

# 無線フィードバック制御における制御情報の取捨選択に基づく 適応誤り訂正符号化手法

三輪 洋祐<sup>†a)</sup>      小林健太郎<sup>††</sup>      岡田 啓<sup>††</sup>      片山 正昭<sup>††</sup>

Adaptive Channel Coding Scheme Based on Selection of Control Information  
for Wireless Feedback Control

Yosuke MIWA<sup>†a)</sup>, Kentaro KOBAYASHI<sup>††</sup>, Hiraku OKADA<sup>††</sup>,  
and Masaaki KATAYAMA<sup>††</sup>

あらまし 本論文では、無線フィードバック制御において、誤り訂正符号の適用による制御品質の向上を目的とする。誤り訂正符号化を行うことでビット誤り率を低減できる。しかし、ビットレートが制限される条件下では、誤り訂正符号の冗長により制御情報の伝送周期が増加し、これが制御品質劣化の新たな要因となる。そこで、本論文では、伝送周期の増加を避けるために、伝送する情報量を削減し、代わりに削減した分だけの冗長を付加する誤り訂正符号化手法を提案する。この手法では、フィードバック制御における状態オブザーバの誤差共分散に基づき、適応的に削減する情報量及び符号化率を決定する。計算機シミュレーションにより、提案手法は、誤り訂正符号化前の伝送周期を維持しながら制御品質を向上させることを示す。

キーワード 無線制御, 誤り訂正符号化, 状態オブザーバ, フィードバック制御, 制御通信

## 1. ま え が き

工場オートメーションやプロセス監視・管理システム、スマートグリッドの実現において、有線に比べ柔軟性が高いことから無線制御への関心が高まっている [1], [2]。無線制御を用いることにより、配線を除去できることから、移動体・回転体の制御の容易化、配線の組み換えコスト・時間の削減、遠隔制御による操縦者の安全性の向上などの利点があるためである。しかしながら、無線制御では、操作量や観測量の伝送において、通信路誤りや伝送遅延が生じ、制御品質が劣化してしまうという欠点がある [3], [4]。無線制御の産業分野への応用において、これらを原因とする制御品質の劣化をいかに抑えるかが課題となる。この課題に対して、既存研究における制御側からのアプローチで

は、通信路誤りを考慮した予見制御 [5] や予測制御 [6], LQ 制御 [7], カルマンフィルタ [8] が提案されている。一方、通信側からのアプローチでは、制御対象の状態に応じた適応変調 [9] や ARQ [10], [11] が提案されている。制御側と通信側の二つのアプローチがある中で、本論文では、通信側からのアプローチとなる前方誤り訂正符号をフィードバック制御システムに適用することを考える。

誤り訂正符号を適用することで通信路誤りの影響を低減できる。結果として、制御品質は向上する。しかし、利用可能な帯域幅の制限によりビットレートが制限される条件下では、誤り訂正符号の適用により冗長ビットが増えた分だけ伝送周期の増加が生じ、制御品質に影響を与えてしまう。伝送周期が増加した分だけ制御対象への操作量の入力や制御対象からの状態フィードバックに遅延が生じ、制御対象が外乱の影響を強く受けてしまうからである。このように誤り訂正符号適用による通信路誤りの影響低減に伴う制御品質の向上と伝送周期の増加に伴う制御品質の劣化の間にはトレードオフの関係が発生する。そのため文献 [12] では、制御品質に応じて符号化率を切り替える適応誤り訂正符号が提案されている。通信路誤りと伝送周期

<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  
Dept. of Electrical Engineering and Computer Science,  
Graduate School of Engineering, Nagoya University, Furo-  
cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603 Japan

<sup>††</sup> 名古屋大学未来材料・システム研究所, 名古屋市  
Institute of Materials and Systems for Sustainability, Nagoya  
University, Furo-cho, Chikusa-ku, Nagoya-shi, 464-8603  
Japan

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

の増加の間のトレードオフを考慮して符号化率を切り替えるような誤り訂正符号の適用により、制御品質の向上を実現している。

しかし、この手法における問題点として符号化率の切り替えに伴う伝送周期の変動が挙げられる。伝送周期の変動によって、一般に制御周期一定として設計される制御器の最適化が困難になってしまう [13]。また、複数機器の制御において、各機器が割り当てられたタイムスロット内で順に通信を行う状況では、ある機器の伝送周期の変動が他の機器の通信に影響を与えてしまうことが考えられる。

そこで、本論文では、伝送周期の増加や変動を伴わないような誤り訂正符号の適用方法を提案する。冗長付加による伝送周期の増加を避けるために、伝送する情報量を削減し、削減した分だけの冗長を付加するような誤り訂正符号化を行う。フィードバック制御において、制御器は状態オブザーバを用いることにより、観測量として受信した一部の状態変数から制御に必要な他の状態変数を推定することが可能である。この点に着目し、観測量の伝送において、送信する状態変数を取捨選択することで情報量の削減を行う。また、情報の削減量、すなわち誤り訂正符号の冗長量を状態オブザーバの誤差共分散に基づき適応的に決定する。誤り訂正符号を適用する前の伝送周期を維持しながら、制御品質を向上させることを示す。

まず、2. において、本論文で扱う無線フィードバック制御システムについて述べる。3. では提案符号化手法の詳細を説明する。計算機シミュレーションによる提案符号化手法の制御品質評価を 4. に示す。最後に、5. において本論文をまとめる。

