

ノンコヒーレントカオス通信システムのための カオスダイナミクスの分離を利用した誤り訂正手法の評価 Evaluation of Error-Correcting Method Using Separation of Chaotic Dynamics for Noncoherent Chaos Communications

荒井伸太郎[†]

西尾芳文[‡]

山里敬也^{††}

[†]香川高等専門学校

[‡]徳島大学

^{††}名古屋大学

Shintaro ARAI[†]

Yoshifumi NISHIO[‡]

Takaya YAMAZATO^{††}

[†]Kagawa National College of Technology

[‡]Tokushima University

^{††}Nagoya University

1 はじめに

カオスは非周期的であり、理論的には無限周期の系列を生成する事ができる。また、極めてシンプルなモデルからもカオス系列は生成可能であり、ダイナミクスと正確な初期値が与えられれば、指定した先の値を決定する事ができる。このような様々な特徴を活かして、現在、カオスを工学システムに応用する研究が盛んに行われている。特に、カオスを利用した通信システムは、その代表的な応用の1つである [1]– [7]。中でも、カオス系列によって変調された信号のみを用いて復調を行うノンコヒーレントカオス通信システムは、カオスの特徴を活かした独特の通信システムとして知られている。ノンコヒーレントシステムを用いた手法としては、Differential chaos shift keying (DCSK) [1] と Optimal Receiver [2] が有名である。さらに、効率的なアルゴリズムを用いて、Optimal Receiver と同等もしくはそれに近い特性を有する Suboptimal receiver の開発も重要視されている [3]。

私達はこれまでの研究で、ノンコヒーレントカオス通信システムのための、カオスダイナミクスに基づく誤り訂正手法を提案した [7]。一般的なカオス通信システムでは、送信機で2値データ (1 or 0) をある一定の長さのカオス系列で変調し、受信機でその長さごとに復調を行う。この時、受信機は、各データの変調に用いられたカオス系列のみを用いて復調を行っており、そのデータの前後のカオス系列は考慮していない。私達は、このデータの前後のカオス系列を同一のダイナミクスから生成された連続するカオス系列として捉え、これを誤り訂正に用いると

いう着想に至った。

ここで、文献 [7] で提案した誤り訂正手法のコンセプトについて説明する。今、同一のカオス写像から生成された連続する2つのカオス系列を考える。この時、2つ目のカオス系列の初期値は、1つ目のカオス系列の最後の値から生成された値となる。もし、この2つのカオス系列を結合したとすると、同じカオスダイナミクスを持つ1つの連続するカオス系列として見なす事ができる。この特徴は、データを正確に復調するための受信機への付加情報として利用できる。まず、送信機側では各データごとに異なるカオス写像を割り当てておき、その写像から生成されるカオス系列を変調に用いる。そして、復調されたデータが正しいかどうかの確認は、受信機側で復調されたデータの前後のカオス系列が、自身と同一のカオスダイナミクスで生成された連続するデータか否かを解析することによって可能である。この誤り訂正手法は、送信信号が持つカオスダイナミクスの解析のみを用いて行うため、一般的な誤り訂正で用いる冗長ビットや系列を新たに付け加える必要がないことも特徴の一つである。本手法を用いてコンピュータシミュレーションを行い、従来手法 (誤り訂正無し) と比較した結果、ビット誤り率 (BER) 特性において、1 ~ 1.5dB の利得を得る事ができた。この結果から、カオスダイナミクスがカオス通信システムの信号復調に、多大な影響を与える事が分かった。

本研究では、カオスダイナミクスの特徴にさらに着目し、カオスダイナミクスの分離を利用した誤り訂正手法を提案する。具体的には、送信機側でカオス系列の順序を故意に並び替えることで、カオス系列が持つダイナミクスを分離させる。そして受信機

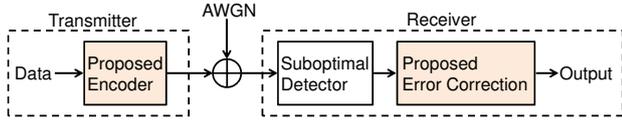


図 1: 提案する誤り訂正手法を用いた CSK 通信システム.

