

## 研究速報

## LDPC 符号化時空間多重通信方式に関する一検討

秋江 優介<sup>†</sup>(学生員)      稲葉 之浩<sup>†</sup>(学生員)  
 岩波 保則<sup>†a)</sup>(正員)      岡本 英二<sup>†b)</sup>(正員)

A Consideration on Space-Time-Multiplexed Communication Scheme Concatenated with LDPC Codes

Yusuke AKIE<sup>†</sup>, Yukihiro INABA<sup>†</sup>, *Student Members*,  
 Yasunori IWANAMI<sup>†a)</sup>, and Eiji OKAMOTO<sup>†b)</sup>, *Members*

<sup>†</sup> 名古屋工業大学大学院情報工学専攻, 名古屋市

Department of Computer Science and Engineering, Nagoya  
 Institute of Technology, Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi,  
 466-8555 Japan

a) E-mail: iwanami@nitech.ac.jp

b) E-mail: okamoto@nitech.ac.jp

あらまし 本論文では MIMO (Multiple Input Multiple Output) 通信路における LDPC 符号化時空間多重通信方式に関し, 受信機の多重化キャンセラと LDPC 復号器による繰返し復号方式につき検討を加えた. 受信機側では, 多重化キャンセラ出力の軟値情報を LDPC 復号器に受け渡し, また LDPC 復号器出力のより精度の高い軟値情報を多重化キャンセラにフィードバックして反復復号を行い誤り率特性の改善を図る. このシステムにつき, 多重化キャンセラのアルゴリズムである, 逐次干渉除去キャンセラ法 (Successive Interference Cancellation, SIC), 並列干渉除去キャンセラ法 (Parallel Interference Cancellation, PIC), ソート付き QR 分解法 (Sorted QR Decomposition, SQRD) 及び最尤う判定法 (Maximum Likelihood Detection, MLD) の性能比較を行った.

キーワード MIMO, BLAST, 低密度パリティ検査符号, 逐次干渉除去キャンセラ, 並列干渉除去キャンセラ, ソート付き QR 分解法, 最尤う判定法

## 1. ま え が き

近年, MIMO 通信路において空間多重化により伝送容量を増大する方式として, BLAST (Bell-laboratories Layered Space-Time) 通信方式 [1] が注目されている. BLAST 方式は送受信機双方で複数本のアンテナを設けて, 同一周波数で異なる信号を同時に送信する. 受信機においてチャネル情報 (Channel State Information, CSI) を用いて信号分離を行うことで, 帯域幅の増加なく高伝送レート (bit/Hz/s) を実現する方式として期待されている. 誤り訂正符号を用いない無符号化の場合においても, 受信機側でチャネル情報があれば高い性能を示すことが報告されている [2] ~ [4].

一方近年, シャンノン限界に近い特性を示す誤り訂正

符号として, ターボ符号と同様に, LDPC 符号 [5] が注目されている. LDPC 符号は疎な検査行列を用いたブロック符号で定義される. 符号系列長  $N$ , 情報系列長  $K$  である LDPC 符号を  $(N, K)$  と表す. このとき, 符号化率は  $R = K/N$  である. LDPC 符号は Sum-product 復号法により復号できる.

このアルゴリズムはターボ符号の復号アルゴリズムである MAP 法などに比べ簡単であることが知られており, また LDPC 符号は様々な符号化率に対応できる. 更に, 符号長が比較的大きい場合, ターボ符号よりも優れた特性を示すことも報告されている.

従来この LDPC 符号を時空間多重通信方式に適用した場合の特性が検討されてきたが [6], [7], 信号分離を行う干渉キャンセラとしては, PIC が検討されている. また PIC のほかに干渉キャンセラとしては, SNR (Signal to Noise Ratio) や SINR (Signal to Noise and Interference Ratio) [4] の大きさに順序付けを行い復号する SIC や SQRD [8] も提案されている. 更にシンボル誤り率を最小とする MLD も提案されている. しかし LDPC 符号化され, これら信号検出器との間で反復復号された場合の特性比較の検討はこれまで行われていない.