## 2. システムモデル

システムモデルを図 1 に示す。本論文では、制御対象、セレクトラ、状態オブザーバ、制御器からなるフィードバック制御システムを扱う。制御器側と制御対象側の間に無線通信路が介在している。制御対象は、状態方程式が次式で一般化される線形時不変システムとする。

$$\mathbf{x}[k+1] = \mathbf{A}\mathbf{x}[k] + \mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}[k] + \mathbf{w}[k], \quad (1)$$

ここで、時刻  $kT_s$  ( $T_s$ : サンプル周期,  $k = 0, 1, 2, \dots$ ) における制御対象の状態量を  $\mathbf{x}[k]$ 、制御対象へ入力された操作量を  $\hat{\mathbf{u}}[k]$  とする。状態量は、 $x_1, x_2, \dots, x_{N_x}$  の状態変数からなる  $N_x$  次元のベク

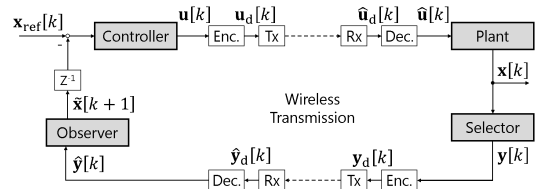


図 1 システムモデル  
Fig. 1 System model.

トル、操作量は、 $u_1, u_2, \dots, u_{N_u}$  の入力変数からなる  $N_u$  次元のベクトルである。A, B は、制御対象によって決定される係数であり、それぞれ、 $N_x \times N_x$ ,  $N_x \times N_u$  の行列である。ただし、(A, B) は可安定とする。また、 $\mathbf{w}[k]$  は制御対象に加わる外乱であり、平均 0、共分散行列  $\mathbf{W}$  の加法性ガウス雑音とする。

各時刻  $kT_s$  において、サンプリングされた  $\mathbf{x}[k]$  の  $N_x$  個の状態変数のうち、 $N_x - i$  個の状態変数をセレクトラにより選択する。ここで、 $i$  は削減する状態変数の要素数を表す。選択した状態変数を観測量  $\mathbf{y}[k]$  として、制御器側へフィードバックする。このようにフィードバックする状態変数を削減することは、次式で表される制御システムの観測行列  $\mathbf{C}_i$  を変更することに相当する。

$$\mathbf{y}[k] = \mathbf{C}_i \mathbf{x}[k], \quad (2)$$

ここで、 $\mathbf{C}_i$  は  $(N_x - i) \times N_x$  の観測行列である。 $\mathbf{C}_i$  の各行は一つの 1 を要素にもち、それ以外は 0 である。なお、 $\mathbf{C}_0$  は単位行列である。

制御器側では、受信した観測量をもとに後述の状態オブザーバにより次の時刻  $(k+1)T_s$  の状態量を予測し、操作量  $\hat{\mathbf{u}}[k+1]$  を以下の式で計算して制御対象側に送信する。

$$\hat{\mathbf{u}}[k+1] = \mathbf{K}(\mathbf{x}_{\text{ref}}[k+1] - \tilde{\mathbf{x}}[k+1]), \quad (3)$$

ここで、時刻  $(k+1)T_s$  における目標値を  $\mathbf{x}_{\text{ref}}[k+1]$ 、予測された状態量を  $\tilde{\mathbf{x}}[k+1]$  とする。また、 $\mathbf{K}$  は最適レギュレータゲインであり、状態量、操作量に対する重み行列をそれぞれ  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$  とすると、以下の評価関数  $J$  を最小化する [14]。ただし、(A, Q) は可観測、Q, R は正定値行列とする。

$$J = \mathbb{E} \left[ \sum_{k=0}^{\infty} (\mathbf{x}^T[k] \mathbf{Q} \mathbf{x}[k] + \mathbf{u}^T[k] \mathbf{R} \mathbf{u}[k]) \right]. \quad (4)$$

制御器から制御対象への操作量の送信、及び、制御

対象から制御器への観測量の送信において、操作量と観測量に含まれる各要素が  $L$  ビットのデジタル値へ線形量子化される。量子化された操作量と観測量は、それぞれ  $LN_u$  ビット、 $L(N_x - i)$  ビットのビット系列であり、誤り訂正符号化器へ入力される。受信側では、復号した操作量、観測量に 1 ビットでも誤りが含まれている場合は、パケットロスとして、その情報を破棄する。ここで、全てのビット誤りは検出できるものと仮定する。操作量と観測量の伝送は、1 サンプル周期内にそれぞれ 1 度だけ行われるものとし、その長さを超えるような伝送遅延は生じないものとする。操作量、観測量の伝送は記憶のない AWGN 通信路を仮定する。

操作量がパケットロスした場合、以下の入力を行う。

$$\hat{\mathbf{u}}[k] = \begin{cases} \mathbf{u}[k] & \text{if no packet loss,} \\ 0 & \text{otherwise.} \end{cases} \quad (5)$$

また、観測量がパケットロスした場合、状態オブザーバへの入力を行わない。なお、状態オブザーバとして文献 [8] のパケットロスが生じる場合のカルマンフィルタを用いる。カルマンフィルタでは、受信した観測量  $\hat{\mathbf{y}}[k]$  をもとにカルマンゲイン  $\mathbf{L}[k]$  の計算、観測更新、時間更新を以下のように行うことで、次時刻の状態量を予測する。

[Observer gain]

$$\mathbf{L}[k] = \tilde{\mathbf{P}}[k]\mathbf{C}_i^T(\mathbf{C}_i\tilde{\mathbf{P}}[k]\mathbf{C}_i^T + \mathbf{C}_i\mathbf{V}\mathbf{C}_i^T)^{-1} \quad (6)$$

[Measurement update]

