシンボルを送信シンボルであると判定する。ここで判定関数とは、受信機が N 個の独立なサンプルから送信シンボルの判定を行うのに用いる関数であり、最ゆう判定を行う場合は、判定関数はゆう度関数として与えられる。以下、本論文では、雑音の各サンプルは統計的に独立であると仮

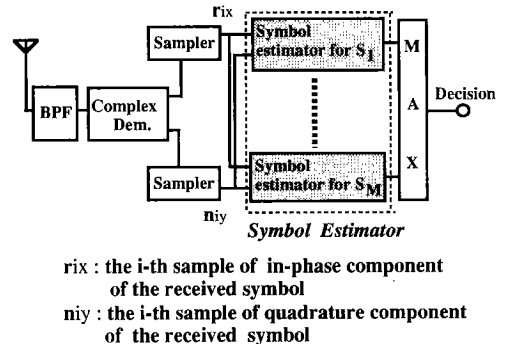


図2 M値通信方式の同期型受信機のモデル図
(同相成分のみを用いて信号伝送を行う通信方式の場合)

Fig.2 Receiver model for M-ary modulation system.

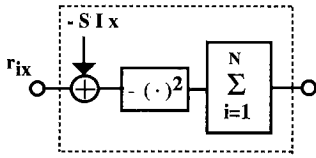


図 3 ガウス雑音に対して最適な従来型受信機のシンボル推定段の構成

Fig. 3 Optimum symbol estimator for Gaussian noise.

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段の帯域幅が信号帯域幅の $N (\geq 1)$ 倍程度に広いようなものを考えている。

ガウス雑音に対して最適に設計された従来型受信機 (2乗ユークリッド距離に基づいて送信シンボルの判定を行う受信機) では、判定関数は次式のように与えられる⁽⁶⁾。

$$A(S_i) = -\sum_{i=1}^N (r_{ix} - S_{ix})^2, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (11)$$

但し、

S_i : 送信シンボル

(M 値伝送方式では $I=1, 2, \dots, M$)

S_{ix} : 送信シンボル S_i の同相成分

r_{ix} : 受信シンボルの i 番目 ($1 \leq i \leq N$) のサンプル値 r_i の同相成分

である。この場合、受信機は、 M 個の送信シンボル候補について式(11)で表される判定関数を計算し、これを最大にするシンボルを送信シンボルであると判定する。この従来型受信機のシンボル推定段の構成図を図3に示す。

これに対し、本論文では同相成分と直交成分が独立でないインパルス性雑音を想定し、受信機の判定関数として、

$$A(S_i) = -\sum_{i=1}^N W(|n_{iy}|) (r_{ix} - S_{ix})^2, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (12)$$

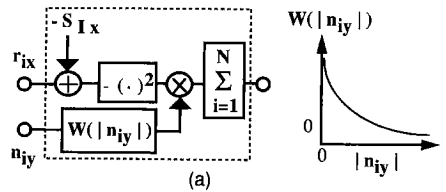
但し、

n_{iy} : 受信シンボルの i 番目のサンプル値 r_i に加わっている雑音の直交成分

$W(|n_{iy}|)$: $|n_{iy}|$ によって値が決定される重み関数で、 $|n_{iy}|$ についての非増加関数 (≥ 0)

を提案する。

この式(12)に基づいた受信機の送信シンボル推定段の構成図およびその概念図を図4に示す。この図の(b)に示すように、受信機は1シンボル当たりとり得る複数の独立なサンプルのうち、直交成分にインパル



(a) Symbol estimator

(b) Detection principle

図 4 インパルス性雑音に対する提案受信機
Fig. 4 Proposed receiver for impulsive noise.

ス雑音が生じているサンプルについては、同相成分にもインパルス雑音に加わっている可能性が高いと推定し、そのサンプルが判定関数に及ぼす影響が小さくなるように ($W(|n_{iy}|)$ を小さくして) 2乗ユークリッド距離を重みづける。一方、直交成分にインパルス雑音が生じていないサンプルについては、同相成分にもインパルス雑音に加わっている可能性が低いと推定し、そのサンプルが判定関数に及ぼす影響が大きくなるように ($W(|n_{iy}|)$ を大きくして) 2乗ユークリッド距離を重みづける。以上のような重み付けを行うことによって、1シンボル当たりとり得る複数の独立なサンプルのうち、インパルス雑音の影響の小さなサンプルを重んじて送信シンボルの判定を行うことが可能となる。

ガウス雑音に対して最適に設計された従来型受信機では、直交成分に生じた雑音の大きさにかかわらず各サンプルは均一な重み付けで処理されるので、その判定関数は式(12)において、

