

# センサネットワークにおける送信情報系列間の相関を利用した 繰返し通信路誤り訂正復号法

小林健太郎<sup>†a)</sup>      山里 敬也<sup>††</sup>      岡田 啓<sup>†††</sup>      片山 正昭<sup>††</sup>

## Iterative Channel Decoding Scheme Using the Correlation of Transmitted Information Sequences in Sensor Networks

Kentaro KOBAYASHI<sup>†a)</sup>, Takaya YAMAZATO<sup>††</sup>, Hiraku OKADA<sup>†††</sup>,  
and Masaaki KATAYAMA<sup>††</sup>

あらまし センサネットワークでは、多くのセンサノードが密集して配置されることが多く、観測により各センサノードで得られるデータの間には相関がある。このような観測データがフュージョンセンターで収集される。ここで、センサノードから送信する観測データは誤り訂正符号化されて送信される。観測データ間の相関を利用した通信路符号化・復号化に関する先行研究は、主に相関をもった二つの情報源についての議論である。二つ以上の情報源に対する取組みとして、実用的な符号化・復号化を用いた検討はまだなされていない。そこで、本論文では、送信情報ビット系列間の相関を利用した繰返し誤り訂正復号について、二つ以上のセンサノードを用いた場合へと拡張する。センサノード数を二つ以上の場合へと拡張する上での問題点は、複数の系列より得られる相関情報の利用方法である。本論文では、これらの相関情報を重み付けして利用する復号手法を提案する。単純な重み付けではセンサノード数を増やした場合に復号特性の向上を図ることができないことを示し、更に適した重み付けの方法を提案する。具体的には、誤り訂正符号化を行わない場合におけるビット誤り率の解析式より、ビット誤り率を最小とする重みを求め、ターボ符号の場合へと適用する。

キーワード センサネットワーク, 相関, 繰返し復号

### 1. ま え が き

センサネットワークでは、分散配置された多くのセンサノードを利用して観測を行う。センサノードは、小型、長寿命であることが望ましく、観測データを伝送するため無線通信機能をもつ。

ある観測領域において複数のセンサノードで観測されたデータはフュージョンセンターで収集される。収集された観測データは、適切な処理、解析が行われ、

必要な情報が抽出される。このように、センサネットワークでは、一つの観測領域に対して多数のセンサノードからの情報を統合処理することで、精度の高い観測が実現できる[1]~[3]。このとき、各センサノードのセンシング範囲に重なりがなく、かつ観測領域をすき間なく観測することは難しい。よって、各センサノードで得られる観測データは互いに相関をもつことになる。このような観測データがフュージョンセンターで収集されることになる。

本論文では、観測データ間の相関を利用して、フュージョンセンターにおいて通信路誤りの抑制を実現することを目的としている。相関を利用した通信路誤りの抑制は、例えばセンサノードで観測された観測データがすべて等しい（すなわち相関1）とすると、各センサノードから同じ観測データがフュージョンセンターへ無線伝送されることになり、受信ダイバーシチ合成（複数アンテナで受信した同一の信号を合成することで利得を得る）と同様な効果が期待できる。これより、

<sup>†</sup> 名古屋大学大学院工学研究科電子情報システム専攻, 名古屋市  
Department of Electrical Engineering and Computer Science, Graduate School of Engineering, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>††</sup> 名古屋大学エコトピア科学研究所, 名古屋市  
EcoTopia Science Institute, Nagoya University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>†††</sup> 新潟大学超域研究機構, 新潟市  
Center for Transdisciplinary Research, Niigata University, 8050 Nino-cho, Ikarashi, Niigata-shi, 950-2181 Japan

a) E-mail: kobayasi@katayama.nuee.nagoya-u.ac.jp

観測データ間に相関がある場合、相関の大きさに応じて無線通信路での誤りの影響を低減できるものと考えられる。本論文では、送信情報ビット系列の通信路符号化・復号化の観点から、観測データ間の相関を利用する手法について検討を行う。

観測データ間の相関を利用した符号化・復号化に関する研究は、送信情報の冗長性を減らす情報源圧縮という観点に基づくもの [4]～[6] と、送信情報の冗長性を利用した通信路誤りの訂正という観点に基づくもの [7], [8] の大きく二つに分けられる。本論文で取り上げるのは後者であり、特に、送信情報系列間の相関を利用した誤り訂正復号（統合復号）について着目している。具体的には、文献 [7], [8] で提案されている情報ビット系列間の相関を利用した統合復号について検討している。この復号法は、繰返し復号に基づき、互いに相関情報をフィードバックすることで誤り率特性の改善を図っている。しかしながら、この統合復号手法はセンサノードが二つの場合についてしか検討されていない。

そこで、本論文では、送信情報ビット系列間の相関を利用した統合復号について、二つ以上のセンサノードを用いた場合へと文献 [7], [8] の統合復号化器モデルを拡張する。センサノードが二つ以上の場合へと拡張することでセンサノードが二つの場合と異なってくる点は、複数の系列より得られる相関情報の利用方法である。本論文では、これらの相関情報を重み付けして利用する復号手法を提案する。

提案復号法では、誤り率が最小となるように相関情報を重み付けして利用することが求められる。本論文では、相関情報の平均値あるいは加算値を与えるといった単純な重み付けだとセンサノード数を増やした場合に復号特性の向上を図ることができないことを示し、更に適した重み付けの方法を提案する。具体的には、誤り訂正符号化を行わない場合（uncoded BPSK）におけるビット誤り率の解析式より、ビット誤り率を最小とする重みを求め、ターボ符号の場合へと適用する。この重みをターボ符号を用いた場合に適用することで、単純な重みを選択した場合よりも良い復号特性を得られることを示す。

本論文は以下のように構成される。まず、2. において本論文で用いるシステムモデルを説明を行う。ここでは議論を簡単にするために、センサノードが二つの場合を例に挙げて説明を行う。次に、3. においてセンサノードが二つ以上の場合へと相関を利用した復号手

法を拡張する。また、複数の相関情報を利用する上で必要となる重みを誤り訂正符号化を行わない場合より求める。4. では、提案復号手法を用いた性能をシミュレーションにより示す。最後に、5. において本論文をまとめる。

## 1.1 関連研究

観測データ間の相関を利用した符号化・復号化に関する研究として、相関をもった二つの観測データを別々に符号化した場合でも二つをまとめて符号化した場合と同じだけの伝送レートを達成できることが Slepian-Wolf の定理として知られている [9]。しかしながら、相関のある情報源に対する実用的な情報源符号化手法はいまだ完成されていない。

また、Slepian-Wolf の定理は、サイドインフォメーションのある通信路符号化・復号化の問題としても考えられることが知られている [10]。この観点から、実用的な通信路符号を用いる取組みが文献 [4], [5] でなされており、より強力なターボ符号や繰返し復号手法を取り入れたものが文献 [6]～[8] などで提案されている。これらの文献は、相関をもった二つの情報源についての議論である。二つ以上の情報源に対する取組みとして、情報理論的な検討 [11], [12] はなされているものの、実用的な符号化・復号化を用いた検討はまだなされていない。

以上の研究は、送信情報の冗長性を減らす情報源圧縮という観点に基づくもの [4]～[6] と、送信情報の冗長性を利用した通信路誤りの訂正という観点に基づくもの [7], [8] の大きく二つに分けられる。センサネットワークにおいては、センサノードで利用可能な計算能力や電力などが限られる。センサノード間で互いに相関情報のやり取りを行うと符号化器が複雑になってしまうため、センサノード側で前者の手法を取り入れるのはあまり望ましくない。また、フュージョンセンタでは各センサノードからの情報を同時に扱えるといった点から、本論文では後者を取り上げている。

## 2. システムモデル

本論文では、図 1 のように、観測領域内に配置された複数のセンサノードと一つのフュージョンセンタからなるシステムモデルを考えている。

各センサノードは、観測により得られた情報ビット系列をそれぞれ独立に符号化及び BPSK 変調を行い、フュージョンセンタへと無線伝送する。ここではセンサノードごとに独立なフェージング通信路を想定す

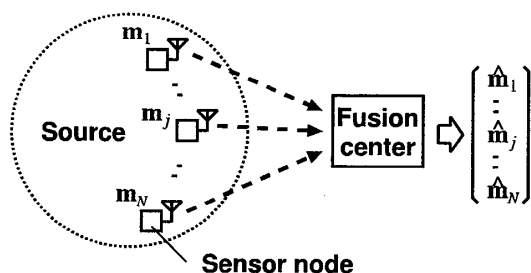


図 1 センサネットワーク  
Fig. 1 Sensor network.