(if no packet loss)

$$\hat{\mathbf{x}}[k] = \hat{\mathbf{x}}[k] + \mathbf{L}[k](\hat{\mathbf{y}}[k] - \mathbf{C}_i\hat{\mathbf{x}}[k]) \quad (7)$$

$$\hat{\mathbf{P}}[k] = (\mathbf{I} - \mathbf{L}[k]\mathbf{C}_i)\tilde{\mathbf{P}}[k] \quad (8)$$

(otherwise)

$$\hat{\mathbf{x}}[k] = \hat{\mathbf{x}}[k] \quad (9)$$

$$\hat{\mathbf{P}}[k] = \tilde{\mathbf{P}}[k] \quad (10)$$

[Time update]

$$\hat{\mathbf{x}}[k+1] = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}[k] + (1-\nu)\mathbf{B}\mathbf{u}[k] \quad (11)$$

$$\hat{\mathbf{P}}[k+1] = \mathbf{A}\hat{\mathbf{P}}[k]\mathbf{A}^T + \mathbf{W} + \nu(1-\nu)\mathbf{B}\mathbf{u}[k]\mathbf{u}^T[k]\mathbf{B}^T \quad (12)$$

ここで、 $\mathbf{V}$  は観測量に加わる量子化誤差の共分散行列、 $\mathbf{I}$  は  $N_x$  次元の単位行列、 $\nu$  は制御器-制御対象間の通信における平均パケットロス率である。また、 $\tilde{\mathbf{P}}[k]$  は

状態量の推定誤差  $(\mathbf{x}[k] - \hat{\mathbf{x}}[k])$  の共分散行列であり、カルマンフィルタを用いることで、そのトレースが最小化される。

### 3. 提案誤り訂正符号化手法

伝送周期の増加や変動を伴わない誤り訂正符号の適用手法を提案する。提案手法では、伝送する情報量の削減と削減した分だけの冗長を付加する誤り訂正符号の適用により、伝送周期の増加を避ける。本論文では、制御対象側から制御器側へ送信される観測量に着目する。制御器側では、状態オブザーバを用いることで、観測量として受信した一部の状態変数から操作量の計算に必要な他の状態変数を推定することができる。つまり、状態オブザーバにおける状態変数の推定に影響を与えぬよう送信する状態変数の要素数を削減できれば、その分の冗長を付加することで通信路誤りの影響を抑制できると期待される。

提案手法では、まず、制御対象側において  $\mathbf{C}_i$  に基づいて状態変数の削減を行い、観測量としてフィードバックする要素を決定する。そして、削減数に基づく符号化率で誤り訂正符号化を行い、制御器側に送信する。このとき、符号化率を  $R_c = (N_x - i)/N_x$  と設定することで、符号化された観測量のビット数と削減前の観測量のビット数が等しくなる。図 2 に提案手法における情報量の削減と冗長付加の例を示す。これにより伝送周期の増加を伴わない誤り訂正符号の適用を実現する。

提案手法を用いた場合、より多くの状態変数の要素数を削減すれば、より低い符号化率で誤り訂正符号化

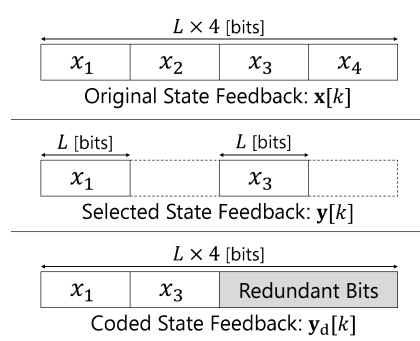


図 2 削減する要素数に基づく冗長付加 ( $N_x = 4, i = 2$  の場合)

Fig. 2 Attachment of redundant bits on the basis of the number of reduction. ( $N_x = 4, i = 2$ )

されるため、通信路誤りにより発生する状態オブザーバの推定誤差は低減される．一方、削減された状態変数による推定誤差は増大する．このことから、通信路誤りの影響と削減された状態変数の影響の両者を考慮して、推定誤差を最も低減可能な削減する要素のパターン、すなわち、 $\mathbf{C}_i$  を決定する必要がある．状態変数の選択基準を 3.1、削減する要素数の決定基準を 3.2 で述べる．

### 3.1 状態変数の選択基準

フィードバックする状態変数の削減を行う際に、同じ削減数であるならば、制御に大きな影響を与えるような状態変数を残すことが望ましい．そこで、制御理論に基づいた状態変数の選択基準を設ける．この選択基準には、必須条件と優先度が存在する．いずれの削減パターンにおいても、必須条件を満たさなければならない．ある削減する要素数  $i$  において必須条件を満たす削減パターンが複数存在する場合、優先度が最も高くなるものをその要素数における  $\mathbf{C}_i$  とする．これは、推定誤差を最も低減可能な  $\mathbf{C}_i$  を決定するのにかかる計算量を抑えるためである．以下の必須条件と優先度に基づき、削減する要素数  $i = 1, 2, \dots, N_x - 1$  にそれぞれ対応する  $\mathbf{C}_i$  を一意に決定する．

#### 必須条件

状態オブザーバで状態変数の推定を行う際、推定誤差が発散しないためには、以下の条件式で表される可観測性が成り立つ必要がある [15]．

$$\text{rank} \begin{bmatrix} \mathbf{C}_i \\ \mathbf{C}_i \mathbf{A} \\ \vdots \\ \mathbf{C}_i \mathbf{A}^{N_x-1} \end{bmatrix} = N_x \quad (13)$$