Ex. $N=2, K=4, \text{Data}=(1, 0, 0, 1), U=2, V=2$

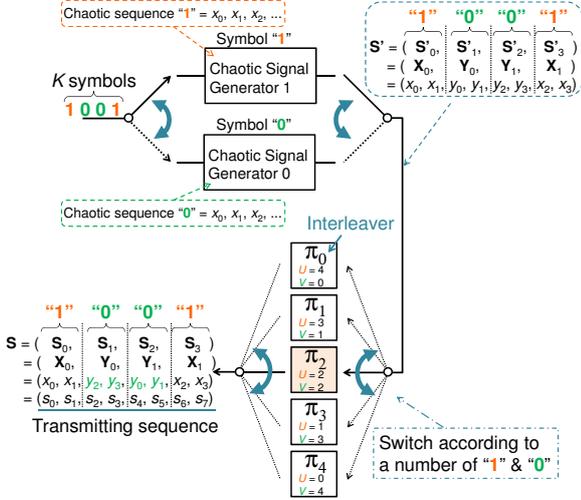


図 2: 提案する送信機の動作 (例: $N = 2, K = 4$).

側では、それを元に戻す動作(再構成)を行い、再構成された系列のカオスダイナミクスを解析する事によって誤り訂正を行う。つまり、カオスダイナミクスの分離と再構成を信号復調の際の付加情報として利用する。本論文では、提案する誤り訂正手法の動作について述べ、コンピュータシミュレーションによる BER 特性の評価を行う。

2 システムモデル

図 1 に、提案する誤り訂正手法を用いた CSK 通信システムのブロック図を示す。各ブロックの詳細を以下に記す。

2.1 送信機

送信機では、2 値データをカオス写像によって生成されたカオス系列を用いて変調する。本研究では、カオス写像に、式 (1) で表される Skew Tent Map を用いる。

$$x_{i+1} = \begin{cases} \frac{2x_i + 1 - a}{1 + a} & (-1 \leq x_i \leq a), \\ \frac{-2x_i + 1 + a}{1 - a} & (a < x_i \leq 1). \end{cases} \quad (1)$$

ここで、 $i = 0, 1, \dots, N-1$, a は Skew Tent Map の頂点を表すパラメータである。

本研究では、カオスを利用したデジタル変調方法として知られている、Chaos Shift Keying (CSK) を基に変調器を設計する。図 2 に本研究で提案する送信機のモデルを示す。このモデルでは受信機側で誤り訂正を行うため、 K 個の 2 値データを、 K 個の信号

ブロックとして伝送する ($K : 0, 1, \dots, j, \dots, K-1$)。ここで、変調器の動作について説明する。まず、送信データに従って、カオス信号生成器(カオス写像)が選択される。今、式 (1) の Skew Tent Map を $f^{(i)}(x_i)$ とすると、データ “1” が送られるときは $f^{(i)}(x_i)$ が用いられ、データ “0” が送られるときは $g^{(i)}(x_i) (= -f^{(i)}(x_i))$ が用いられる。送信されるデータ “1” と “0” の総数をそれぞれ U, V と置くと、2 値データそれぞれの信号ベクトル \mathbf{X}_u と \mathbf{Y}_v は以下のように表される。

データ “1” が送られる時、

$$\mathbf{X}_u = (x_\alpha, f^{(1)}(x_\alpha), \dots, f^{(i)}(x_\alpha), \dots, f^{(N-1)}(x_\alpha)). \quad (2)$$

データ “0” が送られる時、

$$\mathbf{Y}_v = (y_\alpha, g^{(1)}(y_\alpha), \dots, g^{(i)}(y_\alpha), \dots, g^{(N-1)}(y_\alpha)). \quad (3)$$

ここで、 $u = 0, 1, \dots, U, v = 0, 1, \dots, V, x_\alpha$ は j 番目のデータが “1” の時の初期値、 y_α は j 番目のデータが “0” の時の初期値、 N は 1 ビットあたりのカオス系列長を表している。 K 個のデータが送信される時、データ量は $K \times N$ となる。つまり、提案手法の 1 ビットあたりのデータの量は、一般的な CSK システムのそれと同じである。