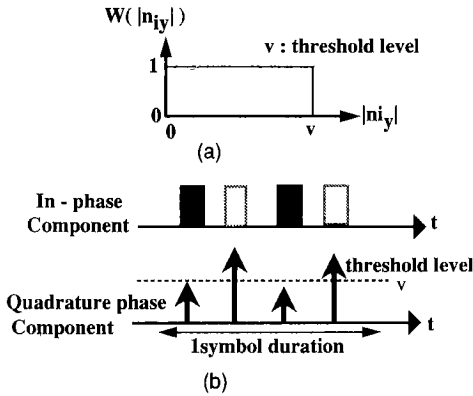
$$W(|n_{iy}|) = 1, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (13)$$

とした場合に相当する。

重み関数 $W(\cdot)$ としてはさまざまなものが考えられるが、本論文では次のような重み関数を考える。

$$W(|n_{iy}|) = \begin{cases} 1, & \text{for } |n_{iy}| \leq v \\ 0, & \text{for } |n_{iy}| > v \end{cases} \quad (14)$$

但し、 $v (> 0)$ は雑音電力によって正規化されたスレッショルドレベルである。式(14)で表される重み関数を



(a) Weighting function $W(\cdot)$
 (b) Detection principle

図5 スレッシュホールドレベル型受信機
 Fig.5 Threshold level receiver.

用いる受信機は、 N 個の受信サンプルのうち、直交成分に生じた雑音の大きさがあるスレッシュホールドレベル v 以下となるサンプルのみを用いて送信シンボルの判定を行うものである。本論文では、このような受信機をスレッシュホールドレベル型受信機と呼ぶことにする(図5参照)。但し、スレッシュホールドレベル型受信機では、1シンボル当りに取り得るすべてのサンプルについて、直交成分に生じた雑音の大きさがスレッシュホールドレベル v を超える状況も起こり得るが、そのような場合はすべてのサンプルを用いて送信シンボルの判定を行うものとする。従って、スレッシュホールドレベルを $v \rightarrow \infty$ または $v \rightarrow 0$ とした場合には、スレッシュホールドレベル型受信機はガウス雑音に対して最適な従来型受信機と等価となり、その特性は従来型受信機と一致する。更に、このことから、スレッシュホールドレベルには誤り率を最小とする最適値が存在し、その値は雑音のインパルス性に依存することが期待される。この最適なスレッシュホールドレベルについては、後に検討を行うことにする。また、式(14)で表される重み関数は誤り率を最小にするという意味で最適なものではないが、この重み関数を用いることによって受信機を比較的簡単に構成できることが特長である。次節では、スレッシュホールドレベル型受信機の誤り率特性を解析的に評価する。スレッシュホールドレベル型受信機は、搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う任意の通信方式に適用することが可能であるが、以下では解析の簡単化のため、通信方式として BPSK 方式を考え、また1シンボル当り2個の独立なサンプルを得る

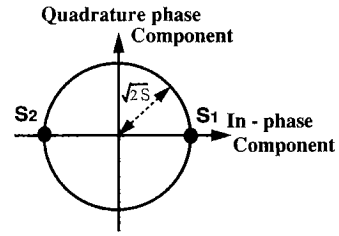


図6 BPSK 通信方式の信号点配置図
 Fig.6 Signal constellation for BPSK signal.

ことができるものとする。

3.2 スレッシュホールドレベル型受信機のビット誤り率の導出

本節では、スレッシュホールドレベル型受信機を用いた場合の BPSK 方式のビット(シンボル)誤り率を解析的に導出する。本解析で用いる BPSK 方式の信号点配置を図6に示す。図6において S は搬送波電力を表している。以下の解析では、送信シンボルとして S_1 (図6)を仮定する。また、前節の表記に従って、受信機がとり得る $i(=1, 2)$ 番目のサンプルに加わっている n_i の同相成分を n_{ix} 、直交成分を n_{iy} として表すことにする。

1シンボル当り2個の独立なサンプルを取ることのできるスレッシュホールドレベル型受信機では、シンボル判定は次の四つの独立な事象に分類できる。

[事象A] 二つのサンプルともに、その直交成分に生じた雑音の大きさが、スレッシュホールドレベル v 以下となる。 ($|n_{1y}| \leq v, |n_{2y}| \leq v$)

[事象B] 二つのサンプルともに、その直交成分に生じた雑音の大きさが、スレッシュホールドレベル v を超える。 ($|n_{1y}| > v, |n_{2y}| > v$)

[事象C] 1番目のサンプルのみ、その直交成分に生じた雑音の大きさが、スレッシュホールドレベル v 以下となる。 ($|n_{1y}| \leq v, |n_{2y}| > v$)

[事象D] 2番目のサンプルのみ、その直交成分に生じた雑音の大きさが、スレッシュホールドレベル v 以下となる。 ($|n_{1y}| > v, |n_{2y}| \leq v$)