本論文では LDPC 符号化時空間多重通信方式における受信機の信号検出アルゴリズムとして, SIC, PIC, SQRD 及び MLD 法の比較検討を行った.

## 2. 送受信機システムモデル

図 1 に LDPC 符号化時空間多重通信方式のブロック図を示す. 送信 2 進データ系列はまず LDPC 符号化される. ただし LDPC 符号は Gallager による設計法 [5] で構成した. LDPC 符号器の出力は  $n = \log_2 M$

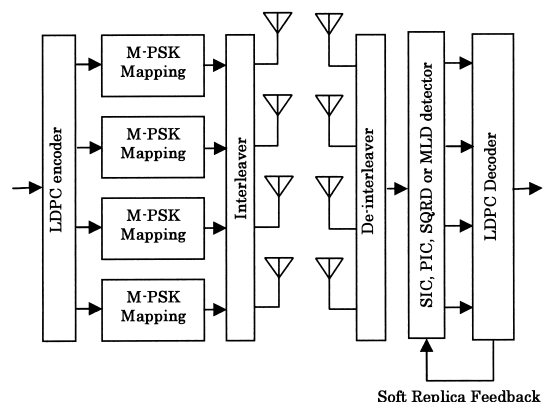


図 1 送受信機システムモデル

Fig. 1 Transmitter and receiver model.

ビットごとに  $n_T$  個のサブストリームに直列並列変換される。ここで送信アンテナ数を  $n_T$ 、受信アンテナ数を  $n_R$  とする。これらのサブストリームは  $M$ -PSK 変調された後に、並列直列変換されてシンボルインタリーバに入力される。シンボルインタリーバの出力は直列並列変換されて  $n_T$  個の送信アンテナから同時に送信される。 $n_T \times n_R$  の各送受信アンテナ間通信路は互いに独立な周波数非選択性レイリーフェージング通信路であり、シンボルインタリーバ・デインタリーバの効果により、シンボル時間ごとにチャネル行列  $H$  の要素が無相関な複素ガウスフェージングゲインで構成されるものとする。すなわちチャネル行列  $H$  がシンボル時間ごとに独立な高速レイリーフェージング通信路を仮定する。

送信電力  $P$  は各アンテナで等しく分配されるものとし、送信信号ベクトルを  $s \equiv (s_1, s_2, s_3, \dots, s_{n_T})$  としチャネル行列を  $H$ 、 $(n_R, n_T)$  とすると受信信号ベクトル  $y$  は

$$y = \sqrt{P/n_T} Hs + n \quad (1)$$

と表される。ここで、 $n$  は受信アンテナごとに分散  $N_0/2$ 、平均値 0 の複素ガウス変数からなるベクトルである。

### 3. 受信機における信号処理

ある受信アンテナの受信信号は、送受信アンテナ間のフェージングの影響を受けた  $n_T$  個の信号の重ね合わせとして受信される。受信機において通信路フェージング値 (CSI) を用いて信号分離検出を行い、MPSK 復調して、各復調ビットの対数尤度比 (Log Likelihood Ratio, LLR) を LDPC 復号器に受け渡す。LDPC 復号器では Sum Product 復号法によって反復復号を行い、復号軟値出力 LLR を得る。この復号 LLR とチャネル行列  $H$  を用いて送信信号系列のレプリカ  $\hat{s}$  を生成する。この  $\hat{s}$  は SIC, PIC, SQRD または MLD 法による信号分離検出器にフィードバックされ、再び信号分離検出を行う。以上の操作を BER 特性が収束するまで繰り返して行う。