この条件にあてはまらない  $\mathbf{C}_i$  は削減パターンから除外する．

#### 優先度

式 (4) の評価関数における重み行列  $\mathbf{Q}$  によって優先度付けを行う．重み行列  $\mathbf{Q}$  は、それぞれの状態変数  $(x_1, x_2, \dots, x_{N_x})$  に対応した重み  $(q_1, q_2, \dots, q_{N_x})$  を対角成分にもつ行列であり、状態変数が操作量へ与える感度を示している．つまり、大きな重みをもつ状態変数は制御性能に大きな影響を与える．このような最適レギュレータの特徴に基づき、制御性能に大きな影響を与える状態変数を選択する ( $\mathbf{C}_i$  を選択する) 基準として行列  $\mathbf{Q}$  を用いる．そのため、選択された状

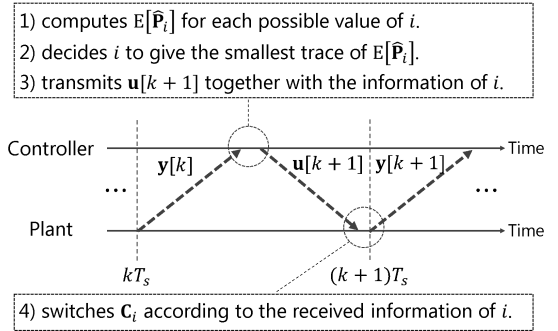


図 3 適応誤り訂正符号化のタイムチャート

Fig.3 Time chart of the adaptive channel coding scheme.

態変数に対応する重み  $q_n (n \in \{1, 2, \dots, N_x\})$  の総和が最も大きくなる削減パターンをその要素数における  $\mathbf{C}_i$  とする．

### 3.2 削減する要素数の決定基準

削減する状態変数の要素数の決定基準として、状態オブザーバの誤差共分散を用いる．誤差共分散を用いることで、通信路誤り、状態変数の削減の両者の影響を考慮することができる．

現時刻  $kT_s$  において、削減する要素数を  $i$  とした場合、制御器側で 1 サンプル先の誤差共分散の期待値は次式で計算できる．

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\hat{\mathbf{P}}_i] &= (1 - \lambda)(\mathbf{I} - \mathbf{L}[k+1]\mathbf{C}_i)\tilde{\mathbf{P}}[k+1] \\ &\quad + \lambda\tilde{\mathbf{P}}[k+1] \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、 $\lambda$  はセレクタ-オブザーバ間の平均パケットロス率である．制御器は、削減数の候補の中から、式 (14) の誤差共分散の期待値のトレースが最小となる  $i$  を削減数として決定する．

決定した削減数  $i$  の情報は操作量  $\mathbf{u}[k+1]$  に含めて制御対象側に送信する．制御対象側では受信した情報をもとに削減数を切り替える．これを 1 サンプルごとに繰り返す．ただし、操作量のパケットロスによって正しく情報が受信できなかった場合、切り替えは行われない．切替手順のタイムチャートを図 3 に示す．

## 4. 数 値 例

### 4.1 シミュレーション諸元

計算機シミュレーションにより、提案手法の制御品質評価を行う．制御対象には、図 4 に示す劣駆動システムの一例である回転型倒立振子を用いる．また、表 1 に示すリアルテック社製 RTC05 [16] に基づく物理

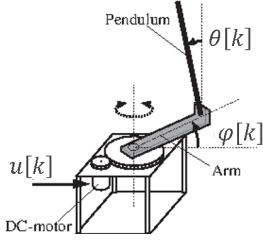


図4 回転型倒立振り子  
Fig.4 Rotary inverted pendulum.

表1 回転倒立振り子の物理パラメータ  
Table 1 Physical parameters of the rotary inverted pendulum.

振り子の質量	0.016[kg]
振り子の長さ	0.20[m]
アームの長さ	0.20[m]
アームの中心回りの慣性モーメント	0.0048[kgm <sup>2</sup> ]
モータートルク直流抵抗	8.3[Ω]
モータートルク定数	0.023[Nm/A, Vs/rad]
ギア比 (アーム:DC-モーター)	7.5 (120:16)
重力加速度	9.81[m/s <sup>2</sup> ]

パラメータを用いる。操作量  $\mathbf{u}[k]$  は、アームを駆動させる DC モーターへの入力電圧  $u[k]$  からなる  $N_u = 1$  次元のベクトルであり、 $\mathbf{u}[k] = [u[k]]^T$ 。また、状態量  $\mathbf{x}[k]$  は、振り子の角度  $\theta[k]$ 、角速度  $\dot{\theta}[k]$ 、アームの角度  $\varphi[k]$ 、角速度  $\dot{\varphi}[k]$  からなる  $N_x = 4$  次元のベクトルであり、 $\mathbf{x}[k] = [\theta[k] \varphi[k] \dot{\theta}[k] \dot{\varphi}[k]]^T$ 。式 (4) の重み行列  $\mathbf{Q}$ ,  $\mathbf{R}$  は、RTC05 の仕様書より、

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 10 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0.5 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{R} = [0.05]. \quad (15)$$

とする。これらは、文献 [12] と同じ値を用いている。

回転型倒立振り子の制御における制御目的は、振り子の直立を保ちつつ、アームの角度を目標値に一致させることである。初期状態は、振り子が直立し、アームが静止した状態 ( $\mathbf{x}[0] = [0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ ) とする。サンプリング周期を  $T_s = 0.01$ [s] とし、目標値としてアームの角度を与える。アームの角度の目標値は、 $-\pi/4$  [rad] と  $\pi/4$  [rad] に 5 秒ごとに切り替わる。