式(4)~(6)より、事象A, B, C, Dの生起確率 P_A, P_B, P_C, P_D は、それぞれ以下のように与えられる。

$$P_A = \int_{-v}^v p_{n_{1y}}(n_{1y}) dn_{1y} \int_{-v}^v p_{n_{2y}}(n_{2y}) dn_{2y} \quad (15)$$

$$P_B = \left[1 - \int_{-v}^v p_{n_{1y}}(n_{1y}) dn_{1y} \right] \left[1 - \int_{-v}^v p_{n_{2y}}(n_{2y}) dn_{2y} \right] \quad (16)$$

$$P_C = \left[\int_{-v}^v p_{n_{1y}}(n_{1y}) dn_{1y} \right] \left[1 - \int_{-v}^v p_{n_{2y}}(n_{2y}) dn_{2y} \right] \quad (17)$$

$$P_D = \left[1 - \int_{-v}^v p_{n_{1y}}(n_{1y}) dn_{1y} \right] \left[\int_{-v}^v p_{n_{2y}}(n_{2y}) dn_{2y} \right] \quad (18)$$

事象 A, B が生じた場合は, 受信機は二つの独立なサンプルを用いて送信シンボルの判定を行うのに対し, 事象 C, D が生じた場合は, 直交成分に生じた雑音の大きさがスレッシュホールドレベル v 以下となるサンプルのみを用いて送信シンボルの判定を行う。事象 A, B, C, D が生じた条件下でのビット誤り率を Pe_A, Pe_B, Pe_C, Pe_D とすると, スレッシュホールド型受信機を用いた場合の BPSK 方式の平均ビット誤り率 Pe は次式のように表せる。

$$Pe = P_A \cdot Pe_A + P_B \cdot Pe_B + P_C \cdot Pe_C + P_D \cdot Pe_D \quad (19)$$

以下では, 各事象が生じた条件下でのビット誤り率 Pe_A, Pe_B, Pe_C, Pe_D を求める。

(a) 事象 A が生じている条件下でのビット誤り率

事象 A が生じている条件下でのビット誤り率 Pe_A は次式のように表せる (付録参照)。

$$Pe_A = \text{Prob}[n_{1x} + n_{2x} < -2\sqrt{2S}] \quad (20)$$

ここで, n_{1x}, n_{2x} の分布は事象 A が生じている条件下での n_{1x}, n_{2x} の条件付確率密度関数 $p(n_{1x}|A), p(n_{2x}|A)$ として, 式(4)から, 次式のように与えられる。

$$p(n_{1x}|A) = p(n_{1x} \| n_{1y} \leq v) = \frac{\int_{-v}^v p_{n_{1x}, n_{1y}}(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1y}}{\int_{-v}^v \int_{-\infty}^{\infty} p_{n_{1x}, n_{1y}}(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1x} dn_{1y}} \quad (21)$$

$$p(n_{2x}|A) = p(n_{2x} \| n_{2y} \leq v) = \frac{\int_{-v}^v p_{n_{2x}, n_{2y}}(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2y}}{\int_{-v}^v \int_{-\infty}^{\infty} p_{n_{2x}, n_{2y}}(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2x} dn_{2y}} \quad (22)$$

式(20)において,

$$n_a = n_{1x} + n_{2x} \quad (23)$$

とすると, 事象 A が生じた条件下でのビット誤り率 Pe_A は n_a の確率密度関数 $p_{n_a}(n_a)$ を用いて,

$$Pe_A = \int_{-\infty}^{-2\sqrt{2S}} p_{n_a}(n_a) dn_a \quad (24)$$

として与えられる。また, n_a の確率密度関数 $p_{n_a}(n_a)$ は, n_{1x}, n_{2x} が統計的に独立であることから, 次式のように与えられる。

$$p_{n_a}(n_a) = p(n_{1x}|A) \otimes p(n_{2x}|A) \quad (25)$$

従って, 式(24), 式(25)から, 事象 A が生じた場合のビット誤り率は次式のように得られる。但し, $\text{erf}(\cdot), \text{erfc}(\cdot)$ は, それぞれ, 誤差関数および誤差補関数を表している。

$$Pe_A = \left\{ \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m! \sqrt{2\pi\sigma_l^2}} \text{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}}\right) \times \text{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{2\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2 + \sigma_m^2}}\right) \right\} \times \frac{1}{\left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \text{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_n^2}}\right) \right]^2} \quad (26)$$

(b) 事象 B が生じている条件下でのビット誤り率

事象 B が生じている条件下でのビット誤り率 Pe_B は次式のように表せる (付録参照)。

$$Pe_B = \text{Prob}[n_{1x} + n_{2x} < -2\sqrt{2S}] \quad (27)$$

但し, n_{1x}, n_{2x} の分布は事象 B が生じている条件下での n_{1x}, n_{2x} の条件付確率密度関数 $p(n_{1x}|B), p(n_{2x}|B)$ として次式のように与えられる。

$$p(n_{1x}|B) = p(n_{1x} \| n_{1y} > v) = \frac{2 \int_v^{\infty} p_{n_{1x}, n_{1y}}(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1y}}{2 \int_v^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p_{n_{1x}, n_{1y}}(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1x} dn_{1y}} \quad (28)$$

$$p(n_{2x}|B) = p(n_{2x} \| n_{2y} > v) = \frac{2 \int_v^{\infty} p_{n_{2x}, n_{2y}}(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2y}}{2 \int_v^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p_{n_{2x}, n_{2y}}(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2x} dn_{2y}} \quad (29)$$