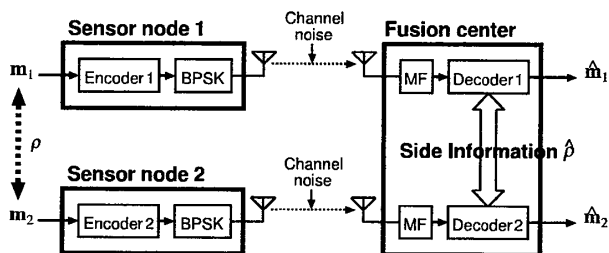


図 2 二つのセンサノードと一つのフュージョンセンターからなる送受信モデル  
Fig. 2 Communication system in the case of two sensor node and a fusion center.

る。フュージョンセンターでは、各センサノードから送られてきた系列の復調及び復号化を行う。従来のシステムにおいては、これらの受信信号系列の復号化はそれぞれ独立に行われることになる。本論文では、これらの受信信号系列を系列間の相関関係を用いて統合的に復号化を行う。例えば、センサノードが二つの場合の送受信機構成は図 2 で表される。

以下では、送信電力の等しいセンサノードが密集して配置されており、ノード間の距離よりもフュージョンセンターまでの距離が十分離れているようなセンシング環境を考える。これより、各ノードの  $E_b/N_0$  を等しいものとして扱う。

まず 2.1 では送信情報ビット系列間の相関について説明を行う。次の 2.2, 2.3 ではターボ符号を用いた符号化・統合復号化器を示す。

### 2.1 送信情報ビット系列間の相関

$j$  番目のセンサノードにおける送信情報ビット系列を  $\mathbf{m}_j = \{m_{j,1}, \dots, m_{j,k}, \dots, m_{j,K}\}$ , ( $j = 1, \dots, N$ ) で表す。 $N$  はセンサノード数、 $K$  は送信情報ビット系列長である。各系列においてビット“1”及び“0”の出現確率は等しいものとする。

まず、次式で示される相関パラメータ  $\rho_{ij}$  を定義しておく [7]。

$$\rho_{ij} = \rho_{ji} = \frac{w_H(\mathbf{m}_i \oplus \mathbf{m}_j)}{K} \quad (1)$$

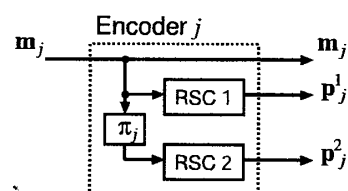


図 3 系列  $\mathbf{m}_j$  に対するターボ符号の符号化器  
Fig. 3 Turbo encoder for  $j$ -th information bit sequence.

ここで  $w_H(\mathbf{m}_i \oplus \mathbf{m}_j)$  は、系列  $\mathbf{m}_i$  と系列  $\mathbf{m}_j$  の XOR をとった系列のハミング重み (ビット“1”の数) である。すなわち、系列  $\mathbf{m}_i$  と系列  $\mathbf{m}_j$  で異なっているビットの数である。相関の一般的な指標である相関係数は  $1 - 2\rho_{ij}$  で表すことができ、相関係数 0.0~1.0 に対し、相関パラメータ  $\rho_{ij} = 0.5 \sim 0.0$  が対応する。

### 2.2 符号化器

各符号化器は情報ビット系列を長さ  $K$  のブロックごとに符号化を行う。上に述べたように、各系列は互いに独立に符号化され、符号化器間での情報のやり取りは行われない。

図 3 に示されるように、各符号器は入力情報ビット系列  $\mathbf{m}_j$  に対し、情報ビット系列  $\mathbf{m}_j$  とパリティビット系列  $\mathbf{p}_j^1, \mathbf{p}_j^2$  を出力する。各パリティビット系列の生成には、再帰的組織畳込み (Recursive Systematic Convolutional: RSC) 符号化器を用いる。2 段目の RSC 符号化器にはインタリーバ  $\pi_j$  を介して情報ビット系列が入力される。これは、符号化率  $R_c = 1/3$  の基本的なターボ符号化器の構成となっている [13]。

### 2.3 統合復号化器

各復号化器は、要素符号化器である RSC 符号化器に対応した軟入力軟出力の MAP 復号化器を要素復号化器としてもつ。センサノードが二つの場合、系列  $\mathbf{m}_1, \mathbf{m}_2$  に対するターボ符号の統合復号化器は図 4 の構成となる。図中の  $\pi_j^{-1}$  は符号化器 (図 3) のインタリーバ  $\pi_j$  に対応したデインタリーバである。

図 4 に示される統合復号化器が従来の独立した復号化器と異なる点は、図中の太線で描かれた構成をもつ点である。独立した各復号化器においては、MAP 復号化器の出力である外部情報を MAP 復号化器の入力である事前確率情報として用いることで繰返し復号が行われる。それに対し、統合復号化器においては、MAP 復号化器の出力である外部情報に加えて、他の送信情報ビット系列との相関関係から得られる事前確率情報を MAP 復号化器の入力に用いた繰返し復号が

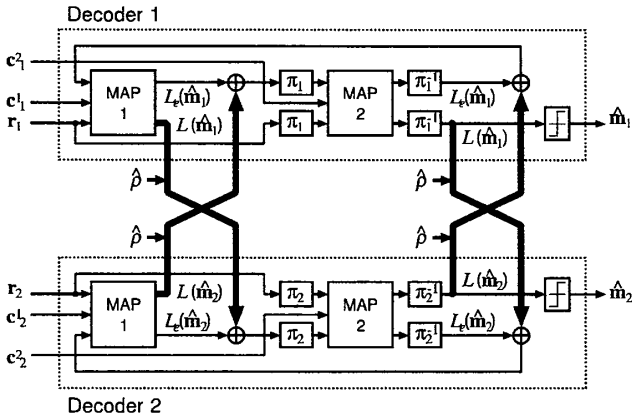


図 4 系列  $\mathbf{m}_1$ ,  $\mathbf{m}_2$  に対するターボ符号の統合復号化器 (センサノードが二つの場合)

Fig. 4 Iterative joint decoder of Turbo code for 1st and 2nd information bit sequences in the case of two sensor nodes.

行われる。

MAP 復号は、受信信号系列  $\mathbf{y}_j$  (すなわち、受信情報系列  $\mathbf{r}_j$  及び受信パリティ系列  $\mathbf{c}_j^1$  あるいは  $\mathbf{c}_j^2$ ) が与えられたもとで、各情報ビット  $m_{j,k}$ , ( $k = 1, \dots, K$ ) に関して事後確率  $P(m_{j,k} | \mathbf{y}_j)$  を最大とする  $m_{j,k} = 1$  or  $0$  のいずれかを出力する。すなわち、MAP 復号では、事後確率  $P(m_{j,k} | \mathbf{y}_j)$  の対数ゆう度比

$$L(\hat{m}_{j,k}) = \ln \frac{P(\hat{m}_{j,k} = 1)}{P(\hat{m}_{j,k} = 0)} = \ln \frac{P(m_{j,k} = 1 | \mathbf{y}_j)}{P(m_{j,k} = 0 | \mathbf{y}_j)} \quad (2)$$

を計算し、 $L(\hat{m}_{j,k}) \geq 0$  ならば  $\hat{m}_{j,k} = 1$ ,  $L(\hat{m}_{j,k}) < 0$  ならば  $\hat{m}_{j,k} = 0$  と判定する。

組織符号においては、対数ゆう度比  $L(\hat{m}_{j,k})$  は次式で表すことができる [13]。

$$L(\hat{m}_{j,k}) = L_c \cdot r_{j,k} + L_a(m_{j,k}) + L_e(\hat{m}_{j,k}) \quad (3)$$

$L_c \cdot r_{j,k}$  は受信信号値  $r_{j,k}$  から得られる通信路値であり、 $a$  をフェージングによる振幅減衰値、 $E_b/N_0$  を情報ビット当りの信号対雑音電力比として次式で表すことができる。ここで、 $E_b/N_0$  はセンサノード当りの  $E_b/N_0$  を指す。

$$L_c \cdot r_{j,k} = 4a \frac{E_b}{N_0} R_c \cdot r_{j,k} \quad (4)$$

$L_a(m_{j,k})$  は事前確率  $P(m_{j,k})$  の対数比であり、

$$L_a(m_{j,k}) = \ln \frac{P(m_{j,k} = 1)}{P(m_{j,k} = 0)} \quad (5)$$

$L_e(\hat{m}_{j,k})$  は、 $m_{j,k}$  に関して得られる外部情報と呼ば

れ、パリティの拘束条件による  $\hat{m}_{j,k}$  の信頼度を表す。この外部情報は、繰返し復号において自身あるいは他の MAP 復号化器への入力である事前確率情報として用いることができる。

### 2.3.1 相関情報を利用した繰返し復号 (センサノードが二つの場合)

統合ターボ復号化器での繰返し復号では、各情報ビット系列の事前確率情報として次の値を用いる。

$$L_a^{(2)}(m_{j,k}) = L_e^{(1)}(\hat{m}_{j,k}) + L_{add}^{(1)}(\hat{m}_{\bar{j},k}) \quad (6)$$