外乱  $\mathbf{w}[k]$  の分散値  $\sigma^2$  は簡単化のため全ての要素において等しいものとし、共分散行列  $\mathbf{W}$  を次式で与える。

$$\mathbf{W} = \text{diag}[\sigma^2 \ \sigma^2 \ \sigma^2 \ \sigma^2] \quad (16)$$

また、量子化ビット数が  $L$  ビットの場合、振り子と

アームの角度の分解能は共に  $\Delta_A = \pi/2^{L-1}$ [rad]、角速度の分解能は共に  $\Delta_V = 2\pi/2^{L-1}$ [rad/s] とする。状態オブザーバには、量子化誤差の共分散行列  $\mathbf{V}$  を次式で与える。

$$\mathbf{V} = \text{diag}[\Delta_A^2/12 \ \Delta_A^2/12 \ \Delta_V^2/12 \ \Delta_V^2/12] \quad (17)$$

状態変数の要素数を削減する場合、3.1 で述べたように、いずれの削減数  $i$  における観測量も式 (13) の可観測性の条件を満たす必要がある。回転型倒立振り子においては、アームの角度  $\varphi[k]$  を観測量として含むことで可観測性が成り立つ。また、重み行列  $\mathbf{Q}$  による優先度付けを行うと、各削減数  $i$  における観測量  $\mathbf{y}_i[k]$  は以下のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_0[k] &= \mathbf{C}_0 \mathbf{x}[k] = [\theta[k] \ \varphi[k] \ \dot{\theta}[k] \ \dot{\varphi}[k]]^T, \\ \mathbf{y}_1[k] &= \mathbf{C}_1 \mathbf{x}[k] = [\theta[k] \ \varphi[k] \ \dot{\theta}[k]]^T, \\ \mathbf{y}_2[k] &= \mathbf{C}_2 \mathbf{x}[k] = [\theta[k] \ \varphi[k]]^T, \\ \mathbf{y}_3[k] &= \mathbf{C}_3 \mathbf{x}[k] = [\varphi[k]]^T. \end{aligned} \quad (18)$$

このとき、対応する観測行列  $\mathbf{C}_i$  は以下のようになる。

$$\begin{aligned} \mathbf{C}_0 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{C}_2 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (19)$$

また、削減数  $i$  に基づき観測量  $\mathbf{y}_i$  に対応する符号化率  $R_c$  はそれぞれ、 $\{1, 3/4, 1/2, 1/4\}$  である。操作量の伝送においては、観測量に依らず符号化率  $R_c = 1/4$  を用いる。その他のシミュレーション諸元を表 2 に示す。

参考のため、図 5 に符号化率  $R_c = \{1, 3/4, 1/2, 1/4\}$  をそれぞれ用いた場合の  $E_b/N_0$  とパケットロス率の関係を示す。これから、より低い符号化率  $R_c$  で符号化するとパケットロスの発生を抑えられることが分かる。

1 回の試行内において、振り子の角度が  $\pm\pi/6$  [rad] の範囲を一度でも超えた場合、振り子が転倒したとみなす。評価指標には、振り子の転倒率とアームの角度誤差を用いる。転倒率は、全試行に占める転倒した試行の割合である。アームの角度誤差は、パケットロス、外乱、量子化誤差がない理想動作との 2 乗平均平方根誤

表 2 シミュレーション諸元  
Table 2 Simulation parameters.

外乱の分散値 $\sigma^2$	$10^{-8}$ [(rad) <sup>2</sup> , (rad/s) <sup>2</sup> ]
量子化ビット数 $L$	16 [bit]
通信路	AWGN
変調方式	BPSK
符号器	パンクチャド畳み込み符号
拘束長	3
生成多項式	$(5, 5, 7, 7)_g$
符号長	64 [bit]
符号化率 $R_c$	1/4, 1/2, 3/4, 1
復号器	軟判定ピタビ復号
試行時間	1000 [s]
試行回数	1000 [times]

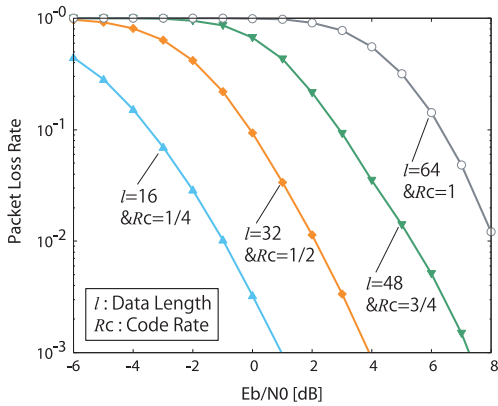


図 5  $E_b/N_0$  に対するパケットロス率  
Fig. 5 Packet loss rate vs.  $E_b/N_0$ .

差である。ただし、振子が転倒した試行は評価に含めない。以上の条件で、状態変数の要素数の削減を行わず誤り訂正符号化を用いない場合、削減数と符号化率を固定した場合、削減数と符号化率を状態オブザーバの誤差共分散に応じて切り替えた場合の評価を行う。

#### 4.2 制御品質評価

図 6, 図 7 に転倒率とアームの角度誤差の結果を示す。図中、 $y_0, y_1, y_2, y_3$  は、式 (18) の削減数  $i = 0, 1, 2, 3$  における観測量  $y_i[k]$  とそれぞれ対応しており、これらは、状態変数の要素数の削減を行わず誤り訂正符号化を用いない場合と削減数と符号化率を常に固定した場合の結果を表している。また、Adaptive channel coding は提案手法を表している。図 6, 図 7 より、削減する要素数と符号化率を固定した観測量  $y_3$  の場合、転倒率、角度誤差がともに最も大きな値となっていることが分かる。観測量  $y_3$  は、削減する要素数が最も大きい場合であり、推定誤差の原因として、削減された状態変数による推定誤差が  $E_b/N_0$  に依ら