式(27)において,

$$n_b = n_{1x} + n_{2x} \quad (30)$$

とすると, 事象 B が生じた条件下でのビット誤り率 Pe_B は, n_b の確率密度関数 $p_{n_b}(n_b)$ を用いて,

$$Pe_B = \int_{-\infty}^{-2\sqrt{2S}} p_{n_b}(n_b) dn_b \quad (31)$$

として与えられる。 n_b の確率密度関数 $p_{n_b}(n_b)$ は, n_{1x}, n_{2x} が統計的に独立であることより, 次式のように与えられる。

$$p_{n_b}(n_b) = p(n_{1x}|B) \otimes p(n_{2x}|B) \quad (32)$$

従って, 式(31), 式(32)から, 事象 B が生じた場合のビット誤り率は次式のように得られる。

$$Pe_B = \left\{ \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m! \sqrt{2\pi\sigma_l^2}} \text{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}}\right) \right\}$$

$$\begin{aligned} & \times \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{2\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_i^2 + \sigma_m^2}}\right) \Bigg\} \\ & \times \frac{1}{\left[\sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_n^2}}\right)\right]^2} \end{aligned} \quad (33)$$

(c) 事象 C が生じている条件下でのビット誤り率

事象 C が生じている条件下でのビット誤り率 Pe_c は次式のように表せる (付録参照)。

$$Pe_c = \operatorname{Prob}[n_{2x} < -\sqrt{2S}] \quad (34)$$

但し, n_{2x} の分布は, 事象 C が生じている条件下での n_{2x} の条件付確率密度関数 $p(n_{2x}|C)$ であり, 次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} p(n_{2x}|C) &= p_{n_{2x}, n_{2y}}(n_{2x} | |n_{2y}| \leq v) \\ &= \frac{\int_{-v}^v p_{n_{2x}, n_{2y}}(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2y}}{\int_{-v}^v \int_{-\infty}^{\infty} p_{n_{2x}, n_{2y}}(n_{2x}, n_{2y}) dn_{2x} dn_{2y}} \end{aligned} \quad (35)$$

従って, 式(34), 式(35)から, 事象 C が生じた場合のビット誤り率は次式のように得られる。

$$\begin{aligned} Pe_c &= \int_{-\infty}^{-\sqrt{2S}} p(n_{2x}|C) dn_{2x} \\ &= \frac{\sum_{l=0}^{\infty} \frac{A^l}{l! \sqrt{2\pi\sigma_l^2}} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2}}\right)}{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_n^2}}\right)} \end{aligned} \quad (36)$$

(d) 事象 D が生じている条件下でのビット誤り率

事象 D が生じている条件下でのビット誤り率 Pe_D は次式のように表せる (付録参照)。

$$Pe_D = \operatorname{Prob}[n_{1x} < -\sqrt{2S}] \quad (37)$$

但し, n_{1x} の分布は, 事象 D が生じている条件下での n_{1x} の条件付き確率密度関数 $p(n_{1x}|D)$ であり, 次式のように与えられる。

$$\begin{aligned} p(n_{1x}|D) &= p(n_{1x} | |n_{1y}| \leq v) \\ &= \frac{\int_{-v}^v p_{n_{1x}, n_{1y}}(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1y}}{\int_{-v}^v \int_{-\infty}^{\infty} p_{n_{1x}, n_{1y}}(n_{1x}, n_{1y}) dn_{1x} dn_{1y}} \end{aligned} \quad (38)$$

従って, 式(37), 式(38)から, 事象 D が生じた場合のビット誤り率は次式のように得られる。

$$\begin{aligned} Pe_D &= \int_{-\infty}^{-\sqrt{2S}} p(n_{1x}|D) dn_{1x} \\ &= \frac{\sum_{l=0}^{\infty} \frac{A^l}{l! \sqrt{2\pi\sigma_l^2}} \cdot \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2}}\right)}{\sum_{n=0}^{\infty} \frac{A^n}{n!} \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_n^2}}\right)} \end{aligned} \quad (39)$$

以上, 式(15)~(19)および式(26), (33), (36), (39)

より, スレッショルドレベル型受信機の平均ビット誤り率 Pe は次式のように得られる。

$$\begin{aligned} Pe &= \frac{e^{-2A}}{2} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m!} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}}\right) \\ & \cdot \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{2\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2 + \sigma_m^2}}\right) \\ & + \frac{e^{-2A}}{2} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m!} \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}}\right) \\ & \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{2\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2 + \sigma_m^2}}\right) \\ & + e^{-2A} \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{A^{l+m}}{l!m!} \operatorname{erf}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_l^2}}\right) \\ & \cdot \operatorname{erfc}\left(\frac{v}{\sqrt{2\sigma_m^2}}\right) \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{S}}{\sqrt{\sigma_l^2}}\right) \end{aligned} \quad (40)$$