ここで、上付き数字は 1 段目の MAP 復号化器 (MAP1) から 2 段目の MAP 復号化器 (MAP2) への入力であることを示している。MAP2 から MAP1 へとフィードバックされる事前確率情報も同様の形式で表される。 $L_{add}(\hat{m}_{\bar{j},k})$  は他方の系列との相関関係から得られる事前確率情報であり、独立な復号化器ではこの値は存在しない。 $\bar{j}$  は  $j$  に対し、もう片方の系列を指す ( $j = 1$  ならば  $\bar{j} = 2$ )。式 (6) は、図 4 の太線に示されるように、復号結果を相関に応じて互いにフィードバックを行うことを示している。

送信情報ビット系列間の相関関係から得られる事前確率情報  $L_{add}(\hat{m}_{i,k})$  には、2.1 で述べた相関パラメータ  $\rho_{ij}$  の定義に基づき、次の値を用いることができる [7]。

$$\begin{aligned} L_{add}(\hat{m}_{i,k}) &= \ln \frac{(1 - \hat{\rho}_{ij}) P(\hat{m}_{i,k} = 1) + \hat{\rho}_{ij} P(\hat{m}_{i,k} = 0)}{(1 - \hat{\rho}_{ij}) P(\hat{m}_{i,k} = 0) + \hat{\rho}_{ij} P(\hat{m}_{i,k} = 1)} \\ &\approx \text{sign}(L_{\rho_{ij}}) \cdot \text{sign}(L(\hat{m}_{i,k})) \\ &\quad \cdot \min(|L_{\rho_{ij}}|, |L(\hat{m}_{i,k})|) \end{aligned} \quad (7)$$

$$L_{\rho_{ij}} = \ln \frac{1 - \hat{\rho}_{ij}}{\hat{\rho}_{ij}} \quad (8)$$

ここで、 $\hat{\rho}_{ij}$  は相関パラメータ  $\rho_{ij}$  の推定値である。また、受信機側で送信情報ビット系列間の相関パラメータ  $\rho_{ij}$  を知っていなくとも、MAP 復号結果のビット系列  $\hat{\mathbf{m}}_i$  及び  $\hat{\mathbf{m}}_j$  を用いて式 (1) から  $\hat{\rho}_{ij}$  を求めることができる。

相関パラメータが等しく  $\rho = 0$  である場合 (各センサノードから同じデータが送信される場合)、 $\hat{\rho}$  の推定が完全であれば  $L_{add}(\hat{m}_{i,k}) = L(\hat{m}_{i,k})$  となり、1. で述べたように、受信ダイバーシチ合成と同様な効果が得られることになる。

## 3. 複数ノードを用いた場合への拡張

次に、前章で述べたモデルをセンサノードが二つ以

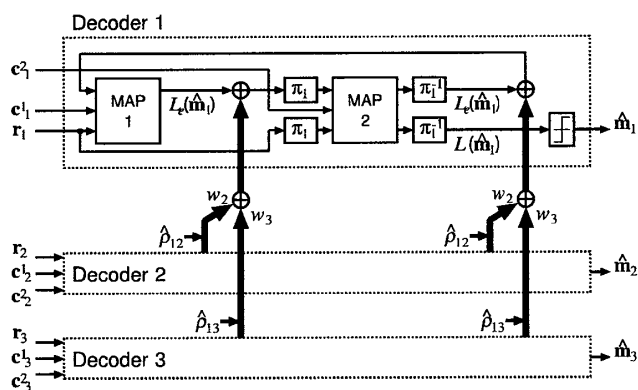


図5 系列  $\mathbf{m}_1$  の復号に着目したターボ符号の統合復号化器 (センサノードが三つの場合)

Fig. 5 Iterative joint decoder of turbo code focused on the decoding of 1st information bit sequence in the case of three sensor nodes.

上の場合へと拡張する。センサノード数を二つ以上の場合へと拡張することでセンサノードが二つの場合と異なってくる点は、式 (6) における他の系列との相関関係から得られる事前確率情報の利用方法である。本論文では、統合復号化器における各情報ビット系列の事前確率情報  $L_a(m_{j,k})$  を次式のようにセンサノード数  $N$  の場合へと拡張する。

$$L_a^{(2)}(m_{j,k}) = L_e^{(1)}(\hat{m}_{j,k}) + \sum_{i=1, i \neq j}^N w_i \cdot L_{add}^{(1)}(\hat{m}_{i,k}) \quad (9)$$

これは、他の系列から得られる事前確率情報  $L_{add}(\hat{m}_{i,k})$  をそれぞれ係数  $w_i$  で重み付けした値を加えていることになる。例えば、センサノードが三つの場合のターボ符号の統合復号化器は、図4を拡張し、図5で表される。図5は系列  $\mathbf{m}_1$  の復号に着目した図となっており、系列  $\mathbf{m}_2$ ,  $\mathbf{m}_3$  も同様にして同時に復号が行われる。

ここで、各送信情報ビット系列間の相関が等しい場合、式 (9) は次式のように扱うことができる。

$$L_a^{(2)}(m_{j,k}) = L_e^{(1)}(\hat{m}_{j,k}) + w \cdot \sum_{i=1, i \neq j}^N L_{add}^{(1)}(\hat{m}_{i,k}) \quad (10)$$

この場合において、ビット誤り率を最小とする最適な重み  $w$  を設定することを考える。

例えば、 $w = \frac{1}{N-1}$  である場合、式 (10) は他の系列より得られる事前確率情報  $L_{add}(\hat{m}_{i,k})$  の平均値を与えていることになる。この場合、センサノード数  $N$

を増やしても他の系列からの寄与の大きさがほとんど変わらないため、センサノード数  $N$  を増やすことによる利得が得られにくいことが予想される。この場合の重みを平均重み  $w_{avg}$  と呼ぶこととする。一方、 $w = 1$  である場合、他の系列より得られる事前確率情報  $L_{add}(\hat{m}_{i,k})$  をすべて足し合わせていることになる。この場合、センサノード数  $N$  を増やすと他の系列からの寄与が大きくなりすぎるため復号特性の劣化が生じてしまうことが予想される。この場合の重みを加算重み  $w_{add}$  と呼ぶこととする。

ターボ符号を用いた場合のビット誤り率を解析的に求めることは難しく、拘束長や復号アルゴリズム、繰返し復号回数などに大きく依存してしまう。そこで本論文では、誤り訂正符号化を行わない場合 (uncoded BPSK) におけるビット誤り率の解析式より、ビット誤り率を最小とする重みを求める。誤り訂正符号化を行わない場合、式 (2) で示される MAP 復号の代わりに受信信号値の MAP 判定を行うことになる。MAP 判定が式 (2) と異なる点は、外部情報をもたず、符号の特性によらないことである。このように、誤り訂正符号化を行わない場合にビット誤り率を最小とする重みは、符号の特性によらないという意味で準最適な重みである。

以下の 3.1 では、誤り訂正符号化を行わない場合におけるビット誤り率の解析式より、ビット誤り率を最小とする重み  $w_{opt}$  を求める。本論文ではこの重み  $w_{opt}$  のことを最適重みと呼ぶこととする。4. では、最適重み  $w_{opt}$  をターボ符号を用いた場合に適用することで、平均重み  $w_{avg}$  ( $w = \frac{1}{N-1}$ ) あるいは加算重み  $w_{add}$  ( $w = 1$ ) を選択した場合よりも良いビット誤り率特性を得られることをシミュレーションにより示す。

### 3.1 最適重み

まず、センサノードが二つの場合について説明する。議論を簡単とするために、フェージングのない場合を扱う。ここでは、センサノード1からビット  $m_1 = 1$  が送信された場合を考える。受信側のフュージョンセンタでは、次式で表される MAP 判定により  $L_1 > 0$  ならばビット  $\hat{m}_1 = 1$ ,  $L_1 < 0$  ならばビット  $\hat{m}_1 = 0$  と判定する。

$$L_1 = \ln \frac{P(m_1 = 1 | r_1)}{P(m_1 = 0 | r_1)} = L_c \cdot r_1 + L_a \quad (11)$$

$L_a$  にはセンサノード1とセンサノード2の送信ビット間の相関関係より得られる事前確率情報を用いるこ

とができ、式 (7) 及び式 (10) より次式で求められる。

$$\begin{aligned} L_a(r_2) &= w \cdot \ln \frac{(1-\rho)P(\hat{m}_2=1) + \rho P(\hat{m}_2=0)}{(1-\rho)P(\hat{m}_2=0) + \rho P(\hat{m}_2=1)} \\ &= w \cdot \ln \frac{(1-\rho) \cdot e^{L_c \cdot r_2} + \rho}{(1-\rho) + \rho \cdot e^{L_c \cdot r_2}} \quad (12) \end{aligned}$$