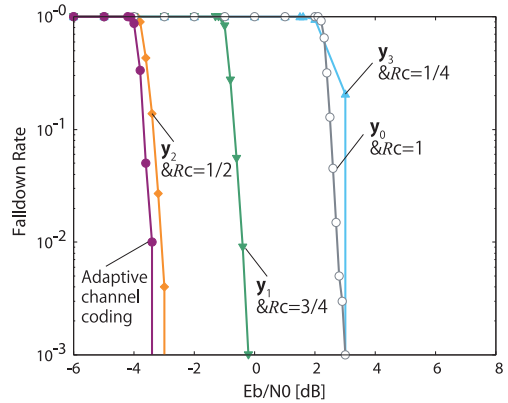


図 6  $E_b/N_0$  に対する振子の転倒率  
Fig. 6 Falldown rate vs.  $E_b/N_0$ .

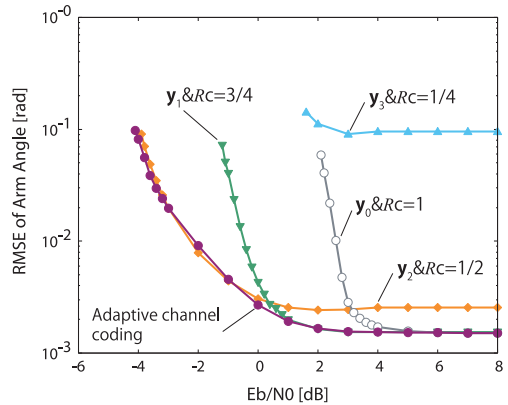


図 7  $E_b/N_0$  に対するアームの角度誤差  
Fig. 7 RMSE of arm angle vs.  $E_b/N_0$ .

ず支配的となっているためである。

その他の場合をみると、 $E_b/N_0$  が低い領域では、観測量  $y_2$  の場合、転倒率、角度誤差が最も小さい値となっていることが分かる。 $E_b/N_0$  が低い領域では、通信路誤りによる推定誤差の影響が増加する。そのため、より低い符号化率で符号化された観測量  $y_2$  が最も転倒率、角度誤差を抑えられたと考えられる。一方、図 7 より、 $E_b/N_0$  が高い領域では、要素数の削減を行わず無符号化の観測量  $y_0$  の場合、最も角度誤差を抑えられていることが分かる。 $E_b/N_0$  が高い領域では、削減された状態変数による推定誤差の影響が相対的に増加する。そのため、要素数の削減を行わない観測量  $y_0$  が最も角度誤差を抑えられる。

また、図 6, 図 7 のどちらにおいても、提案手法を用いた場合、 $E_b/N_0$  に依らず最も転倒率、角度誤差が小さい値となっていることが分かる。これは、削減す

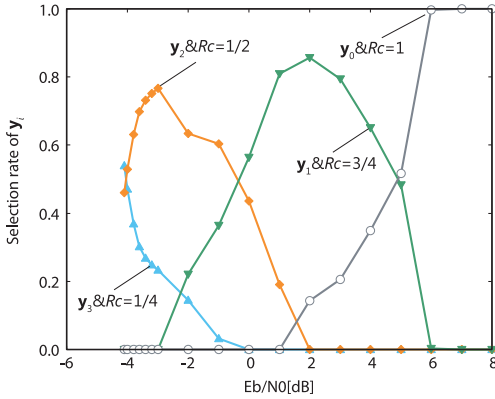


図 8 提案手法において各観測量  $y_i$  が選択された割合  
Fig.8 Selection rate of  $y_i$  in adaptive channel coding.

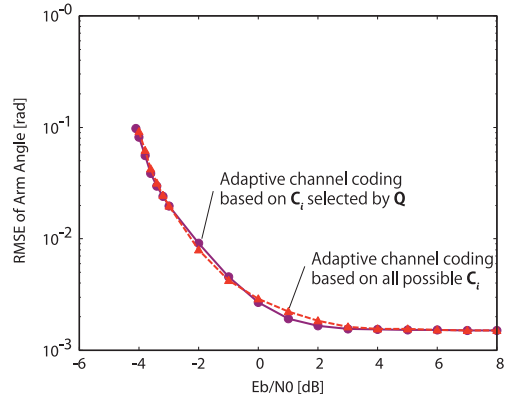


図 10 全てのとり得る削減パターンから  $C_i$  を選択した場合とのアームの角度誤差の比較  
Fig.10 Comparison of RMSE of the arm angle to adaptive channel coding based on all possible  $C_i$ .

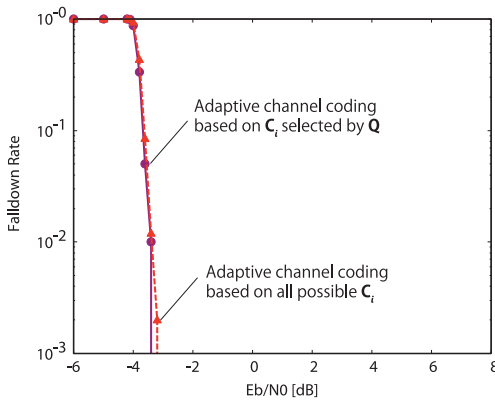


図 9 全てのとり得る削減パターンから  $C_i$  を選択した場合との振子の転倒率の比較  
Fig.9 Comparison of falldown rate to adaptive channel coding based on all possible  $C_i$ .