但し, これまでの解析で用いられたインパルス性雑音の確率密度関数は平均雑音電力で正規化されたものであるので, S は搬送波対雑音電力比 (CNR) に相当する。

3.3 最適なスレッショルドレベル値についての検討

先に述べたように, スレッショルドレベル型受信機で用いられるスレッショルドレベル v には平均ビット誤り率を最小とする最適値が存在し, その値は雑音のインパルス性に依存することが予想される。そこで本節では, スレッショルドレベルと誤り率の関係から誤り率を最小とする最適なスレッショルドレベル値について検討する。

式(40)から求められる, スレッショルドレベル値と平均ビット誤り率の関係を図7(a), (b)に示す。図7(a), (b)はそれぞれ, 雑音のインパルス性が弱い場合 ($A=10$), および雑音のインパルス性が強い場合 ($A=0.1$) について示している。図7(a)より, 雑音のインパルス性が弱い場合は, スレッショルドレベルが $v \rightarrow 0$ または $v \rightarrow \infty$ であるとき (すなわち, 提案受信機が従来型受信機と等価である場合) に, 誤り率は最小となっていることがわかる。これは, 雑音のインパルス性が弱く, ほぼガウス雑音と等価であるような場合 ($A=10$) には, 従来型受信機が誤り率を最小とする最適なものであるという結果に一致する。一方, 図7(b)より, 雑音のインパルス性が強い場合 ($A=0.1$) は, スレッショルドレベル $v=10^{-2}$ 付近において誤り率が最小となっている。この最適なスレッショルドレベル v の値のもつ物理的意味を明確にするため, スレッショルドレベルと誤り率の関係, および $A=0.1$ の場合のク

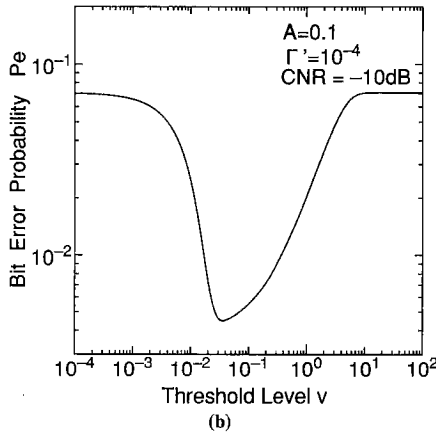
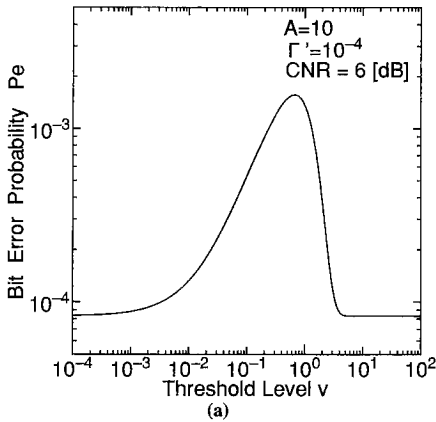


図 7 スレッシュホールドレベルとビット誤り率の関係
Fig.7 Bit error performance for various threshold level.

ラス A インパルス性雑音の直交成分の確率密度関数を図 8 に示す。

図 8 から、雑音のインパルス性が強い場合の最適なスレッシュホールドレベルは、インパルス性雑音に含まれる高振幅な雑音の成分(インパルス雑音成分)の最低レベルにほぼ一致していることがわかる。すなわち、スレッシュホールドレベル型受信機のスレッシュホールドレベルを最適にした場合は、受信機はインパルス雑音成分が加わっていないサンプルのみを用いて送信シンボルの判定を行っていることになる。

以上のように、スレッシュホールドレベル型受信機におけるスレッシュホールドレベルには平均ビット誤り率を最小とする最適値が存在し、その値は雑音のインパルス性に依存する。次節では、この最適なスレッシュホールドレベル v を用いた場合のスレッシュホールドレベル型受信機の受信特性を評価する。

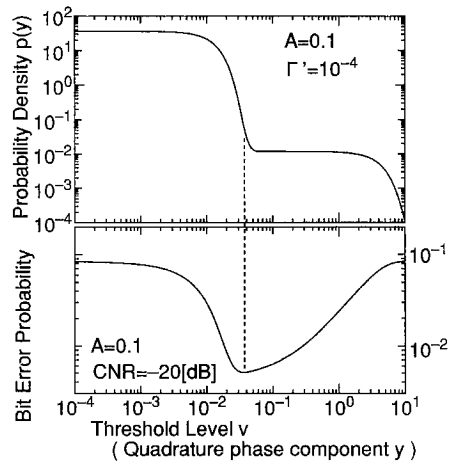


図 8 スレッシュホールドレベルと誤り率の関係、およびインパルス性雑音の直交成分の確率密度関数
Fig.8 Threshold level versus bit error probability and pdf of impulsive noise.