このとき、センサノード 1 からの送信ビット  $m_1 = 1$  をビット  $\hat{m}_1 = 0$  と誤って判定してしまう確率は次式で表される。

$$\begin{aligned} P(E) &= P(\hat{m}_1 = 0 | m_1 = 1) \\ &= P(m_2 = 1 | m_1 = 1) \\ &\quad \cdot P\left(r_1 + \frac{L_a(r_2)}{L_c} < 0 \mid m_1 = 1, m_2 = 1\right) \\ &\quad + P(m_2 = 0 | m_1 = 1) \\ &\quad \cdot P\left(r_1 + \frac{L_a(r_2)}{L_c} < 0 \mid m_1 = 1, m_2 = 0\right) \\ &= (1-\rho) \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{L_a(r_2)}{L_c}\right)\right) \\ &\quad \cdot \mathcal{N}(r_2 - 1) dr_2 \\ &\quad + \rho \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{L_a(r_2)}{L_c}\right)\right) \mathcal{N}(r_2 + 1) dr_2 \quad (13) \end{aligned}$$

$\mathcal{N}(\cdot)$  は分散  $N_0/2$  のガウス確率密度関数である。これより、ビット誤り率  $P(E)$  を最小とする最適な重みは  $w_{opt} = \arg \min_w P(E)$  で与えられる。これを解くと、センサノードが二つの場合は  $w_{opt} = 1$  ( $= w_{avg} = w_{add}$ ) となる。

センサノード数  $N$  の場合も同様にしてビット誤り率を求めることができる。ここで、各送信ビット間の相関パラメータは等しく  $\rho$  であるものとする。これら  $N$  個の送信ビットとの相関パラメータがそれぞれ等しく  $q$  である架空のビット  $m_s$  が存在する場合を考える。これは、ビット  $m_s$  を情報源出力とし、これを観測した各センサノードにおいて確率  $q$  で独立にビット誤りが起こるような観測雑音が生じている場合として扱うことができる。この場合はビット誤り率の解析式を比較的簡単にまとめることができる。

まず、センサノードが三つの場合についてビット誤り率を示す。センサノード 1 からの送信ビット  $m_1 = 1$  をビット  $\hat{m}_1 = 0$  と誤って判定してしまう確率は、式 (13) と同様にして次式で表される。

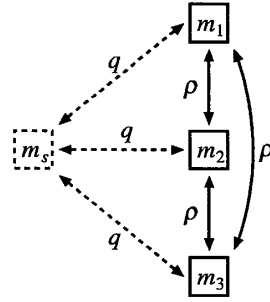


図 6 ビット  $m_s$  及び各送信ビット  $m_j$ , ( $j = 1, 2, 3$ ) 間の相関パラメータ

Fig. 6 Correlation parameters between bit  $m_s$  and each transmitted bit  $m_j$ , ( $j = 1, 2, 3$ ).

$$\begin{aligned} P(E) &= P(m_2 = 1, m_3 = 1 | m_1 = 1) \\ &\quad \cdot P\left(r_1 + \frac{L_a(r_2, r_3)}{L_c} < 0 \mid m_1 = 1, m_2 = 1, m_3 = 1\right) \\ &\quad + P(m_2 = 1, m_3 = 0 | m_1 = 1) \\ &\quad \cdot P\left(r_1 + \frac{L_a(r_2, r_3)}{L_c} < 0 \mid m_1 = 1, m_2 = 1, m_3 = 0\right) \\ &\quad + P(m_2 = 0, m_3 = 1 | m_1 = 1) \\ &\quad \cdot P\left(r_1 + \frac{L_a(r_2, r_3)}{L_c} < 0 \mid m_1 = 1, m_2 = 0, m_3 = 1\right) \\ &\quad + P(m_2 = 0, m_3 = 0 | m_1 = 1) \\ &\quad \cdot P\left(r_1 + \frac{L_a(r_2, r_3)}{L_c} < 0 \mid m_1 = 1, m_2 = 0, m_3 = 0\right) \quad (14) \end{aligned}$$

ここで、ビット  $m_s$  及び各送信ビット  $m_j$ , ( $j = 1, 2, 3$ ) 間の相関パラメータは図 6 の関係となっており、式 (14) の第 1 項目はビット  $m_s$  を中心に考えることで以下のように変形できる。

The 1st term of (14)

$$\begin{aligned} &= (P(m_2 = 1 | m_s = 1)P(m_3 = 1 | m_s = 1) \\ &\quad \cdot P(m_s = 1 | m_1 = 1) \\ &\quad + P(m_2 = 1 | m_s = 0)P(m_3 = 1 | m_s = 0) \\ &\quad \cdot P(m_s = 0 | m_1 = 1)) \\ &\quad \cdot P\left(r_1 + \frac{L_a(r_2, r_3)}{L_c} < 0 \mid m_1 = 1, m_2 = 1, m_3 = 1\right) \\ &= ((1-q)(1-q)(1-q) + qqq) \\ &\quad \cdot \int \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{L_a(r_2, r_3)}{L_c}\right)\right) \\ &\quad \cdot \mathcal{N}(r_2 - 1)\mathcal{N}(r_3 - 1) dr_2 dr_3 \quad (15) \end{aligned}$$

式 (14) の第 1 項目以外も同様に展開できる。また、対

称性より式 (14) の第 2 項目と第 3 項目は等しい. 更に,  $\rho = 2q(1-q)$  という関係が成り立つので, ビット誤り率  $P(E)$  は次式にまとめることができる.

$$\begin{aligned} P(E) &= (1-1.5\rho) \iint_{-\infty}^{\infty} f(r_2, r_3) \mathcal{N}(r_2-1) \\ &\quad \cdot \mathcal{N}(r_3-1) dr_2 dr_3 \\ &\quad + \rho \iint_{-\infty}^{\infty} f(r_2, r_3) \mathcal{N}(r_2-1) \mathcal{N}(r_3+1) dr_2 dr_3 \\ &\quad + 0.5\rho \iint_{-\infty}^{\infty} f(r_2, r_3) \mathcal{N}(r_2+1) \mathcal{N}(r_3+1) dr_2 dr_3 \end{aligned} \quad (16)$$

$$f(r_2, r_3) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{L_a(r_2, r_3)}{L_c}\right)\right) \quad (17)$$

$$L_a(r_2, r_3) = w \cdot \sum_{i=2}^3 \ln \frac{(1-\rho) \cdot e^{L_c \cdot r_i} + \rho}{(1-\rho) + \rho \cdot e^{L_c \cdot r_i}}. \quad (18)$$

同様に, センサノード数  $N$  の場合のビット誤り率は次式にまとめることができる.

$$\begin{aligned} P(E) &= \int \cdots \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(1 + \frac{L_a(\mathbf{r})}{L_c}\right)\right) \\ &\quad \cdot \sum_{n=1}^N \left[ N-1 C_{n-1} \{ (1-q)^n q^{N-n} \right. \\ &\quad \quad \left. + q^n (1-q)^{N-n} \} \right. \\ &\quad \cdot \prod_{l=2}^n \mathcal{N}(r_l-1) \prod_{l=n+1}^N \mathcal{N}(r_l+1) \left. \right] d\mathbf{r} \end{aligned} \quad (19)$$

$$L_a(\mathbf{r}) = w \cdot \sum_{i=2}^N \ln \frac{(1-\rho) \cdot e^{L_c \cdot r_i} + \rho}{(1-\rho) + \rho \cdot e^{L_c \cdot r_i}} \quad (20)$$

ただし,  $\rho = 2q(1-q)$ ,  $\mathbf{r} = \{r_2, r_3, \dots, r_N\}$  である.

以上の議論をフェージングのある場合へと展開することは容易であり, フェージングのある場合のビット誤り率は次式にまとめることができる.

$$\begin{aligned} P(E) &= \int \cdots \int_0^{\infty} \int \cdots \int_{-\infty}^{\infty} Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \left(a_1 + \frac{L_a(\mathbf{r})}{L_c}\right)\right) \\ &\quad \cdot \sum_{n=1}^N \left[ N-1 C_{n-1} \{ (1-q)^n q^{N-n} \right. \\ &\quad \quad \left. + q^n (1-q)^{N-n} \} \right. \\ &\quad \cdot \prod_{l=2}^n \mathcal{N}(r_l - a_l) \prod_{l=n+1}^N \mathcal{N}(r_l + a_l) \left. \right] \end{aligned}$$

$$\cdot \prod_{j=1}^N \mathcal{R}(a_j) dr da \quad (21)$$

$\mathbf{a} = \{a_1, a_2, \dots, a_N\}$  であり, 各通信路におけるフェージングによる振幅減衰値である. 振幅減衰値  $a_j$  はそれぞれ確率密度関数  $\mathcal{R}(a_j)$  に従う. ビット誤り率  $P(E)$  を最小とする最適な重みは, 式 (21) より  $w_{opt} = \arg \min_w P(E)$  で与えられる.