#### 3.1 逐次干渉除去キャンセラ (SIC)

SIC による信号分離について述べる。受信信号である式 (1) 中のチャネル行列  $H$  を打ち消すために、次式の MMSE 基準に基づく Moore Penrose の一般逆行列を用いる。

$$G_1 = H^H (HH^H + n_R \sigma^2 I_{n_R})^+ \quad (2)$$

ただし  $H^H$  は  $H$  のエルミート転置を示し、 $X^+$  は  $X$

の一般逆行列を示す。 $\sigma^2$  は雑音の分散 ( $E\{nn^H\} = \sigma^2 I_{n_R}$ ) である。このとき  $G_1$  の第  $j$  行の行成分の重みベクトルを

$$w_j^T = (G_1)_j \quad (3)$$

とおく。ここでそれぞれの  $w_j^T$  を用いてヌリング (Nulling) を行う。この Nulling により各送信アンテナから送信された信号点の分離検出は可能であるが、SIC では重みベクトル  $w_j^T$  を用いて最適な順序で順次信号点の検出を行っていく。以下に SIC の動作について示す。

(1) チャネル行列  $H$  から式 (2), (3) により重みベクトルを計算する。このとき、最適順序の決定に重みベクトルの SINR を基準として用いる。

(2) 決定された  $w_k^T$  を受信信号点に乗算する。

$$x_k = w_k^T y \quad (4)$$

ここで  $x_k$  を硬判定または軟判定することで送信アンテナ  $k$  からの送信信号点  $\hat{s}_k$  が求まる。

(3) 受信信号ベクトルから判定により求めたレプリカ信号点を減算する。

$$y_{i+1} = y_i - \hat{s}_k (H)_k \quad (5)$$

$(H)_k$  はチャネル行列  $H$  の  $k$  列番目の成分を示す。

(4) チャネル行列  $H$  より復号した送信信号点に関する成分値を除いて、 $i \leftarrow i+1$  として  $G$  を新たに計算する。

$$G_{i+1} = H_k^+ \quad (6)$$

$H_k^+$  は  $H$  の  $k$  列の要素を取り除いた行列の Moore Penrose の一般逆行列である。

(5)  $G_{i+1}$  より最適順序の決定を行い (2)へ繰り返す。

これを送信信号点の数  $n_T$  回だけ繰り返すことですべての信号点が求まることとなる。

#### 3.2 並列干渉除去キャンセラ (PIC)

SIC では逐次的に信号分離を行っていくのに対して、PIC では並列して信号分離を行う。はじめはすべての信号に対して次式を用いて推定シンボルを同時生成する。

$$\hat{s} = Gy \quad (7)$$

ここで、 $G$  は式 (2) によって得られる重みベクトルである。式 (7) によって得られる推定シンボルを用いて受信信号  $y$  から干渉成分を除去する。

$$\mathbf{y}_k = \mathbf{y} - \sum_{j \neq k} \hat{s}_j(\mathbf{H})_j \quad (8)$$

式 (8) に  $\hat{s}_k$  に関するチャネルの重みベクトル  $\mathbf{w}_k$  を乗算することで推定送信信号  $\hat{s}_k$  の復号を行う。

$$\hat{s}_k = Q[\mathbf{w}_k \mathbf{y}_k] \quad (9)$$

ただし  $Q[\ ]$  は判定操作を表す。以上の操作をすべての送信信号点に対して行うことで信号分離検出が行える。

### 3.3 ソート付き QR 分解法 (SQRD)

MMSE 基準におけるソート付き QR 分解による干渉キャンセラについて述べる。MMSE 基準下でチャネル行列  $\mathbf{H}$  を次式のように拡張する。

$$\mathbf{H}' = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sigma_n \mathbf{I}_{n_T} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式 (10) を QR 分解すると、

$$\mathbf{H}' = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sigma_n \mathbf{I}_{n_T} \end{bmatrix} = \mathbf{Q}' \mathbf{R}' = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \\ \mathbf{Q}_2 \end{bmatrix} \mathbf{R}' = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_1 \mathbf{R}' \\ \mathbf{Q}_2 \mathbf{R}' \end{bmatrix} \quad (11)$$

ここで、 $\mathbf{Q}'$  は  $(n_R, n_T)$  行列の  $\mathbf{Q}_1$  と  $(n_T, n_T)$  行列の  $\mathbf{Q}_2$  で分割された  $(n_T + n_R, n_T)$  なるユニタリ行列である。