初期値は、信号ブロックを作る際、ランダムに決定され、その値は、各カオス信号生成器で異なる。加えて、 j 番目の系列の初期値は、1 つ前でなおかつ j 番目のデータと同じデータの系列の最後の値から生成された値を使用する。例として、 $N = 2, K = 4$, 送信データブロックが (1, 0, 0, 1) の場合を考える (図 2 参照)。この場合、信号ベクトル $\mathbf{S}' = (\mathbf{S}'_0, \mathbf{S}'_1, \dots, \mathbf{S}'_{K-1})$ は以下のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{S}' &= (\mathbf{S}'_0, \mathbf{S}'_1, \mathbf{S}'_2, \mathbf{S}'_3) \\ &= (\mathbf{X}_0, \mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_1, \mathbf{X}_1) \\ &= (x_0, x_1, y_0, y_1, y_2, y_3, x_2, x_3). \end{aligned} \quad (4)$$

ご覧の通り、3 番目と 2 番目のデータの初期値が、それぞれ 0 番目と 1 番目のデータの最後の値から生成されていることが確認できる。

さらに本研究では、カオスダイナミクスを分離させるために、信号ブロックをインターリーバー π_k ($k : 0, 1, \dots, K$) を用いて、各データ間でカオス系列を入れ替える。ここで、インターリーバーの初期条件と動作について説明する。インターリーバーが持つ系列入れ替えパターンは、送信データ “1” と “0” の総数によって異なる。そのため、事前に、 $K+1$ 個のインターリーバーを用意する必要がある。また、本研究では、各インターリーバーの入れ替えパターンはランダムに決定する。ただし、各インターリーバーのパターンと同一のパターンは他のインターリーバーでは用いない。加えて、インターリーバーは各データの信号ベクトルのみを入れ替える。つまり、各信号ベクトル内の系列の順番は変化しないことに注意

表 1: インタリーバー (π_k) のパターン例: $K = 4$.

	各データの 総数	Before	After
π_0	$U = 4$	$\mathbf{X}_0, \mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \mathbf{X}_3$	$\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_3, \mathbf{X}_0, \mathbf{X}_2$
	$V = 0$	–	–
π_1	$U = 3$	$\mathbf{X}_0, \mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2$	$\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_0, \mathbf{X}_2$
	$V = 1$	\mathbf{Y}_0	\mathbf{Y}_0
π_2	$U = 2$	$\mathbf{X}_0, \mathbf{X}_1$	$\mathbf{X}_0, \mathbf{X}_1$
	$V = 2$	$\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_1$	$\mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_0$
π_3	$U = 1$	\mathbf{X}_0	\mathbf{X}_0
	$V = 3$	$\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2$	$\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_2, \mathbf{Y}_1$
π_4	$U = 0$	–	–
	$V = 4$	$\mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_2, \mathbf{Y}_3$	$\mathbf{Y}_2, \mathbf{Y}_0, \mathbf{Y}_3, \mathbf{Y}_1$

する。例として、表 1 に、 $K = 4$ の時のインタリーバーのパターン例を示す。変調器の動作として、まず、送信される各データの総数を数え、その数に対応するインタリーバーを選ぶ。送信データブロックが $(1, 0, 0, 1)$ の場合、“1” と “0” の数がそれぞれ 2 であるので、 π_2 が選択される (図 2 参照)。ゆえに、送信信号ベクトル $\mathbf{S} (= \mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \dots, \mathbf{S}_{K-1})$ は以下のように表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{S} &= (\mathbf{S}_0, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2, \mathbf{S}_3) \\ &= (\mathbf{X}_0, \mathbf{Y}_1, \mathbf{Y}_0, \mathbf{X}_1) \\ &= (x_0, x_1, y_2, y_3, y_0, y_1, x_2, x_3) \\ &= (s_0, s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6, s_7). \end{aligned} \quad (5)$$

ご覧の通り、表 1 の π_2 に従って、 \mathbf{Y}_0 の位置と \mathbf{Y}_1 の位置が入れ替わっている事が確認できる。

2.2 伝送路

本研究では、伝送路でのノイズに相加性白色ガウス雑音 (additive white Gaussian noise: AWGN) を用いる。ゆえに、受信系列は、 $\mathbf{R} = (r_0, r_1, \dots, r_{KN-1}) = \mathbf{S} + \text{AWGN}$ と書く事ができる。

2.3 受信機

受信機では、受信系列からデータの復調を行い、その後、誤り訂正を実行する。本研究では、ノンコヒーレントカオス通信システムを考えているため、受信機は送信機で用いたカオス写像を記録している。しかしながら、送信機側で生成したカオス系列の初期値は記録されていない。つまり、送受信機間で同一のカオス系列を生成する事はできないことを意味する。提案する誤り訂正手法の動作については、次の章で詳しく述べる。