式 (21) は  $\mathbf{r}$  と  $\mathbf{a}$  の次数に従う  $2N-1$  重積分を含むため, センサノード数が多い場合では計算が困難となる. しかしながら, 受信側では相関パラメータ  $\rho$  に誤差を含む推定値を用いることになるので,  $w_{opt}$  にはそれほど高い計算精度は必要とならない ( $10^{-3}$  程度で十分). このため, センサノード数が多い場合でも重積分はモンテカルロ法により高速に計算が可能である.

#### 4. 数 値 例

式 (10) を用いた場合の提案復号法の復号特性を平均重み  $w_{avg}$  ( $w = \frac{1}{N-1}$ ), 加算重み  $w_{add}$  ( $w = 1$ ), 及び式 (21) から求められる最適重み  $w_{opt}$  について比較する.

まず, 重み  $w_{opt}$  がどのような値となるのかを示す. センサノード数  $N = 3$  の場合, 式 (21) のビット誤り率  $P(E)$  を最小とする重み  $w_{opt} = \arg \min_w P(E)$  は, 図 7 に示される値をとる. 同様に, センサノード数  $N = 4$  の場合の重み  $w_{opt}$  は図 8 に示される値をとる.

重み  $w_{opt}$  が取り得る値の範囲は  $\frac{1}{N-1} \leq w_{opt} \leq 1$  となっており, 図 7 及び図 8 から分かるように, 重み

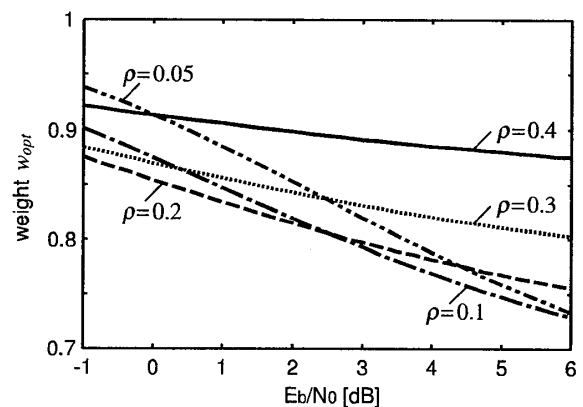


図 7 センサノード数  $N = 3$  における最適重み  $w_{opt}$   
Fig. 7 Weight  $w_{opt}$  that minimizes BER in the case of uncoded BPSK for sensor nodes  $N = 3$ .

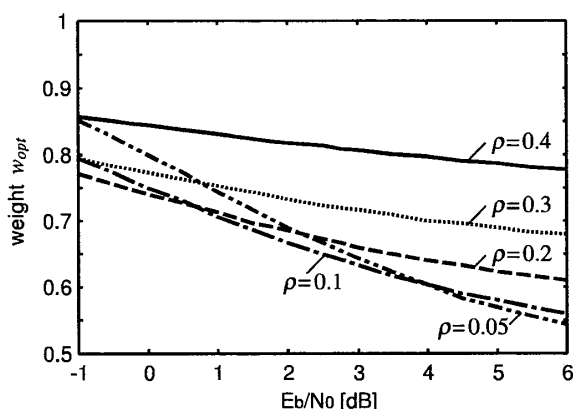


図 8 センサノード数  $N = 4$  における最適重み  $w_{opt}$   
Fig. 8 Weight  $w_{opt}$  that minimizes BER in the case of uncoded BPSK for sensor nodes  $N = 4$ .

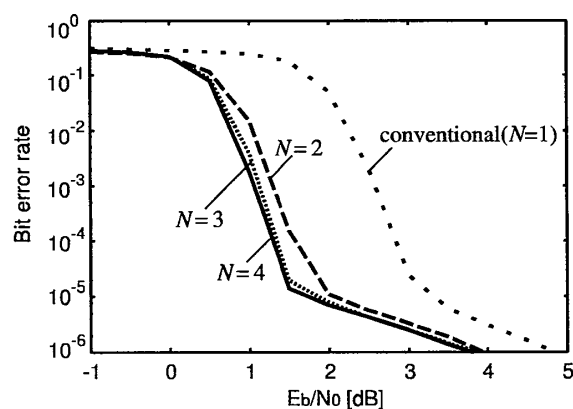


図 9 平均重み  $w_{avg}$  を用いた場合の提案復号法のビット誤り率特性 (相関パラメータ  $\rho = 0.1$ )  
Fig. 9 BER performances of proposed joint iterative decoder using averaging weight  $w_{avg}$  for correlation parameter  $\rho = 0.1$ .

$w_{opt}$  の大きさは異なるものの同様な傾向を示す。重み  $w_{opt}$  は  $E_b/N_0$  が低い方が大きな値をとり、相関の利用が誤り訂正により効果的であることを示している。また、相関が大きい (相関パラメータ  $\rho$  が小さい) ほど重み  $w_{opt}$  は小さな値を示している。これは、相関が大きいほど他の系列より得られる事前確率情報の絶対値が大きくなるためである。しかしながら、 $\rho = 0.1$  以下において重みの大小が入れ替わっていることも見受けられる。これは、相関が非常に大きい場合には受信ダイバーシチ合成と同様な効果が得られるためであり、大きな重みを用いる方が効果的となる ( $\rho \rightarrow 0$  において、 $w_{opt} \rightarrow 1 (= w_{add})$ )。

次に、平均重み  $w_{avg}$ 、加算重み  $w_{add}$ 、最適重み  $w_{opt}$  を用いた場合の提案復号法の復号特性をビット誤り率特性により示す。ここでは、送信情報ビット系列の長さを  $K = 1000$  とし、各符号化器では拘束長 4 の RSC

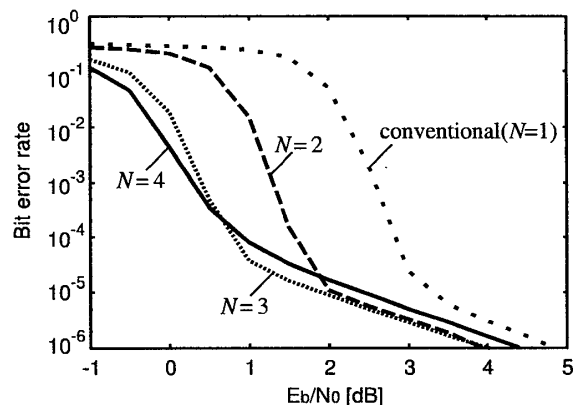


図 10 加算重み  $w_{add}$  を用いた場合の提案復号法のビット誤り率特性 (相関パラメータ  $\rho = 0.1$ )  
Fig. 10 BER performances of proposed joint iterative decoder using adding weight  $w_{add}$  for correlation parameter  $\rho = 0.1$ .

符号化器を用いている。変調方式には BPSK を用い、各々独立なレイリーフェージング通信路を想定している。フェージングによる受信信号の振幅減衰は少なくとも 1 シンボル区間は変化しないものとし、インターリーブによりシンボルごとに独立なものとして扱う。復号化器では要素 MAP 復号化器に Max-Log-MAP アルゴリズムを用いており、繰返し復号回数は 5 回である。式 (7) に示されるように、復号化器で利用する相関パラメータには MAP 復号結果から求めた推定値を用い、繰返し復号ごとにその推定値を更新する。また、2. のはじめでも述べたように、各センサノードの  $E_b/N_0$  はいずれも等しいものとする。ここでは、 $E_b/N_0$  とフェージングによる振幅減衰値の推定はすべて受信側で完全であるものとする。

センサノード数  $N$  を増やした場合 ( $N = 1 \sim 4$ ) において、平均重み  $w_{avg}$ 、加算重み  $w_{add}$ 、最適重み  $w_{opt}$  を用いた場合の提案復号法のビット誤り率特性をそれぞれ図 9、図 10、図 11 に示す。これらは相関パラメータ  $\rho = 0.1$  の場合を示している。また、重みの違いによる提案復号法のビット誤り率特性の比較を図 12、図 13 に示す。図 12 及び図 13 はセンサノード数  $N = 4$  の場合で、それぞれ相関パラメータ  $\rho = 0.2, 0.1$  の場合を示している。

既に述べたように、平均重み  $w_{avg}$  を用いた場合、他の系列より得られる事前確率情報の平均値を与えていることになる。この場合、センサノード数  $N$  を増やしても他の系列からの寄与の大きさがほとんど変わらないため、センサノード数  $N$  を増やすことによる利得が得られにくい。これは、図 9 より、センサノード



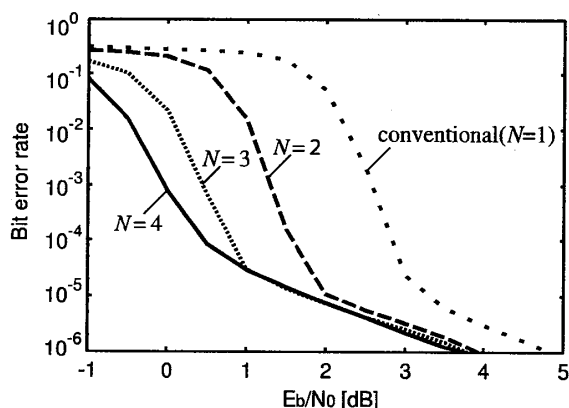


図 11 最適重み  $w_{opt}$  を用いた場合の提案復号法のビット誤り率特性 (相関パラメータ  $\rho = 0.1$ )

Fig. 11 BER performances of proposed joint iterative decoder using optimum weight  $w_{opt}$  for correlation parameter  $\rho = 0.1$ .