SIC と同様、QR 分解でも逐次信号検出を行うため、前段の復号結果が次段の復号結果に影響を与える。そこで、より信頼度の高い復号結果の順で行っていくことが必要である。本論文では SINR の高い信号から順に復号を行うソート付き QR 分解 (SQRD) について検討を行った。

以下にアルゴリズムを示す。ここで、 $q'_i$  は  $\mathbf{Q}'$  の第  $i$  列成分、 $X_{i,j}$  は matrix  $\mathbf{X}$  の  $i$  行  $j$  列成分を示す。

$$(1) \quad \mathbf{R} = \mathbf{0}, \mathbf{Q} = \mathbf{H}' = \begin{bmatrix} \mathbf{H} \\ \sigma_n \mathbf{I}_{n_T} \end{bmatrix} \text{ とセットする。}$$

(2) 行列  $\mathbf{Q}$  の各列成分の二乗ノルムの計算をする。

$$sqnorm_i = \|q'_i\|^2$$

(3) 各信号点の SINR を計算する。

$$k_i = \arg \min_{l=i, \dots, n_T} (SINR_l)$$

(4)  $\mathbf{Q}'$  と  $\mathbf{R}'$  において列  $i$  と列  $k_i$  を交換する。

(5) 行列  $\mathbf{Q}$  の  $i$  列成分と行列  $\mathbf{R}$  の  $(i, i)$  成分を決定する。

$$r'_{i,i} = \sqrt{sqnorm_i}$$

$$q'_{i,i} = q'_i / r'_{i,i}$$

(6) 行列  $\mathbf{R}$  と行列  $\mathbf{Q}$  のノルムの更新

$j = 1, \dots, n_T$  に対し

$$r'_{i,j} = q'^H_i \cdot q'_j$$

$$q'_j = q'_j - r'_{i,j} \cdot q'_i$$

$$sqnorm_j = sqnorm_j - r'^2_{i,j}$$

を計算する。

(7) (4)~(6) の操作を  $i = 1, \dots, n_T$  まで繰り返す。

以上の操作によって得られた行列  $\mathbf{Q}$  と行列  $\mathbf{R}$  を用いて信号検出分離を行い復号する。

### 3.4 最尤判定法 (MLD)

MIMO 通信路における MLD の LLR 生成法について述べる。変調多値数を  $M$  とするとき、MLD のとり得る信号点の組合せは  $M^{n_T}$  通りとなる。

送信ベクトル  $\mathbf{s}$  が送信されたときに受信ベクトルが  $\mathbf{y}$  となる確率は

$$p(\mathbf{s}|\mathbf{y}) = p(\mathbf{y}|\mathbf{s})p(\mathbf{s})/p(\mathbf{y}) \quad (12)$$

で与えられる。ここで、送信信号の  $k$  番目  $s_k$  の LLR は

$$LLR(s_k) = \ln \left\{ \frac{p(\mathbf{s}|\mathbf{y})|_{s_k=+1}}{p(\mathbf{s}|\mathbf{y})|_{s_k=-1}} \right\}$$

$$= \ln \left\{ \frac{p(\mathbf{s})p(\mathbf{y}|\mathbf{s})|_{s_k=+1}}{p(\mathbf{s})p(\mathbf{y}|\mathbf{s})|_{s_k=-1}} \right\}$$

$$= \ln \left\{ \frac{p(\mathbf{s})|_{s_k=+1}}{p(\mathbf{s})|_{s_k=-1}} \right\} + \ln \left\{ \frac{p(\mathbf{y}|\mathbf{s})|_{s_k=+1}}{p(\mathbf{y}|\mathbf{s})|_{s_k=-1}} \right\}$$

送信信号は互いに独立であるので  $p(\mathbf{s}) = p(s_1) \cdot p(s_2) \cdots p(s_k) \cdots p(s_{n_T})$  と積の形に書ける。よって

$$LLR(s_k) = \ln \underbrace{\left\{ \frac{p(s_k=+1)}{p(s_k=-1)} \right\}}_{\Lambda_{p(s_k)}} + \ln \left\{ \frac{p(\mathbf{y}|\mathbf{s})|_{s_k=+1}}{p(\mathbf{y}|\mathbf{s})|_{s_k=-1}} \right\} \quad (13)$$