3 カオスダイナミクスの分離を用いた誤り訂正手法

図 3 に、本研究で提案する受信機とその動作を示す。この図が示すように、提案する誤り訂正手法は

主に、Suoptimal 検出器とカオスダイナミクスに基づく誤り訂正で構成されている。以下に、それぞれの動作について記す。

3.1 Suboptimal 検出器

まず初めに、受信機は、受信された系列を 1 ビットごと (長さ N ごと) に区切り、その区切られた各受信ブロックから、データをノンコヒーレント検出によって復調する。本研究では、ノンコヒーレント検出として、私達がこれまでに提案した Suboptimal 検出アルゴリズムを用いる [7]。この Suboptimal 検出器は、送信機側で用いたカオス写像と受信ブロックとの最短距離を計算することでデータの検出を行う。最短距離の計算は、受信ブロックが持つ N_d 個の連続する系列 \mathbf{R}'_i とカオス写像を N_d 次元スペースで表したもので行う ($N_d: 2, 3, \dots$)。ここで、 \mathbf{R}'_i は以下の式で定義される。

$$\mathbf{R}'_i = (r_{\alpha+i}, r_{\alpha+i+1}, \dots, r_{\alpha+i+N_d-1}). \quad (6)$$

また、本研究ではカオス写像に Skew Tent Map を用いており、これを N_d 次元スペースで表すと、そのスペース上に存在する直線の総数 L は以下の式で表すことができる。

$$L = 2^{N_d-1}. \quad (7)$$

送信機から 2 値データが送られてくる場合、各データに対応するカオス写像の N_d 次元スペースが 2 種類必要となる。ここで、データ “1” の N_d 次元スペースを用いて、最短距離の計算方法について述べる。最短距離は、図 4 に示すように、ベクトルの内積を利用して計算することができる。今、 N_d 次元スペース上にある L 本の直線の中で、 \mathbf{R}'_i と最も近い l 番目の直線に注目し、この直線上にある \mathbf{R}'_i と最も近い点 (最短点) を \mathbf{P}_l と置く (図 4 参照)。ここで、 l 番目の線分の両端をそれぞれ \mathbf{P}'_l と \mathbf{P}''_l とすると、 \mathbf{P}_l は以下の式で計算することができる。

$$\mathbf{P}_l = (\mathbf{u}_l \cdot \mathbf{v}_l) \mathbf{u}_l + \mathbf{P}'_l, \quad (8)$$

$$\text{unit vector } \mathbf{u}_l = \frac{\mathbf{P}''_l - \mathbf{P}'_l}{\|\mathbf{P}''_l - \mathbf{P}'_l\|}, \quad (9)$$

$$\mathbf{v}_l = \mathbf{R}'_i - \mathbf{P}'_l. \quad (10)$$

同様に、データ “0” の場合も計算可能である (最短点を \mathbf{Q}_l と置く)。各データの最短点は、受信ブロック内の全ての系列を用いて計算される。ゆえに、最短距離の計算は以下の式で表すことができる。

$$\sum D_1 = \sum_{i=0}^{N-N_d} \min_l \|\mathbf{P}_l - \mathbf{R}'_i\|. \quad (11)$$

$$\sum D_0 = \sum_{i=0}^{N-N_d} \min_l \|\mathbf{Q}_l - \mathbf{R}'_i\|. \quad (12)$$