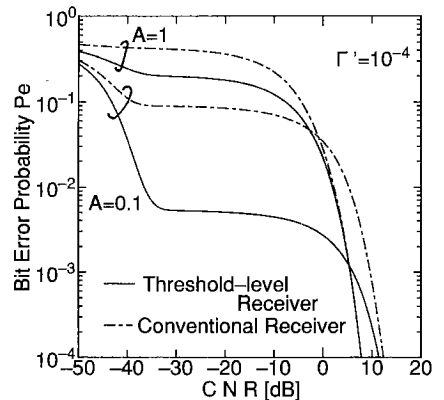


図 9 スレッシュホールドレベル型受信機の誤り率特性
Fig.9 Bit error probability of threshold receiver.

3.4 スレッシュホールドレベル型受信機の誤り率特性

スレッシュホールドレベルを最適にしたスレッシュホールドレベル型受信機を用いた場合の BPSK 方式の受信特性を図 9 に示す。また、ガウス雑音に対して最適な従来型受信機を用いた場合の受信特性⁽⁶⁾も示し、比較対象とする。図 9 より、雑音のインパルス性が強い場合 ($A=0.1$) は、スレッシュホールドレベル型受信機を用いた場合の特性は従来型受信機を用いた場合の特性を大きく上回ることがわかる。例えば、重複指数 $A=0.1$ の場合、誤り率 $Pe=10^{-2}$ を達成するのに必要な CNR では、スレッシュホールドレベル型受信機を用いることによって数 10 dB もの大きな改善が得られている。この結

果から、本論文で提案したスレッショルドレベル型受信機はインパルス性が強い雑音環境下において特に有効なものであることがわかる。

4. 最適受信機における雑音の同相成分と直交成分の非独立性の利用

これまで筆者らは、1シンボル当たり $N (\geq 1)$ 個の独立なサンプルが得られるという仮定のもとで、クラス A インパルス性雑音に対する最優秀検定法について検討し、クラス A インパルス性雑音下で最優秀判定を行う最適受信機を提案してきた^{(5)~(8)}。本章では、この考え方を BPSK 方式に適用した場合の受信機の構成を示し、雑音の同相成分と直交成分の非独立性が、クラス A インパルス性雑音のゆ度関数に基づいて設計された最適受信機の構成にどのような影響を与えるかについて検討する。また、本論文で提案したスレッショルドレベル型受信機を用いた場合の受信特性と最適受信機を用いた場合の受信特性を比較し、本論文で提案したスレッショルドレベル型受信機の有効性について検討する。

クラス A インパルス性雑音下での対数ゆ度関数(近似式)は、一般に次式のように表される⁽⁶⁾。

$$A_{imp}(S_i) = - \sum_{i=1}^N \left\{ \min_{m=0,1,2} \left[\frac{(r_{ix} - S_{ix})^2 + (r_{iy} - S_{iy})^2}{\sigma_m^2} - \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \right\} \quad (41)$$

但し、

r_{ix} : 受信シンボルの $i (1 \leq i \leq N)$ 番目のサンプルの同相成分

r_{iy} : 受信シンボルの $i (1 \leq i \leq N)$ 番目のサンプルの直交成分

S_{ix} : 推定送信シンボル S_I の同相成分

S_{iy} : 推定送信シンボル S_I の直交成分

である。

ここで、搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う通信方式を考えると、式(41)は次式のように表される。

$$A_{imp}(S_i) = - \sum_{i=1}^N \left\{ \min_{m=0,1,2} \left[\frac{(r_{ix} - S_{ix})^2 + (n_{iy})^2}{\sigma_m^2} - \ln \frac{A^m}{m! \sigma_m^2} \right] \right\} \quad (42)$$

但し、 n_{iy} は、前章と同じく、 i 番目のサンプル値に加わっている雑音の直交成分である。

上式に基づいて設計された BPSK 方式の最適受信機のシンボル推定段の構成を図 10 に示す。式(42)およ

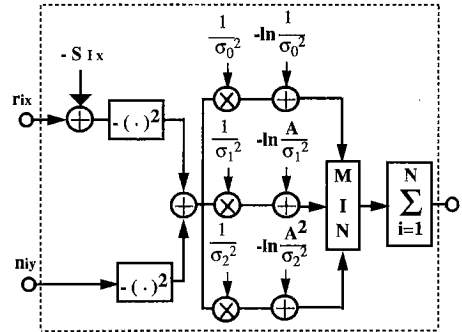


図 10 インパルス性雑音に対する最適受信機のシンボル推定段の構成
Fig.10 Optimum symbol estimator for impulsive noise.