ただし、式 (13) の第 1 項は事前情報 (Priori LLR) を示す。式 (13) において

$$p(\mathbf{y}|\mathbf{s}) = \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2}\right)^{n_R} \exp\left[-\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 / (2\sigma^2)\right]$$

であり、よって

$$LLR(s_k) = \Lambda_{p(s_k)} - \frac{1}{2\sigma^2} \left( \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \Big|_{s_k=+1} - \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \Big|_{s_k=-1} \right) \quad (14)$$

を得る。ただし、 $s_k$  以外 ( $s_1, s_2, \dots, s_{k-1}, s_{k+1}, \dots, s_M$ ) の組合せは硬判定 MLD で決定したシンボルの組合せを用いる。以上の操作によって得られた LLR を LDPC 復号器に受け渡す。外側フィードバック処理では LDPC 復号器出力の LLR を式 (14) の第 1 項へ、信号点の組合せ情報を第 2 項へ代入し LLR の更新を行う。

#### 4. シミュレーション結果

以上述べた LDPC 符号化時空間多重通信方式における 4 種類の信号分離検出器、すなわち SINR で検出オーダの最適化を行った SIC、PIC、SQRD 及び MLD の特性の比較検討のため、計算機シミュレーションを行った。送信アンテナ本数  $n_T = 4$ 、受信アンテナ本数  $n_R = 4$  とした。通信路は送信シンボルごとに独立したフェージング値となる、周波数非選択性高速レイリーフェージング通信路とした。変調方式は BPSK 変調とし、LDPC 符号器は符号化率約 1/2 の (1032, 518) 符号を用いた。

図 2 に LDPC 符号化を行わない無符号化時のシミュレーション結果を示す。このとき  $n_T \times n_R = 4 \times 4$  であり総合周波数利用効率は 4 (bit/s/Hz) となっている。シミュレーション結果より MLD が最も特性がよく、次いで SIC、SQRD、PIC の順となっている。

次に LDPC 符号化を行った場合のシミュレーション結果を図 3～図 7 に示す。LDPC 符号化により総合周波数利用効率は約 2 (bit/s/Hz) となっている。図 3～図 7 では LDPC 復号器から信号検出分離器への外側フィードバック回数による比較を示している。なお外側フィードバック回数は十分に収束するまで行った。

図 3 に SIC を用いたシミュレーション結果を示す。この結果より SIC では外側フィードバック処理により  $\text{BER} = 10^{-5}$  において約 0.5 [dB] の改善が得られることが分かる。また、外側フィードバック 2 回程度で BER 特性は収束している。

図 4 に PIC を用いたシミュレーション結果を示す。この結果より PIC では外側フィードバック処理により  $\text{BER} = 10^{-5}$  において約 1.0 [dB] の改善が得られる。また、外側フィードバック 3 回程度で BER 特性は収束している。

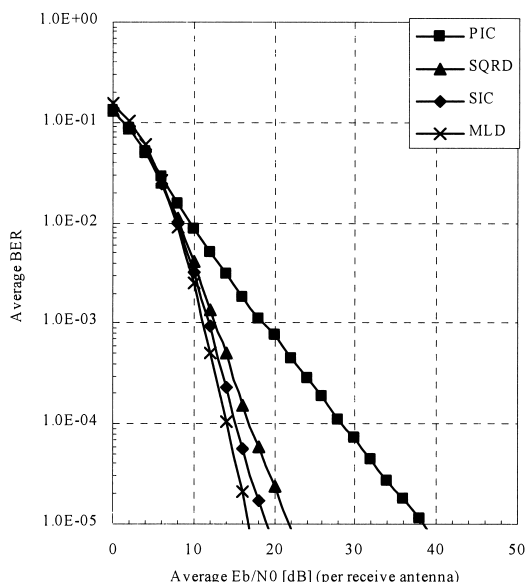


図 2 無符号化時空間多重化通信方式の BER 特性  
Fig. 2 BER performance of uncoded space-time multiplexed communication scheme.