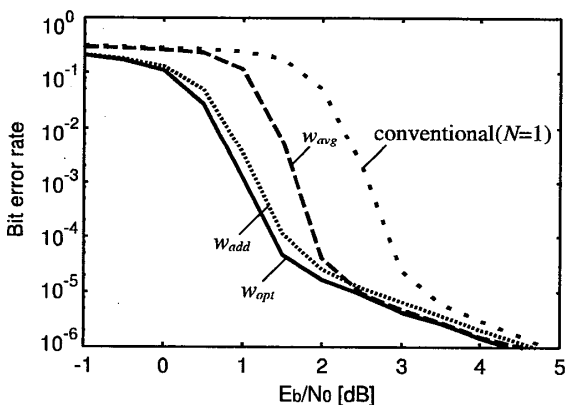


図 12 重みの違いによる提案復号法のビット誤り率特性の比較 (センサノード数  $N = 4$ , 相関パラメータ  $\rho = 0.2$ )

Fig. 12 Comparison of BER performances of proposed joint iterative decoder using different weights:  $w_{avg}$ ,  $w_{add}$ , and  $w_{opt}$  for sensor nodes  $N = 4$  and correlation parameter  $\rho = 0.2$ .

ド数  $N$  を増やしてもビット誤り率特性に差がないことから確認できる。

一方、加算重み  $w_{add}$  を用いた場合、他の系列より得られる事前確率情報をすべて足し合わせていることになる。この場合、センサノード数  $N$  を増やすと他の系列からの寄与が大きくなりすぎるため復号特性の劣化が生じてしまう。これは、図 10 より、センサノード数  $N = 3$  の場合よりもセンサノード数  $N = 4$  の場合の方がビット誤り率特性が悪くなっていることから確認できる。

最適重み  $w_{opt}$  を用いた場合、図 11 に示されるように、平均重み  $w_{avg}$  や加算重み  $w_{add}$  を用いた場合

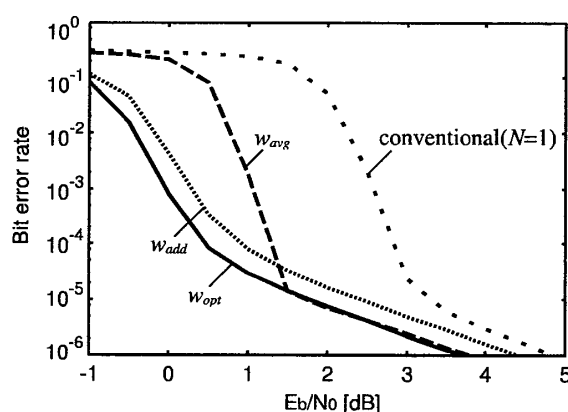


図 13 重みの違いによる提案復号法のビット誤り率特性の比較 (センサノード数  $N = 4$ , 相関パラメータ  $\rho = 0.1$ )

Fig. 13 Comparison of BER performances of proposed joint iterative decoder using different weights:  $w_{avg}$ ,  $w_{add}$ , and  $w_{opt}$  for sensor nodes  $N = 4$  and correlation parameter  $\rho = 0.1$ .

に見られる復号特性の劣化はないことが分かる。特に、 $E_b/N_0$  が低いところにおいて、センサノード数を増やすことにより復号特性の向上が得られる。また、図 12、図 13 のどちらにも示されるように、最適重み  $w_{opt}$  を用いた場合、平均重み  $w_{avg}$  や加算重み  $w_{add}$  といった単純な重み付けを行った場合よりも良いビット誤り率特性が得られることが分かる。これより、誤り訂正符号化を行わない場合のビット誤り率を最小とする重み  $w_{opt}$  が、ターボ符号を用いた場合にも有効であることが分かる。

上記の特性評価では、次のことを仮定している。

- $E_b/N_0$  及びフェージングによる振幅減衰値の推定が受信側で完全
- 各送信情報ビット系列間の相関が等しい
- 各センサノードに対する  $E_b/N_0$  が等しい

以下ではそれぞれの条件について、条件が成り立たない場合においても、重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法が有効であることを示す。

#### 4.1 $E_b/N_0$ 及びフェージングによる振幅減衰値が受信側で未知の場合

ここでは、相関パラメータ  $\rho$  には推定値を用いつつ、 $E_b/N_0$  とフェージングによる振幅減衰値がともに未知である最も悪条件な場合について、重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法の特性評価を行う。

$E_b/N_0$  が未知の場合でも、ターボ符号では要素 MAP 復号化器に Max-Log-MAP や SOVA アルゴリズムを用いたときは、式 (4) の通路係数  $L_c$  を適

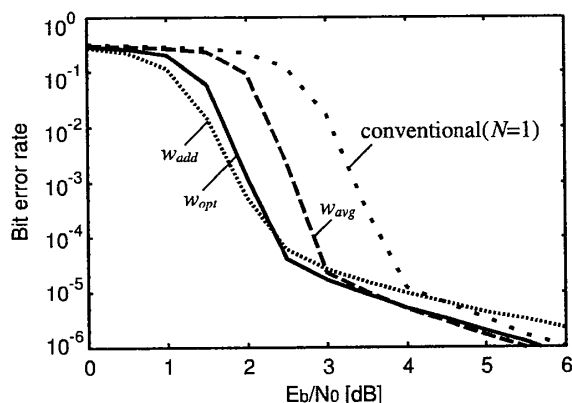


図 14  $E_b/N_0$  とフェージングによる振幅減衰値が未知の場合における、重みの違いによる提案復号法のビット誤り率特性の比較（センサノード数  $N = 4$ ，相関パラメータ  $\rho = 0.2$ ，通信路係数  $L_c = 2.0$ ）

Fig. 14 Comparison of BER performances of proposed joint iterative decoder using different weights:  $w_{avg}$ ,  $w_{add}$ , and  $w_{opt}$  for sensor nodes  $N = 4$ , correlation parameter  $\rho = 0.1$  and channel coefficient  $L_c = 2.0$  when  $E_b/N_0$  and the fading amplitude are both unknown.

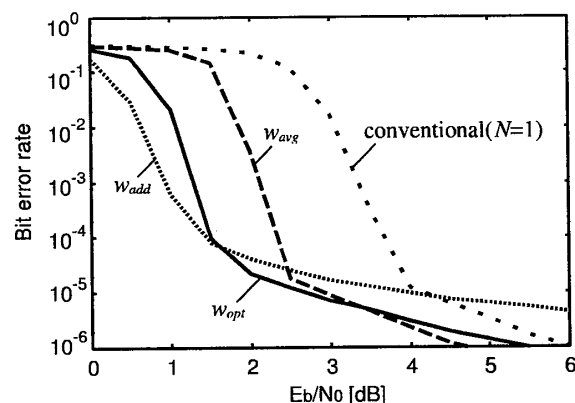


図 15  $E_b/N_0$  とフェージングによる振幅減衰値が未知の場合における、重みの違いによる提案復号法のビット誤り率特性の比較（センサノード数  $N = 4$ ，相関パラメータ  $\rho = 0.1$ ，通信路係数  $L_c = 2.0$ ）

Fig. 15 Comparison of BER performances of proposed joint iterative decoder using different weights:  $w_{avg}$ ,  $w_{add}$ , and  $w_{opt}$  for sensor nodes  $N = 4$ , correlation parameter  $\rho = 0.2$  and channel coefficient  $L_c = 2.0$  when  $E_b/N_0$  and the fading amplitude are both unknown.