最後にそれぞれの距離を比較し、 $\sum D_1 < \sum D_0$ であればデータ “1”、 $\sum D_1 > \sum D_0$ であればデータ

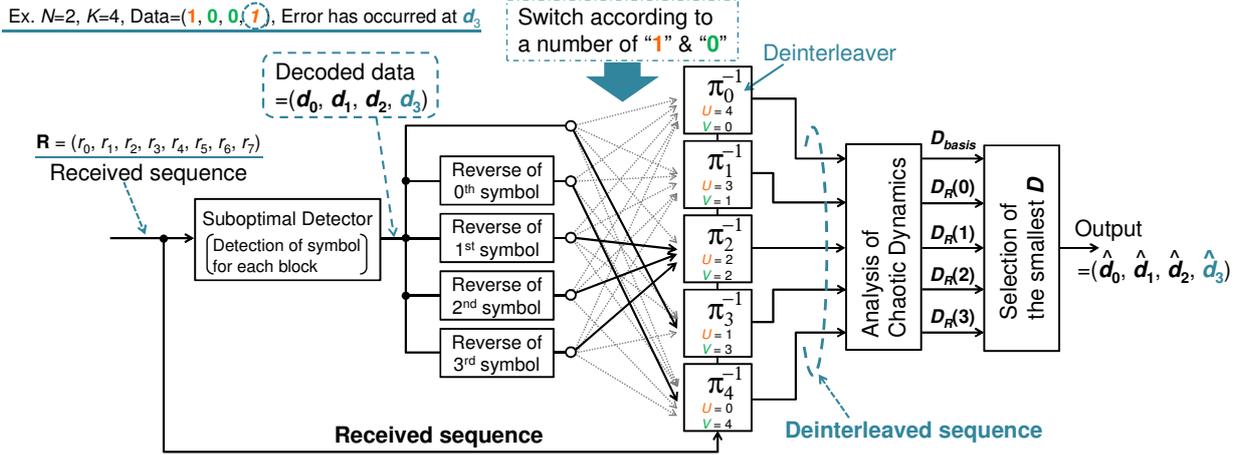


図 3: 提案する受信機の動作 (例: $N = 2, K = 4$).

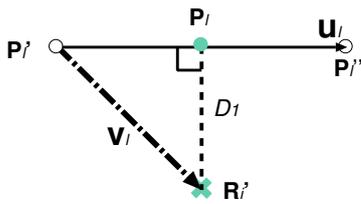


図 4: 最短距離の計算.

“0” と判定する.

3.2 提案する誤り訂正手法の動作

各受信ブロックごとのデータを復調後、受信機は誤り訂正を実行する. 簡単のため、図 2 で示した送信機と同じ仮定で動作説明を行う. 本研究では、提案手法を用いて 1 ビットの誤り訂正を行う. ここで、誤り訂正の動作説明のため、3 番目のデータ (d_3) だけで誤りが生じたと仮定する.

まず初めに、受信機は復調されたデータに基づいて受信系列をソート、つまり、データ “1” と “0” の系列に分類する. さらに、受信機は復調されたデータ “1” と “0” の数をそれぞれ数え、デインターリーバー π_k^{-1} を選択する. デインターリーバーは、送信機側のインターリーバーによって並び替えられた系列を元に戻す (再構成) 動作を行う. ただし、送信されたデータ “1” と “0” の数と、復調されたそれとが一致した場合のみ、元の系列に戻ることができる. 今、 d_3 で誤りが生じたと仮定しているため、復調されたデータはそれぞれ “1” が 1 つ、“0” が 3 つである. ゆえに、 π_3^{-1} が選択される. ここで、データ “1” のデインターリーブされた系列を \mathbf{M} 、データ “0” のそれを \mathbf{N} とすると、それぞれの系列は以下の式で表すことができる.

$$\mathbf{M} = (m_0, m_1, \dots, m_{C_1-1}). \quad (13)$$

$$\mathbf{N} = (n_0, n_1, \dots, n_{C_0-1}). \quad (14)$$

ここで、 C_1 と C_0 は、それぞれ \mathbf{M} と \mathbf{N} の総数を表

している.

受信機はさらに、デインターリーブされた系列 \mathbf{M} と \mathbf{N} のカオスダイナミクスを解析する. カオスダイナミクスの解析のため、本研究ではデータの復調に用いた Suboptimal 検出アルゴリズムを利用する. すなわち、カオス写像の N_d 次元スペースとデインターリーブされた系列 (\mathbf{M} & \mathbf{N}) との最短距離を計算する. 本研究では、復調されたデータに従ってデインターリーブされた系列から計算される最短距離を、参照距離 D_{basis} と定義し、以下のように計算する.

$$D_{basis} = GoD_1(\mathbf{M}) + GoD_0(\mathbf{N}). \quad (15)$$

ここで、 $GoD_1(\mathbf{M})$ はデータ “1” の N_d 次元スペースと \mathbf{M} との最短距離、 $GoD_0(\mathbf{N})$ はデータ “0” の N_d 次元スペースと \mathbf{N} との最短距離をそれぞれ表しており、以下の式で表すことができる.

$$GoD_1(\mathbf{M}) = \sum_{i=0}^{C_1-N_d} \min_l \|\mathbf{P}_l - \mathbf{M}'_i\|. \quad (16)$$

$$GoD_0(\mathbf{N}) = \sum_{i=0}^{C_0-N_d} \min_l \|\mathbf{Q}_l - \mathbf{N}'_i\|. \quad (17)$$