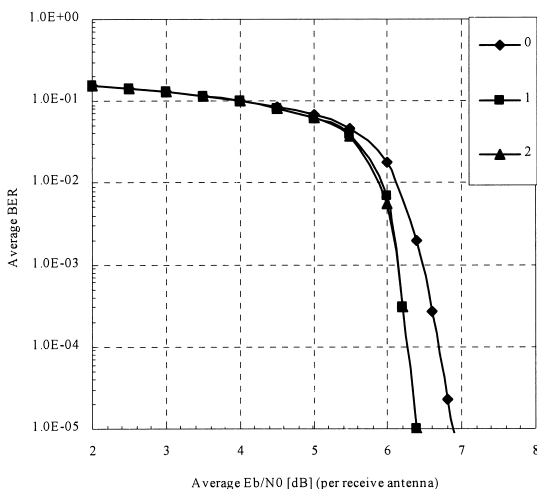


図 3 SIC を用いた LDPC 符号化時空間多重化通信方式の外側フィードバック回数に対する BER 特性  
Fig. 3 BER v.s. number of iterative feedback of LDPC coded space-time multiplexed communication scheme when using SIC.

束している。

図 5 に SQRD を用いたシミュレーション結果を示す。この結果より SQRD では外側フィードバック処理により  $\text{BER} = 10^{-5}$  において約 0.5 [dB] の改善が得られる。また、外側フィードバック 2 回程度で BER 特性は収束している。

図 6 に MLD を用いたシミュレーション結果を示す．この図より MLD では外側フィードバック処理により  $\text{BER} = 10^{-5}$  において約 2.2 [dB] の改善が得られる．

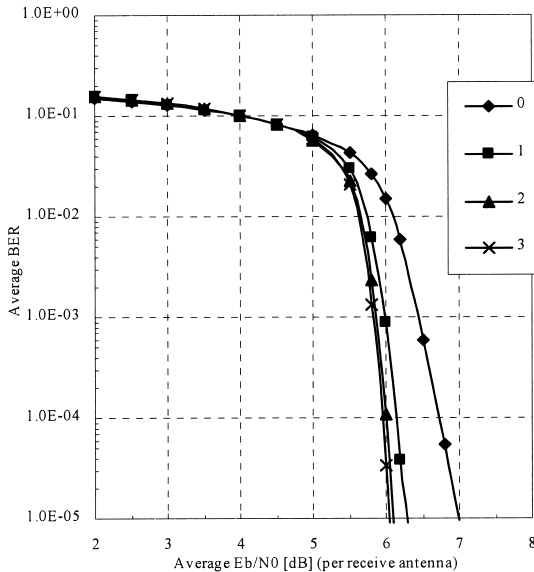


図 4 PIC を用いた LDPC 符号化時空間多重化通信方式の外側フィードバック回数に対する BER 特性

Fig. 4 BER v.s. number of iterative feedback of LDPC coded space-time multiplexed communication scheme when using PIC.

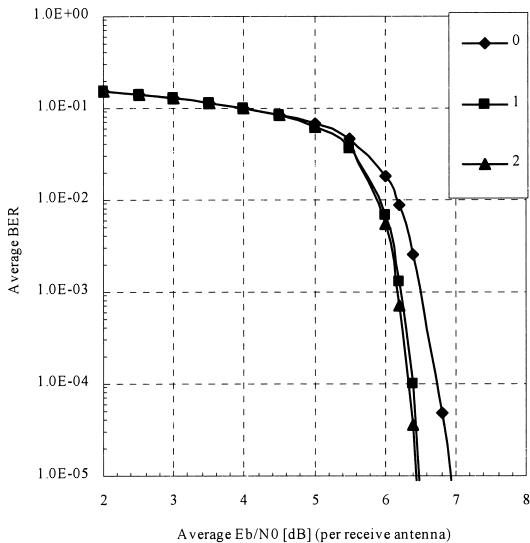


図 5 SQRD を用いた LDPC 符号化時空間多重化通信方式の外側フィードバック回数に対する BER 特性

Fig. 5 BER v.s. number of iterative feedback of LDPC coded space-time multiplexed communication scheme when using SQRD.