び図 10 から、クラス A インパルス性雑音環境下において最適受信を行う場合は、BPSK 方式などのように搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う通信方式においても、直交成分に生じている雑音を利用していることがわかる。これは、同相成分と直交成分が独立であるガウス雑音を対象として設計された従来の受信機構成(図 3)とは大きく異なる結果である。また、この結果はクラス A インパルス性雑音に関してのみ得られるものではなく、一般に同相成分と直交成分が非独立であるような雑音環境下において得られるものであると考えられる。すなわち、一般に、同相成分と直交成分が独立ではない雑音環境下において最適受信を行う場合は、BPSK 方式や M 値 ASK 方式などのように搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う通信方式においても、受信機は直交成分に生じている雑音を観測する必要がある。

次に、クラス A インパルス性雑音に対する最適受信機を用いた場合、前章で示したスレッショルドレベル型受信機を用いた場合、およびガウス雑音に対して最適な従来型受信機を用いた場合の BPSK 方式の誤り率特性を図 11 に示す。図 11 から、スレッショルドレベル型受信機を用いた場合の受信特性は、最適受信機を用いた場合に匹敵する良好な特性が得られることがわかる。図 5 と図 10 を比較してわかるように、受信機としては、スレッショルドレベル型受信機は最適受信機よりも比較的簡易に構成できることを考慮すると、インパルス性雑音環境下での BPSK 方式の受信機として、本論文で提案した最適スレッショルドレベル型受信機は有効なものであると考えられる。

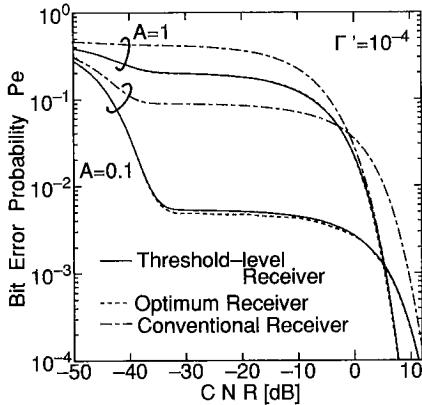


図 11 スレッシュホールドレベル型受信機と最適受信機、従来型受信機の誤り率特性の比較

Fig. 11 Bit error probability of threshold receiver, optimum receiver and conventional receiver.

5. むすび

本論文では、クラス A インパルス性雑音環境下において、搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う通信方式の同期型受信機として、雑音の同相成分と直交成分の非独立性を利用して送信シンボルの判定を行うスレッシュホールドレベル型受信機を提案し、その受信特性を評価した。まず、インパルス性雑音の同相成分と直交成分の非独立性について検討し、直交成分に高振幅な雑音（インパルス雑音）が生じている場合には同相成分にもインパルス雑音が発生している確率が高くなることを明らかにした。次に、この統計的性質を利用して送信シンボルの判定を行うスレッシュホールドレベル型受信機を提案し、この受信機を用いることによって従来型受信機を大きく上回る良好な特性が得られることを明らかにした。更に、インパルス性雑音の同相成分と直交成分の非独立性が、ゆう度関数に基づいて設計された最適受信機の構成にどのような影響を与えるかについて検討し、インパルス性雑音環境下においては、BPSK 方式などの搬送波に対する同相成分のみを用いて信号伝送を行う通信方式においても、直交成分に生じる雑音を観測する必要があることを明らかにした。また、本論文で提案した比較的簡易に構成できるスレッシュホールドレベル型受信機の特性は、最適受信機に匹敵する良好な特性が得られることを明らかにした。

文 献

- (1) Middleton D.: "Statistical-Physical Models of Electro-

magnetic Interference", IEEE Trans. Electromagn. Compat., **EMC-19**, 3, pp.106-126 (Aug. 1977).

- (2) 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).
- (3) Middleton D.: "Canonical and Quasi-Canonical Probability Models of Class A Interference", IEEE Trans. Electromagn. Compat., **EMC-25**, 2, pp.76-106 (May 1983).
- (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) 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).
- (6) 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: "インパルス性無線雑音環境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", 信学論(B-II), **J75-B-II**, 10, pp.671-681(1992-10).
- (7) Miyamoto S., Katayama M. and Morinaga N.: "Optimum Detection and Design of TCM signals Under Impulsive Noise Environment", in Proc. IEEE Int. Conf. Systems Engineering, pp.473-478 (Sept. 1992).
- (8) 宮本伸一, 片山正昭, 森永規彦: "クラス A インパルス性雑音環境下における QAM 方式の受信特性", 信学技報, **RCS 92-114** (1993-01).
- (9) Berry L.A.: "Understanding Middleton's Canonical Formula for Class A Noise", IEEE Trans. Electromagn. Compat., **EMC-23**, 4, pp.337-344 (Nov. 1981).
- (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) 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

式(20), (27), (34), (37)の導出

ここでは, 3. で示した事象 A, B, C, D の各事象についてのビット (シンボル) 誤り率が, 式(20), (27), (34), (37)で与えられることを示す。

スレッシュホールドレベル型受信機が 1 シンボル当たり 2 個の独立なサンプルをとり得るものとし, 2 個のサンプルからなる受信シンボル R を次式のように表す。

$$R=(r_1, r_2) \quad (A \cdot 1)$$

但し, $r_i (i=1, 2)$ は i 番目の受信サンプル値であり, その同相成分 r_{ix} と直交成分 r_{iy} を用いて次式のように表せる (等価低域系表示)。

$$r_i = r_{ix} + jr_{iy} \quad (i=1, 2) \quad (\text{A}\cdot\text{2})$$

同様に推定送信シンボル S , 受信雑音シンボル N は以下のように表せる.