次に、受信機は、 j 番目のデータで誤りが生じたと仮定し、図 5 に示すように、そのデータを反転させ、それに基づいて系列のソートを行う. そして、反転させたデータとそれ以外データに従ってデインターリーバーを選択する. 例として、 $j = 0$ 番目のデータを考える. 今、 d_3 で誤りが生じたと仮定しているため、復調されたデータは (1, 0, 0, 0) である. 0 番目のデータは “1” であるので、反転させたデータは “0” となる. この時、データ “1” の数は 0、“0” の数は 4 となるため、図 5 中の π_4^{-1} が選択される. これを $j = 0$ から $K - 1$ までの全てのデータで行う. このデインターリーブされた系列を用いて、 j 番目のデータを反転させた時の最短距離 $D_R(j)$ を以下のように計算する.

$$D_R(j) = GoD_1(\mathbf{M}^{(j)}) + GoD_0(\mathbf{N}^{(j)}). \quad (18)$$

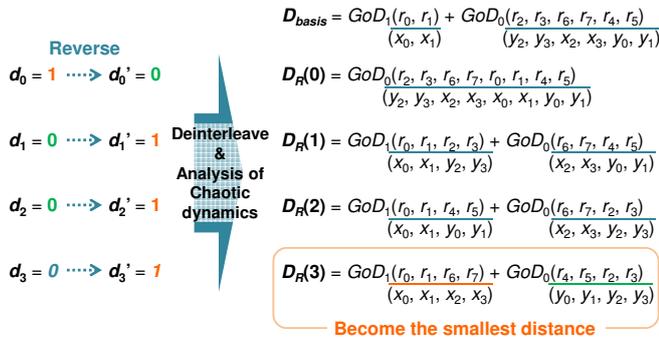


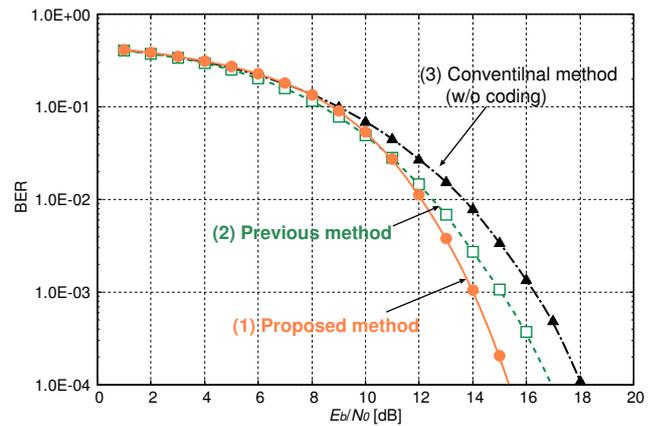
図 5: $D_R(j)$ の計算と最短距離の選択.

ここで、 $M^{(j)}$ と $N^{(j)}$ は、 j 番目のデータを反転させた時の M と N をそれぞれ表している。

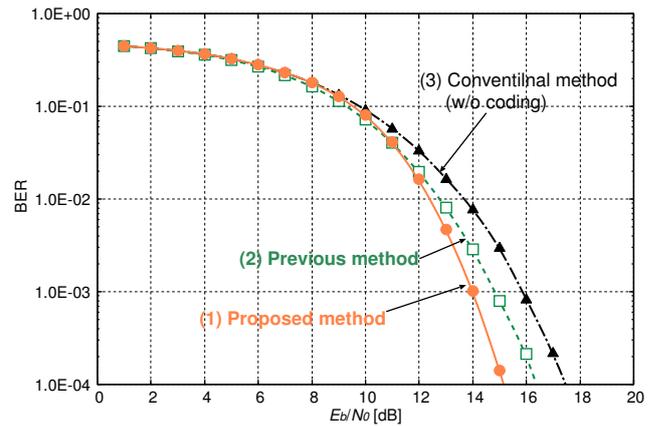
最後に受信機は、計算された全ての距離 (D_{basis} , $D_R(0)$, $D_R(1)$, \dots , $D_R(K-1)$) の中で最も小さい値を選び、それに従って誤り訂正を行う。もし受信機が、最初の Suboptimal 検出器で誤り無く復調できたとすると、 $D_R(j)$ は D_{basis} よりも大きな値となる。ゆえに、 D_{basis} が最も小さくなった場合は、最初に復調されたデータがそのまま出力される。一方、もし最初の Suboptimal 検出器で誤りが生じたとすると、 $D_R(0)$ から $D_R(K-1)$ の中のどれか1つが D_{basis} よりも小さな値となる。この時、最も小さな値となる $D_R(j)$ を選ぶことで、 j 番目のデータの訂正を行うことができる。例として、図5を用いて説明する。今、 d_3 で誤りが生じたと仮定しているため、この図の中で最も小さな値になるのは $D_R(3)$ である。これは、図中に記すように、 $j = 3$ 番目のデータを反転させ、デインターリーブされた各系列が、送信機側で生成された元のカオス系列と同じ並びになっているためである。つまり、送受信期間で、同一のカオスダイナミクスを持つ系列を再構成できたことにより、計算された全ての距離の中で、 $D_R(3)$ が最も小さい値となる。ゆえに、受信機は3番目のデータで誤りが生じていたことを検出できる。