る要素数と符号化率の切り替えが推定誤差の原因である通信路誤りと削減された状態変数の間のトレードオフの関係を考慮して行われたためである。図 8 に提案手法を用いた場合、実際に各観測量  $y_i$  がどの程度の割合で選択されているのかを示す。なお、振子が転倒しなかった試行のみから割合を算出しているため、転倒率が 1 の領域ではグラフが途切れている。これより、低い  $E_b/N_0$  の領域ほど、削減する要素数が多く、符号化率が低い観測量が選択され、高い  $E_b/N_0$  の領域ほど、削減する要素数が少なく、符号化率が高い観測量が選択されていることが分かる。これにより、提案手法を用いる場合、単にいずれかの観測量  $y_i$  のみを用いるよりも、状態オブザーバにおける推定誤差が低減される。

### 4.3 状態変数の選択基準の評価

3.1 で述べた、行列  $Q$  により優先度を与える手法の妥当性を示すために、行列  $Q$  による選択を行わずに全てのとり得る削減パターンから  $C_i$  を選択した場合との振子の転倒率及びアームの角度誤差の比較結果を図 9、図 10 に示す。これらの比較結果から分かるように、行列  $Q$  を用いて  $C_i$  を選択した場合でも同等の制御性能を示している。

## 5. む す び

本論文では、無線フィードバック制御において、誤り訂正符号の冗長付加に伴う伝送周期の増加を避けるために、伝送する情報量の削減と削減した分だけの冗長を付加する可変長な誤り訂正符号化手法を提案した。状態オブザーバの誤差共分散に基づき、削減する情報量、すなわち付加する冗長量を適応的に決定することで、制御品質を向上させる手法を提案した。計算機シミュレーションを用いた制御品質評価により、誤り訂正符号化を用いない場合や符号化率を固定した場合と比較し、提案符号化手法は伝送周期を増加させることなく制御品質を向上させることを示した。誤り訂正符号の適用の有無に依らず伝送周期が一定となることで制御周期一定とした制御器の最適化が適用できる利点がある。

謝辞 本研究を進めるに当たり、適切なアドバイスと有意義な議論を頂いた名古屋大学教養教育院山里敬也教授、名古屋大学工学研究科道木慎二教授に感謝する。

本研究の一部は、JSPS 科研費 (若手 (B))[15K21071]、及び住友財団環境研究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] X. Zhang, Q. Han, and X. Yu, "Survey on recent advances in networked control systems," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol.12, pp.1–13, Dec. 2015.
- [2] 河野隆二, 片山正昭, 原 晋介, "「制御」と「通信」の融合領域における研究開発と産業化をプロモートする「高信頼性制御通信研究会 (RRRC)」発足," *IEICE Fundamentals Review*, vol.2010-4, no.2, pp.143–146, Oct. 2010.
- [3] L. Zhang, H. Gao, and O. Kaynak, "Networked-induced constraints in networked control systems-A survey," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol.9, no.1, pp.403–416, Feb. 2013.
- [4] 小日向礼緒, 山里敬也, 片山正昭, "無線制御された回転型倒立振り子における伝送誤りの影響評価," *信学技報*, WBS2008-83, March 2009.
- [5] W. Zhang, J. Bae, and M. Tomizuka, "Modified preview control for a wireless tracking control system with packet loss," *IEEE Trans. Mechatronics*, vol.20, no.1, pp.299–307, Feb. 2015.
- [6] A. Onat, T. Naskali, E. Parlakay, and O. Mutluer, "Control over imperfect networks: model-based predictive networked control systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.58, no.3, pp.905–913, March 2011.
- [7] H. Zhang, L. Lin, J. Xu, and M. Fu, "Linear quadratic regulation and stabilization of discrete-time systems with delay and multiplicative noise," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol.60, no.10, pp.2599–2613, Oct. 2015.
- [8] L. Schenato, B. Sinopoli, M. Franceschetti, K. Poolla, and S.S. Sastry, "Foundations of control and estimation over lossy networks," *Proc. IEEE Conf.*, vol.95, no.1, pp.163–187, Jan. 2007.
- [9] H. Li, J.B. Song, and Q. Zeng, "Adaptive modulation in networked control systems with application in smart grids," *IEEE Commun. Lett.*, vol.17, no.7, pp.1305–1308, July 2013.
- [10] R. Blind and F. Allgöwer, "Retransmitting lost measurements to improve remote estimation," 2013 American Control Conference (ACC), pp.4154–4158 Washington, DC, USA, June 2013.
- [11] T. Futatsugi, C. Sugimoto, and R. Kohno, "A study on HARQ error controlling scheme for the wireless control of medical equipment," *Proc. 6th Int. Symp. Med. Inf. Commun. Technol. (ISMICT)*, pp.1–4, March 2012.
- [12] S. Hattori, K. Kobayashi, H. Okada, and M. Katayama, "ON-OFF error control coding scheme for minimizing tracking error in wireless feedback control systems," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol.11, no.6, pp.1411–1421, Oct. 2015.
- [13] Y. Tipsuwan and M. Chow, "Control methodologies

in networked control systems," *Control Engineering Practice*, vol.11, pp.1099–1111, Oct. 2003.

- [14] N.J. Ploplys, P.A. Kawka, and A.G. Alleyne, "Closed-loop control over wireless networks," *IEEE Contr. Syst. Mag.*, vol.24, pp.58–71, June 2004.
- [15] K. Zhou, J.D. Doyle, and K. Glover, *Robust and optimal control*, Prentice Hall, 1995.
- [16] リアルテック "回転型倒立振り子 (RTC05)," <http://www011.upp.so-net.ne.jp/realtec/rtc05.pdf>
- [17] G.F. Franklin, J.D. Powell, and M.L. Workman, *Digital control of dynamic systems*, second ed., Addison-Wesley, 1980.