また，外側フィードバック回数はやや多く 20 回程度で BER 特性は収束する．

次に以上のシミュレーション結果をまとめ，各方式間で BER 特性の比較を行う．

図 7 に外側フィードバック処理を収束まで行った場合の各方式での比較を示す．外側フィードバック

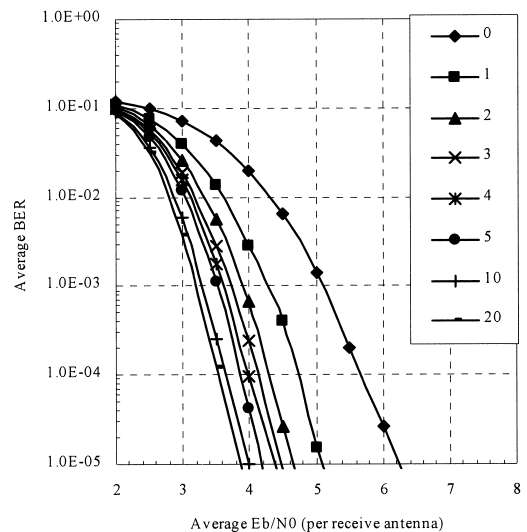


図 6 MLD を用いた LDPC 符号化時空間多重化通信方式の外側フィードバック回数に対する BER 特性

Fig. 6 BER v.s. number of iterative feedback of LDPC coded space-time multiplexed communication scheme when using MLD.

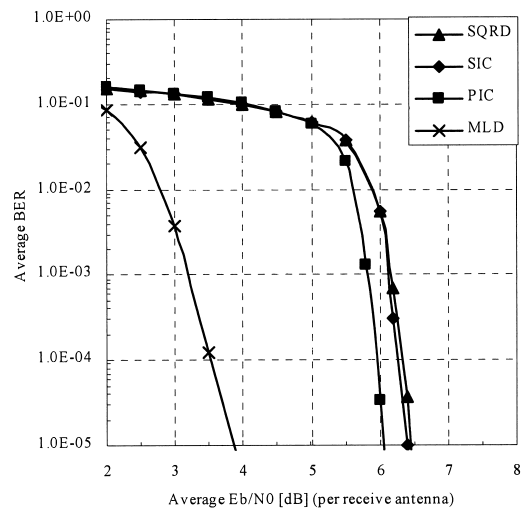


図 7 LDPC 符号化時空間多重化通信方式の BER 特性

Fig. 7 BER performance of LDPC coded space-time multiplexed communication scheme.

回数は SIC と SQRD が 2 回, PIC が 3 回, MLD が 20 回となっている. 図 7 より SIC と SQRD はほぼ同等の特性を示しているが, PIC では SIC 及び SQRD と比べ,  $\text{BER} = 10^{-5}$  において約 0.4 [dB] の改善を得ている. この理由を考察すると, SIC と SQRD においては逐次的に一つずつ信号を検出しキャンセルしていくのに対し, PIC では一度に他信号成分すべてをキャンセルする. LDPC 復号の効果でより信頼度の高いレプリカを生成でき, 無符号化に比べキャンセルがより正確に行える場合は, 他信号成分の除去が一度に除去できる PIC の特性がより改善されたと考えられる.

図 7 の MLD では, SIC 及び SQRD と比べ  $\text{BER} = 10^{-5}$  において約 2.4 [dB], PIC に比べ約 2.0 [dB] の改善が得られている. 図 7 の結果は図 2 における無符号化の場合とは異なり,  $\text{SIC} \approx \text{SQRD}$ , PIC, MLD の順で BER が改善される結果となっている. MLD は単独(無符号化時)でも高い信号検出能力をもち, LDPC 符号化された場合においてもこれを受け継いだと考えられる. MLD においては図 2 と図 7 の比較から分かるように, LDPC 符号化したことにより,  $\text{BER} = 10^{-5}$  において約 12 dB の符号化利得が得られている.