切に定めることで復号特性の劣化はほとんど生じない[13]。しかしながら、フェージングによる振幅減衰値が未知の場合、ビット誤り率特性において約 1 dB の特性劣化が生じてしまう。これより、 $E_b/N_0$  とフェージングによる振幅減衰値が未知である場合の提案復号法の特性評価においては、できるだけ復号特性劣化が小さくなるような値として、通信路係数を  $L_c = 2.0$  ( $E_b/N_0 = 1.75$  dB 相当) と定めた特性評価を行う。また、上で述べたように約 1 dB の特性劣化が生じるため、最適重み  $w_{opt}$  を用いる際に 1 dB 分補正を行い、 $E_b/N_0 = 2.75$  dB の場合の重みを用いる。

$E_b/N_0$  とフェージングによる振幅減衰値が未知の場合において、重みの違いによる提案復号法のビット誤り率特性の比較を図 14、図 15 に示す。図 14 及び図 15 はセンサノード数  $N = 4$  の場合で、それぞれ相関パラメータ  $\rho = 0.2$ ,  $0.1$  の場合を示している。

図 14、図 15 のどちらにも示されるように、平均重み  $w_{avg}$  を用いた場合は  $E_b/N_0$  が高いところで良い復号特性が得られ、一方、加算重み  $w_{add}$  を用いた場合は  $E_b/N_0$  が低いところで良い復号特性が得られていることが分かる。しかしながら、受信側では  $E_b/N_0$  が未知であるので、最適重み  $w_{opt}$  を用いた場合が最もロバストで良い復号特性を示していることが分かる。これより、誤り訂正符号化を行わない場合のビット誤り率を最小とする重み  $w_{opt}$  が、 $E_b/N_0$  とフェージン

グによる振幅減衰値が未知の場合においても有効であることが分かる。

#### 4.2 送信情報ビット系列間の相関パラメータが等しくない場合

ここでは、送信情報ビット系列間の相関パラメータが等しくない場合について、重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法の特性評価を行う。

しかしながら、最適重み  $w_{opt}$  は、各相関パラメータが等しく、かつ、各ノードの  $E_b/N_0$  が等しい場合でなければ、算出することは非常に困難なものになってしまう。そこで、各相関パラメータが等しく、かつ、各ノードの  $E_b/N_0$  が等しい条件で求められた最適重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法の復号特性が、送信情報ビット系列間の相関パラメータが等しくない場合においても十分妥当なものであることを示す。

最適重み  $w_{opt}$  を送信情報ビット系列間の相関パラメータが等しくない場合に利用するために、次のように考える。最適重み  $w_{opt}$  は相関パラメータ  $\rho$  と  $E_b/N_0$  の関数であり、 $w_{opt}(\rho, E_b/N_0)$  と表すことができる。これより、式 (9) で示される繰返し復号において、各系列間の相関パラメータ  $\rho_{ij}$  に応じた重み  $w_i = w_{opt}(\rho_{ij}, E_b/N_0)$  を用いることで、送信情報ビット系列間の相関パラメータが等しくない場合へと適用できる。

送信情報ビット系列間の相関パラメータが等しくな

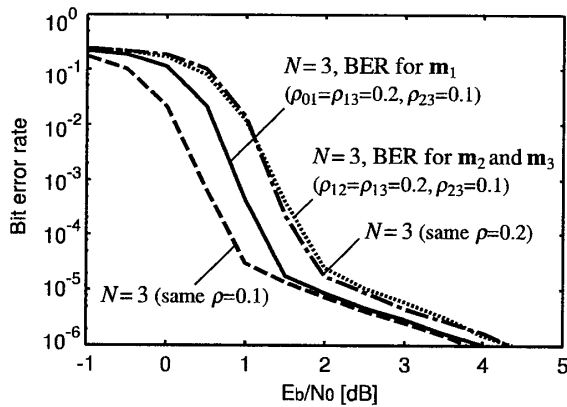


図 16 送信情報ビット系列間の相関パラメータが等しくない場合における、重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法のビット誤り率特性の比較（相関パラメータ  $\rho_{12} = \rho_{13} = 0.2$ ,  $\rho_{23} = 0.1$ ）

Fig. 16 BER performances of proposed joint iterative decoder using optimum weight  $w_{opt}$  when correlation parameters are different from each other ( $\rho_{12} = \rho_{13} = 0.2$ ,  $\rho_{23} = 0.1$ ).

い場合の一例として、センサノードが三つの場合において、ある二つの系列間の相関が他の系列間の相関よりも大きい場合（言い換えれば、他の系列との相関が小さい系列が一つ存在する場合）の提案復号法の復号特性について検討を行う。ここでは、系列  $\mathbf{m}_2$  と  $\mathbf{m}_3$  の相関パラメータ ( $\rho_{23} = 0.1$ ) よりも、それらと系列  $\mathbf{m}_1$  の相関パラメータが大きい ( $\rho_{12} = \rho_{13} = 0.2$ ) 場合において、重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法の特性評価を行う。このときの系列  $\mathbf{m}_1$  の復号特性、及び、系列  $\mathbf{m}_2$ ,  $\mathbf{m}_3$  の復号特性を図 16 に示す。

系列  $\mathbf{m}_1$  の復号では、系列  $\mathbf{m}_2$ ,  $\mathbf{m}_3$  のそれぞれから得られる相関パラメータが 0.2 である相関情報を利用して復号を行うことになる。このため、系列  $\mathbf{m}_1$  の復号では、各系列間の相関パラメータが等しく 0.2 である場合と全く変わらない復号特性が得られることが予想される。このことは、図 16 より確認することができる。系列  $\mathbf{m}_2$  ( $\mathbf{m}_3$ ) の復号では、系列  $\mathbf{m}_1$  から得られる相関パラメータが 0.2 である相関情報と、系列  $\mathbf{m}_3$  ( $\mathbf{m}_2$ ) から得られる相関パラメータが 0.1 である相関情報を利用して復号を行うことになる。このため、系列  $\mathbf{m}_2$ ,  $\mathbf{m}_3$  の復号では、各系列間の相関パラメータが等しく 0.1 である場合よりは相関の利用による復号特性の向上は小さいものの、各系列間の相関パラメータが等しく 0.2 である場合よりも復号特性の向上は大きくなることが予想される。このことも、図 16 より確認することができる。

以上の結果は、各相関パラメータが等しい条件で求

められた最適重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法の復号特性が、送信情報ビット系列間の相関パラメータが等しくない場合においても十分妥当なものであることを示している。

#### 4.3 ノードによって $E_b/N_0$ が異なる場合

ここでは、ノードによって  $E_b/N_0$  が異なる場合について、重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法の特性評価を行う。

しかしながら、4.2 で述べたように、最適重み  $w_{opt}$  は、各相関パラメータが等しく、かつ、各ノードの  $E_b/N_0$  が等しい場合でなければ、算出することは非常に困難なものになってしまう。そこで、各相関パラメータが等しく、かつ、各ノードの  $E_b/N_0$  が等しい条件で求められた最適重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法の復号特性が、ノードによって  $E_b/N_0$  が異なる場合においても十分妥当なものであることを示す。

最適重み  $w_{opt}$  をノードによって  $E_b/N_0$  が異なる場合に利用するために、次のように考える。4.2 で述べたように、最適重み  $w_{opt}$  は相関パラメータ  $\rho$  と  $E_b/N_0$  の関数であり、 $w_{opt}(\rho, E_b/N_0)$  と表すことができる。これより、式 (9) で示される繰返し復号において、各センサノードの  $E_b/N_0$  である  $\gamma_i$  に応じた重み  $w_i = w_{opt}(\rho, \gamma_i)$  を用いることで、ノードによって  $E_b/N_0$  が異なる場合へと適用できる。

ノードによって  $E_b/N_0$  が異なる場合の一例として、センサノードが三つの場合において、一つのノードの  $E_b/N_0$  が低い場合の提案復号法の復号特性について検討を行う。ここでは、系列  $\mathbf{m}_1$  を送信するノード 1 の  $E_b/N_0$  がノード 2, ノード 3 よりも 2dB 低い場合において、重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法の特性評価を行う。このときの系列  $\mathbf{m}_1$  の復号特性、及び、系列  $\mathbf{m}_2$ ,  $\mathbf{m}_3$  の復号特性を図 17 に示す。ただし、図 17 では、系列  $\mathbf{m}_1$  の復号特性と系列  $\mathbf{m}_2$ ,  $\mathbf{m}_3$  の復号特性は基準となる  $E_b/N_0$  の 2dB ずれていることに注意しなければならない（例えば、系列  $\mathbf{m}_2$ ,  $\mathbf{m}_3$  において 2dB のところの特性が得られている場合には、系列  $\mathbf{m}_1$  において 0dB のところの特性が得られていることになる）。