## 付 録

連続時間における振り子の角度, 角速度, 角加速度をそれぞれ  $\theta(t)$ ,  $\dot{\theta}(t)$ ,  $\ddot{\theta}(t)$ , アームの角度, 角速度, 角加速度を  $\varphi(t)$ ,  $\dot{\varphi}(t)$ ,  $\ddot{\varphi}(t)$ , アームの DC モータへの入力電圧を  $u(t)$  とする. 振り子の棒の質量と長さを  $m_p$ [kg],  $2l_p$ [m], アームの長さを  $r_a$ [m], アームの慣性モーメントを  $J_a$ [kgm<sup>2</sup>], 重力加速度を  $g$ [m/s<sup>2</sup>], DC モータの電機子抵抗と  $R_m$ [ $\Omega$ ], トルク定数を  $K_m$ [Nm/A, Vs/rad], アームとモータのギア比を  $K_g$  とすると, 振り子が倒立した  $\theta(t) = 0$  近傍では, 線形近似された回転型倒立振り子の運動方程式は次式で表される [16].

$$\begin{bmatrix} \dot{\theta}(t) \\ \dot{\varphi}(t) \\ \ddot{\theta}(t) \\ \ddot{\varphi}(t) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_c \begin{bmatrix} \theta(t) \\ \varphi(t) \\ \dot{\theta}(t) \\ \dot{\varphi}(t) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_c [u(t)], \quad (\text{A} \cdot 1)$$

$$\mathbf{A}_c = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ g \frac{J_a + m_p r_a^2}{l_p J_a} & 0 & 0 & \frac{r_a K_g^2 K_m^2}{R_m l_p J_a} \\ -\frac{m_p r_a g}{J_a} & 0 & 0 & -\frac{K_g^2 K_m^2}{R_m J_a} \end{bmatrix}, \quad (\text{A} \cdot 2)$$

$$\mathbf{B}_c = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{r_a K_g K_m}{R_m l_p J_a} \\ \frac{K_g K_m}{R_a J_a} \end{bmatrix}$$

これより, 離散時間の状態空間モデルは, サンプル周期を  $T_s$ [s],  $\theta[k] = \theta(kT_s)$ ,  $\dot{\theta}[k] = \dot{\theta}(kT_s)$ ,  $\varphi[k] = \varphi(kT_s)$ ,  $\dot{\varphi}[k] = \dot{\varphi}(kT_s)$ ,  $u[k] = u(kT_s)$ , とすると, 以下のとおりである [17].



$$\begin{bmatrix} \theta[k+1] \\ \varphi[k+1] \\ \dot{\theta}[k+1] \\ \dot{\varphi}[k+1] \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} \theta[k] \\ \varphi[k] \\ \dot{\theta}[k] \\ \dot{\varphi}[k] \end{bmatrix} + \mathbf{B} [u[k]], \quad (\text{A}\cdot 3)$$

$$\mathbf{A} = e^{\mathbf{A}_c T_s}, \quad \mathbf{B} = \int_0^{T_s} e^{\mathbf{A}_c \tau} \mathbf{B}_c d\tau. \quad (\text{A}\cdot 4)$$

(平成 28 年 11 月 28 日受付, 29 年 2 月 20 日再受付)



三輪 洋祐 (学生員)

平 28 名大・工・電気電子情報工卒。現在、同大学院・専攻科在学中。無線制御の研究に従事。IEEE 学生員。平 28 IEEE 名古屋支部学生奨励賞, 平 28 本会・東海支部学生研究奨励賞 (学士) 受賞。



小林健太郎 (正員)

平 17 名大・工・電気電子情報工卒。平 19 同大学院博士課程前期課程了。平 22 同大学院博士課程後期課程了。博士 (工学)。同年名大・助教, 現在に至る。平 21 より平 22 まで日本学術振興会特別研究員。センサネットワーク, 分散検出理論, 分散符号化・統合復号, 制御と通信のクロスレイヤ設計・統合最適化等の研究に従事。情報処理学会, IEEE 各会員。平 22 本会モバイルマルチメディア通信研究専門委員会若手研究奨励賞, 平 24 本会学術奨励賞, 平 27, 24 本会通信ソサイエティ活動功労賞受賞。



岡田 啓 (正員：シニア会員)

平 7 名大・工・電子情報学科卒。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。平 12 名大・助手, 平 18 新潟大・助教授, 平 21 埼玉大・准教授, 平 23 名大・准教授, 現在に至る。無線通信システム, 無線ネットワーク, 車車間通信, 可視光通信等の研究に従事。IEEE, ACM 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 26 本会通信ソサイエティ ComEX Best Letter Award 受賞。



片山 正昭 (正員：フェロー)

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・未来材料・システム研究所・教授 (工学研究科電子情報システム専攻教授及びグリーンモビリティ連携研究センター教授兼務)。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。制御と通信の融合, スマートコミュニティ実現のための通信技術の活用, 可視光通信システム, 電力線通信システム, 宇宙システムのための無線通信, 宇宙システムを活用した通信システム等の研究に従事。IEEE シニア会員。昭 61 本会篠原記念学術奨励賞, 平 11, 13, 18 本会通信ソサイエティ功労感謝状受賞。平 18 電波の日経務省東海総合通信局長表彰。平 24 IEEE Communication Society Technical Committee on Power Line Communications 2012 Outstanding Award 受賞。