4 シミュレーション結果

提案した誤り訂正手法の性能を、コンピュータシミュレーションによって評価する。シミュレーション諸元を以下に記す。送信機側において、Skew Tent Map の頂点 a を 0.05、送信機から送られる信号ブロック数 K を 16 とする。受信機側において、最短距離の計算のために、カオス写像の4次元スペース ($N_d = 4$) を用いる。また、送受信機で用いるインターリーバーとデインターリーバーの数は、それぞれ $K+1 = 17$ となる。さらに、受信機で行う誤り訂正は1ビットの訂正のみを行う。以上の諸元に基づき、本研究では2種類のシミュレーションを行う。一つ目は、データを 10^4 ビット送信し、カオス系列長 N を一定にした時の E_b/N_0 に対する BER を求める。二つ目は、同じくデータを 10^4 ビット送信し、 E_b/N_0



(a) $N = 4$.



(b) $N = 8$.

図 6: BER vs. E_b/N_0 ($K = 16$ and $N_d = 4$).

を一定にした時の N に対する BER を求める。

図6(a)と(b)に、 N を一定にした時の E_b/N_0 に対する BER 特性の結果を示す(図6(a): $N = 4$, (b): $N = 8$). 各図には、3種類のシミュレーション結果を表示している: (1) 提案する誤り訂正手法、(2) これまでに提案した誤り訂正手法(文献[7]の手法)、(3) 従来手法(誤り訂正無し)。どちらの結果からも分かるように、提案する誤り訂正手法が最も良い特性を示している。従来手法と比較すると、BER 特性において、約2~2.5dBの利得を得られている事が確認できる。これは、文献[7]の手法よりも大きな利得である。ゆえに、インターリーバーとデインターリーバーによる、カオスダイナミクスの分離・再構成によって、誤り訂正能力が著しく向上したといえる。しかしながら、 E_b/N_0 が小さくなるにしたがい、わずかなではあるが、文献[7]の手法と提案手法のカーブが交差し、提案手法の特性が文献[7]の手法よりも悪くなっている箇所も見られる。これは、 E_b/N_0 が小さい領域ではカオス系列のエネルギーよりも、ノイズのエネルギーの方が支配的であるため、カオス系列が持つダイナミクス性もノイズによって埋もれてしまうことが原因の1つであると考えられる。そのため、デインターリーバーで元の系列に再構成したと

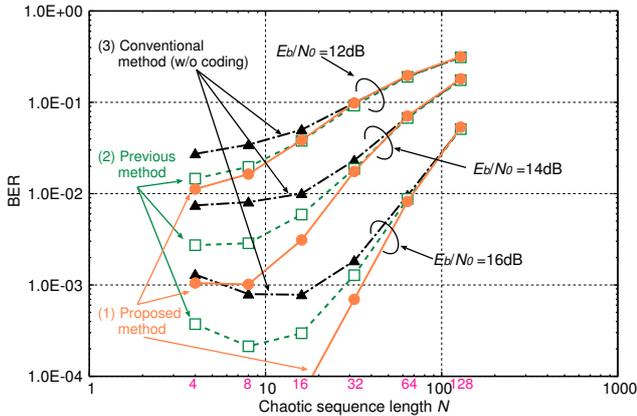


図 7: BER vs. N ($K = 16$ and $N_d = 4$).