$E_b/N_0$  が低い系列  $\mathbf{m}_1$  の復号では、系列  $\mathbf{m}_2$ ,  $\mathbf{m}_3$  から相対的に信頼度が高い ( $E_b/N_0$  が高い) 相関情報が得られることになる。このため、相関情報の利用による復号特性は大きく向上することが予想される。このことは、図 17 より確認することができる。系列  $\mathbf{m}_2$  ( $\mathbf{m}_3$ ) の復号では、 $E_b/N_0$  の低い系列から信頼度が

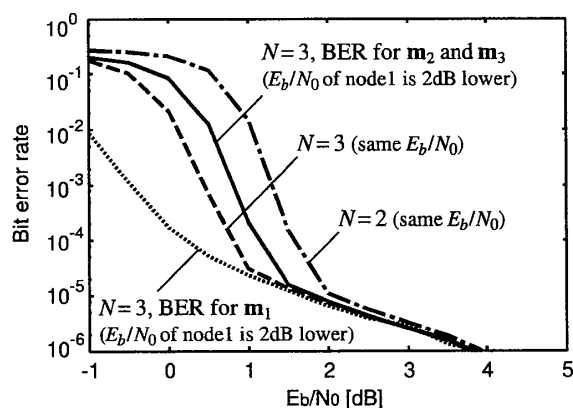


図 17 ノードによって  $E_b/N_0$  が異なる場合における、重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法のビット誤り率特性の比較 (相関パラメータ  $\rho = 0.1$ , ノード 1 の  $E_b/N_0$  が 2 dB 低い場合)

Fig. 17 BER performances of proposed joint iterative decoder using optimum weight  $w_{opt}$  for correlation parameter  $\rho = 0.1$  when  $E_b/N_0$ s are different from each other ( $E_b/N_0$  of node1 is 2 dB lower).

低い相関情報を受け取ることになるため、相関情報の利用による復号特性の向上は小さくなってしまふことが予想される。しかしながら、 $E_b/N_0$  の低い系列から得られる相関情報を利用しない場合 ( $E_b/N_0$  が等しいノードが二つの場合と等価) より大きな復号特性の向上が得られることが予想される。このことも、図 17 より確認することができる。

以上の結果は、各ノードの  $E_b/N_0$  が等しい条件下で求められた最適重み  $w_{opt}$  を用いた提案復号法の復号特性が、ノードによって  $E_b/N_0$  が異なる場合においても十分妥当なものであることを示している。

## 5. む す び

本論文では、送信情報ビット系列間の相関を利用した統合復号について、二つ以上のセンサノードを用いた場合への拡張を行った。センサノード数を二つ以上の場合へと拡張する上での問題点は、複数の系列より得られる相関情報の利用方法である。特に、ビット誤り率が最小となるように重み付けして利用することが必要とされる。

本論文では、相関情報の平均値あるいは加算値を与えるといった単純な重み付けだとセンサノード数を増やした場合に復号特性の向上を図ることができないことを示した。更に適した重み付けの方法として、誤り訂正符号化を行わない場合におけるビット誤り率の解析式より、ビット誤り率を最小とする重みを求め、

ターボ符号の場合へと適用した。この重みを用いることでターボ符号を用いた場合にも、単純な重みを選択した場合よりも良いビット誤り率特性を得られることを示した。

謝辞 本研究の一部は、文部科学省 21 世紀 COE プログラム「社会情報基盤のための音声・映像の知的統合」及び日本学術振興会科学研究費補助金基盤研究 (C) の助成を受けて行われたものである。記して謝意を表する。

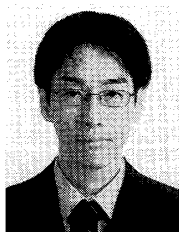
## 文 献

- [1] I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, and E. Cayirci, "A survey on sensor network," IEEE Commun. Mag., vol.40, no.8, pp.102-114, Aug. 2002.
- [2] A. Ogawa, T. Yamazato, and T. Ohtsuki, "Information and signal processing for sensor networks," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E87-A, no.10, pp.2599-2606, Oct. 2004.
- [3] 小林健太郎, 山里敬也, 岡田 啓, 片山正昭, "センサネットワークにおける観測データの相関を用いた伝送品質の改善," 信学論 (A), vol.J88-A, no.12, pp.1442-1451, Dec. 2005.
- [4] S.S. Pradhan and K. Ramchandran, "Distributed source coding using syndromes (DISCUS): Design and construction," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.49, no.3, pp.626-643, March 2003.
- [5] A.D. Liveris, Z. Xiong, and S. Cheng, "Distributed source coding for sensor networks," IEEE Signal Process. Mag., vol.21, no.5, pp.80-94, Sept. 2004.
- [6] Y. Zhao and J. Garcia-Frias, "Joint estimation and compression of correlated nonbinary sources using punctured turbo codes," IEEE Commun. Lett., vol.53, no.3, pp.385-390, March 2005.
- [7] F. Daneshgaran, M. Laddomada, and M. Mondin, "Iterative joint channel decoding of correlated sources employing serially concatenated convolutional codes," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.51, no.7, pp.2721-2731, July 2005.
- [8] J. Garcia-Frias and Y. Zhao, "Near-Shannon/Slepian-Wolf performance for unknown correlated sources over AWGN channels," IEEE Trans. Commun., vol.53, no.4, pp.555-559, April 2005.
- [9] D. Slepian and J.K. Wolf, "Noiseless coding of correlated information sources," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.IT-19, no.4, pp.471-480, July 1973.
- [10] A.D. Wyner, "Recent results in the Shannon theory," IEEE Trans. Inf. Theory, vol.IT-20, no.1, pp.2-19, Jan. 1974.
- [11] S.C. Draper and G.W. Wornell, "Side information aware coding strategies for sensor networks," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.22, no.6, pp.966-976, Aug. 2004.
- [12] M. Gastpar, "On Wyner-Ziv networks," Proc. 37th Asilomar Conf. Signals, Systems, and Computers,

vol.1, pp.855-859, Pacific Grove, CA, Nov. 2003.

- [13] L. Hanzo, T.H. Liew, and B.L. Yeap, Turbo Coding, Turbo Equalisation and Space-Time Coding for Transmission over Fading Channels, John Wiley, IEEE Press, New York, USA, 2002.

(平成 18 年 3 月 23 日受付, 7 月 12 日再受付,  
8 月 23 日最終原稿受付)



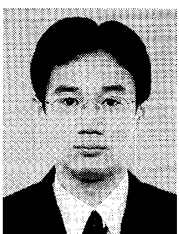
小林健太郎 (学生員)

平 17 名大・工・電子情報卒。現在, 同大学院博士課程前期課程在学中。センサネットワークの研究に従事。IEEE 学生員。



山里 敬也 (正員)

昭 63 信州大・工・電子卒。平 2 同大学院修士課程了。平 5 慶大学院博士課程了。工博。同年名大・工・電子情報・助手。平 10 同大・情報メディア教育センター・助教授, 平 16 同大・エコトピア科学研究所, 現在に至る。平 9 より平 10 まで, ドイツカイザースラウテルン大・客員研究員。センサネットワーク, 変復調理論, 誤り制御, e ラーニングなどの研究に従事。平 7 本会学術奨励賞受賞。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。



岡田 啓 (正員)

平 7 名大・工・電子情報学専攻卒。平 9 同大学院博士課程前期課程了。平 11 同大学院博士課程後期課程了。工博。同年日本学術振興会特別研究員・PD。平 12 名大・情報メディア教育センター, 平 16 同大学・エコトピア科学研究機構, 平 17 同大学・工学研究科・助手, 平 18 新潟大学・超域研究機構・助教授, 現在に至る。パケット無線通信, マルチメディアトラヒック, 符号分割多元接続方式, マルチホップネットワークなどの研究に従事。情報理論とその応用学会, IEEE 各会員。平 8 電気・電子情報学術振興財団・猪瀬学術奨励賞, 平 10 本会学術奨励賞, 平 14 本会通信ソサイエティ活動功労感謝状受賞。



片山 正昭 (正員)

昭 56 阪大・工・通信卒。昭 61 同大学院博士課程了。工博。同年豊橋技術科学大助手。平元阪大・講師。平 4 名大・講師, 平 5 助教授, 平 13 教授。現在, 名大・エコトピア科学研究所・教授(工学研究科電子情報システム専攻兼任)。1995 年 10 月より 1996 年 4 月まで, 名大工学部との学術交流協定により, 米国ミシガン大学アンアール校工学部電気電子計算機科学科に滞在。信号伝送と変復調理論, 誤り制御, 多元接続方式, トラヒック制御, ソフトウェア無線技術などの研究に従事。情報理論とその応用学会, IEEE, 小型衛星研究会, 日本信頼性学会各会員。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞, 平 11, 13 本会通信ソサイエティ功労感謝状受賞。