$$S = (s_1, s_2) \quad (\text{A}\cdot\text{3})$$

$$s_i = s_{ix} + js_{iy} \quad (i=1, 2) \quad (\text{A}\cdot\text{4})$$

$$N = (n_1, n_2) \quad (\text{A}\cdot\text{5})$$

$$n_i = n_{ix} + jn_{iy} \quad (i=1, 2) \quad (\text{A}\cdot\text{6})$$

ここで, 送信シンボルとしてシンボル S_1 (図 6 参照) を仮定すると,

$$s_i = \sqrt{2S}, \quad s_{ix} = \sqrt{2S}, \quad s_{iy} = 0 \quad (i=1, 2) \quad (\text{A}\cdot\text{7})$$

となる. 加法的雑音を考えた場合, 受信シンボルと送信シンボル, 雑音シンボルの関係は次式のように表せる.

$$R = S + N \quad (\text{A}\cdot\text{8})$$

従って,

$$\begin{cases} r_i = (\sqrt{2S} + n_{ix}) + jn_{iy} \\ r_{ix} = (\sqrt{2S} + n_{ix}) \quad (i=1, 2) \\ r_{iy} = n_{iy} \end{cases} \quad (\text{A}\cdot\text{9})$$

となる. シンボル S_1 および S_2 に対する判定関数を, それぞれ, $\Lambda(S_1), \Lambda(S_2)$ とすると, シンボル S_1 が送信されたときのシンボル誤り率 Pe は次式のように表せる.

$$Pe = \text{Prob}[\Lambda(S_1) < \Lambda(S_2)] \quad (\text{A}\cdot\text{10})$$

スレッショルドレベル型受信機の場合, 判定関数 $\Lambda(S_1), \Lambda(S_2)$ は, 式(12), (14)より, 以下のように与えられる.

(i) 二つの独立なサンプルを用いて送信シンボルの判定を行う場合

$$\Lambda(S_1) = -\sum_{i=1}^2 (r_{ix} - \sqrt{2S})^2 = -(n_{1x}^2 + n_{2x}^2) \quad (\text{A}\cdot\text{11})$$

$$\begin{aligned} \Lambda(S_2) &= -\sum_{i=1}^2 (r_{ix} - (-\sqrt{2S}))^2 \\ &= -\{(2\sqrt{2S} + n_{1x})^2 + (2\sqrt{2S} + n_{2x})^2\} \quad (\text{A}\cdot\text{12}) \end{aligned}$$

(ii) どちらか一つのサンプル r_i ($i=1, 2$) を用いて送信シンボルの判定を行う場合

$$\Lambda(S_1) = -(r_{ix} - \sqrt{2S})^2 = -n_{ix}^2 \quad (\text{A}\cdot\text{13})$$

$$\Lambda(S_2) = -(r_{ix} - (-\sqrt{2S}))^2 = -(2\sqrt{2S} + n_{ix})^2 \quad (\text{A}\cdot\text{14})$$

式(A・10)~(A・14)から, ビット (シンボル) 誤り率は以下のように表される.

(i) 二つの独立なサンプルを用いて送信シンボルの判定を行う場合

$$Pe = \text{Prob}[n_{1x} + n_{2x} < -2\sqrt{2S}] \quad (\text{A}\cdot\text{15})$$

(ii) 一つのサンプル r_i ($i=1, 2$) を用いて送信シ

ンボルの判定を行う場合

$$Pe = \text{Prob}[n_{ix} < -\sqrt{2S}] \quad (\text{A}\cdot\text{16})$$

以上より, 事象 A, B のように二つのサンプルを用いて送信シンボルの判定を行う場合, スレッショルドレベル型受信機のビット誤り率は式(A・15)で与えられる. 一方, 事象 C, D のようにどちらか一つのサンプルを用いて送信シンボルの判定を行う場合は, スレッショルドレベル型受信機のビット誤り率は式(A・16)で与えられる.

(平成 5 年 8 月 25 日受付)



宮本 伸一

平 2 阪大・工・通信卒. 平 4 同大大学院修士課程了. 現在, 阪大・工・通信・助手. これまで, 非ガウス雑音環境下におけるデジタル無線通信方式, 光マイクロセル方式などの研究に従事.



片山 正昭

昭 56 阪大・工・通信卒. 昭 61 同大大学院博士課程了. 工博. 同年豊橋技術大・情報処理センタ助手. 平 1 阪大・大型計算機センタ講師, 平 4 名大・工・電子情報・講師, 平 5 同大助教授, 現在に至る. 衛星通信方式, デジタル通信方式, 雑音理論, トラヒック理論, 計算機ネットワーク等に関する研究に従事. 情報処理学会会員, 情報理論とその応用学会, IEEE 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」.