しても、カオス系列のダイナミクスが失われているため、カオス写像と受信系列との最短距離の計算で差異が見られなくなったと推測している。また、ノイズが支配的な領域では、1度に誤るデータ数も1ビット以上であるため、デインターリーバーで元のカオス系列に再構成できず、誤ったデインターリーバーを選択してしまう事も考えられる。その結果、データを訂正前よりも過剰に誤ってしまったと考察している。

次に、 E_b/N_0 を一定にした時の N に対するBER特性を図7に示す。図6と同様、3種類のシミュレーション結果を表示している。また、一定にする E_b/N_0 は、12, 14, 16dBの3つを用いた。結果から、 N が小さい領域では、提案手法のBER特性が従来手法と比較して明らかに向上している事が分かる。特に、 $E_b/N_0 = 16$ の時、 N が16以下の領域では、提案手法のBER特性は 1×10^{-4} を下回っている。つまり、従来手法と比較して、提案手法のBERは一桁以上改善したと言える。ゆえに、この結果からも、提案手法が用いているカオスダイナミクスの分離・再構成の有効性が確認できたと考える。しかしながら、 N が大きくなるにつれて、3種類のシミュレーション結果に差異がほとんど見られなくなってしまった。この原因については以下のように考察する。提案手法及び文献[7]の手法では、2つ以上のカオス系列を結合して、1つの連続するカオス系列としている。この時、鍵となるのはその結合の境目である。カオスダイナミクスが連続していない2つの系列を結合し、ダイナミクスの解析、つまり最短距離の計算を行うと、結合した境目付近で計算された距離の値は非常に大きくなる。なぜなら、それぞれの系列が持つカオスダイナミクスが異なるため、互いにとって結合した系列はノイズと見なせるためである。ここで注意すべき事は、本研究では最短距離の計算に、カオス写像の4次元空間($N_d = 4$)を用いている点である。この場合、1回の最短距離の計算に用いる信号は4つである。つまり、 $N_d = 4$ の時、カオス系列の境目の解析において最も影響がでるのは、その

結合の前後2つずつの受信信号が使われる時である。これにより、 N が大きい領域では、1ビットあたりのカオス系列が長いこと($N \gg N_d$)、結合付近のカオスダイナミクスの解析による影響が無視されてしまい、誤り訂正がほとんど起こらなかったと考えている。ゆえに、1ビットあたりのカオス系列が長い場合での誤り訂正手法を考案することは今後の課題の1つである。

5 まとめ

本研究では、カオスが持つ特徴の1つであるカオスダイナミクスに着目し、カオスダイナミクスの分離を利用した誤り訂正手法を提案した。シミュレーションを行い、提案手法と訂正なしの従来手法と比較した結果、カオス系列長 N が小さい場合、BER特性において2～2.5dBの利得を得ることができた。ゆえに、カオスダイナミクスの分離と再構成は、誤り訂正に用いる付加情報として非常に効果的であると言える。

参考文献

- [1] G. Kolumbán, B. Vizvári, W. Schwarz, and A. Abel, "Differential chaos shift keying: A robust coding for chaos communication," *Proc. NDES'96*, pp. 87-92, Jun. 1996.
- [2] M. Hasler and T. Schimming, "Chaos communication over noisy channels," *Int. J. Bifurcation and Chaos*, vol. 10, no. 4, pp. 719-736, Apr. 2000.
- [3] M. Hasler and T. Schimming, "Optimal and suboptimal chaos receivers," *Proc. IEEE*, vol. 90, Issue 5, pp. 733-746, May 2002.
- [4] L. E. Larson, J-M. Liu, L. S. Tsimring, *Digital Communications Using Chaos and Nonlinear Dynamics*, Springer, 2006.
- [5] W. M. Tam, F. C. M. Lau and C. K. Tse, *Digital Communications with Chaos*, Elsevier Science & Technology, 2006.
- [6] J. C. Fang and C. K. Tse, *Reconstruction of Chaotic Signals with Applications to Chaos-Based Communications*, Tsinghua University Press and World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 2008.
- [7] S. Arai, Y. Nishio and T. Yamazato, "Error-Correcting Scheme Based on Chaotic Dynamics and its Performance for Noncoherent Chaos Communications," *NOLTA, IEICE*, vol. 1, no. 1, pp. 196-206, Oct. 2010.