図 7 における BER 特性が収束するまで外側フィードバック処理を行った場合の計算量の比較について述べる. 外側フィードバックと LDPC 符号の繰返しを合わせると, SIC と SQRD では外側フィードバック 2 回と LDPC 符号の繰返し復号 10 回を行うので全繰返し回数は 20 回となる. PIC では外側フィードバック 3 回と LDPC 符号の繰返し復号 10 回を行うので全繰返し回数は 30 回となる. 一方, MLD では外側フィードバック 20 回と LDPC 符号の繰返し復号回数 10 回を行うので全繰返し回数は 200 回となる. BER 特性は  $\text{SIC} \approx \text{SQRD}$ , PIC, MLD の順で改善されるが計算量はこの順で増加していく. このように各方式によって収束する外側フィードバック回数が異なり, MLD では他方式に比べて計算量が多くなってしまふ. しかし, 図 3~図 6 の比較から分かるように外側フィードバック回数が少ない場合でも他の 3 方式に比べて MLD の BER 特性は優れている(例えば図 6 で 2 回の場合). これより, MLD では外側フィードバック回数が少ない場合でも他の 3 方式に比べてよい特性を示し, 更に外側フィードバック回数を増やすことで更なる BER 特性の改善が得られる.

## 5. むすび

本論文では高速レイリーフェージング環境下におけ

る LDPC 符号化時空間多重通信方式について, SIC, PIC, SQRD 及び MLD を用いた各方式の BER 特性の比較検討を行った. この結果 LDPC 符号を用いない無符号化方式に比べ, 提案 LDPC 方式においては大幅な BER 特性の改善が得られた. また, 無符号化時は PIC, SQRD, SIC, MLD の順で, 符号化時は  $\text{SIC} \approx \text{SQRD}$ , PIC, MLD の順で BER が改善されることが分かった. しかし, BER 特性が収束するまで外側フィードバック処理を行った場合, この順番で計算量は増加する. また, MLD の信号分離検出器においては多値変調数及び送信アンテナ本数の増加とともに指数関数的( $\propto M^{nT}$ )に計算量が増加する. 本論文における 4 種類の信号分離検出器の比較を通し, MLD 法を用い繰返し信号検出及び復号処理を行う LDPC 符号化時空間多重通信方式の有効性が確認できた.

謝辞 本研究は平成 16 年度科学研究費基盤(C)(2) 14550355, 平成 15 年度電気通信普及財団及び平成 16 年度 SCAT 研究助成の援助を受けて行われた.

## 文 献

- [1] G.J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," Bell Labs. Tech. J., vol.1, no.2, pp.41-59, 1996.
- [2] P.W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A. Valenzuela, "V-BLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," Proc. ISSSE 98', pp.295-300, Pisa, Italy, Sept. 1998.
- [3] S. Baro, G. Bauch, and A. Pavlic, "Improving BLAST performance using space-time block codes and turbo decoding," Proc.IEEE GLOBECOM2000, pp.1067-1071, 2000.
- [4] A. Benjebbour, H. Murata, and S. Yoshida, "Comparison of ordered successive receivers for space-time transmission," Proc. IEEE VTC 2001-Fall, pp.1348-1350, Atlantic City, USA, Oct. 2001.
- [5] R.G. Gallager, Low density Parity Check Codes. M.I.T, 1963.
- [6] K.L. Lo, S. Marinkovic, and B. Vucetic, "Performance comparison of layered space time codes," Proc. ICC 02', vol.3, pp.1382-1387, April 2002.
- [7] G. Li, W.A. Krzymien, and I.J. Fair, "LDPC codes systems with D-BLAST structure," Proc. IEEE PACRIM 03', pp.510-513, Canada, Aug. 2003.
- [8] D. Wübben, R. Böhnke, V. Kühn, and K.D. Kammeyer, "MMSE extension of V-BLAST based on sorted QR decomposition," Proc. IEEE VTC 2003-Fall, pp.508-512, Orlando, Florida, USA, Oct. 2003. (平成 16 年 11 月 16 日受付, 17 年 3 月 4 日再受付)