

時空間符号化 MIMO 無線通信方式に関する研究

代表研究者 岩 波 保 則 名古屋工業大学大学院工学研究科教授
 共同研究者 岡 本 英 二 名古屋工業大学大学院工学研究科助教授

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、帯域幅の増加無く高伝送レート (bit/Hz/sec) 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][3][4]}。

一方近年、シャ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。この時、符号化率は $R = K/N$ である。LDPC 符号は Sum-product 復号法により復号出来る。

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。さらに、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ーとしては、PIC が検討されている。また PIC の他に干渉キャンセラーとしては、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。さら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。本稿では 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。

さらに上記方式を MIMO-OFDM 化した場合の検討や、周波数選択性 MIMO 通信路への適用を想定して LDPC 符号化ターボ等化器の基礎的な検討も行ったが本稿ではこれらについては割愛する。

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。但し LDPC 符号は Gallager による設計法^[9]で構成した。LDPC 符号器の出力は $n = \log_2 M$ ビット毎に 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ーリーバに入力される。シンボルインター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、シンボルインターリーバ・デインターリーバの効果により、シンボル時間毎にチャネル行列 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 がシンボル時間毎に独立な高速レイリーフェージング通信路を仮定する。

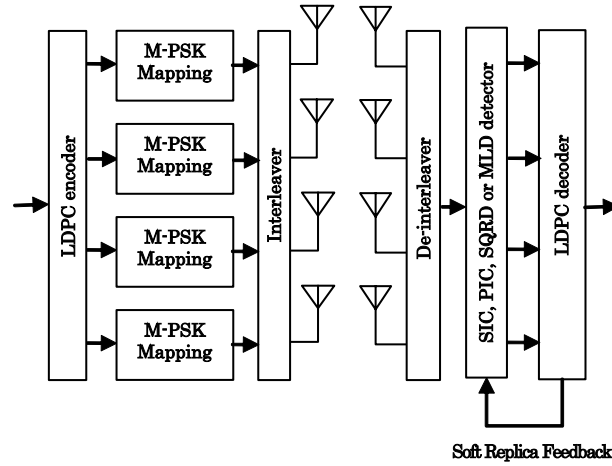


図1 送受信機システムモデル

Fig 1. Transmitter and receiver model.

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 $s = (s_1, s_2, s_3, \dots, s_{n_T})$ としチャネル行列を $H_r(n_r, n_T)$ 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 は受信アンテナ毎に分散 $N_0/2$ 、平均値0の複素ガウス変数から成るベクトルである。

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 又は 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ー (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。

$$G_1 = H^H (HH^H + n_r \sigma^2 I_N)^+ \quad (2)$$

但し 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。 σ^2 は雑音の分散 ($E\{nn^H\} = \sigma^2 I_{n_r}$) である。この時 G_1 の第 j 行の行成分の重みベクトルを

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

と置く。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。この時、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全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ー (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。初めは全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。

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

式(8)に $\hat{s}_k$ に関するチャネルの重みベクトル 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。

$$\hat{s}_k = Q[w_k y_k] \quad (9)$$

但し $Q[\]$ は判定操作を表す。以上の操作を全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ーについて述べる。MMSE 基準下でチャネル行列 H を次式のように拡張する。

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

式(10)を QR 分解すると,

$$H' = \begin{bmatrix} H \\ \sigma_n I_{n_T} \end{bmatrix} = Q'R' = \begin{bmatrix} Q_1 \\ Q_2 \end{bmatrix} R' = \begin{bmatrix} Q_1 R' \\ Q_2 R' \end{bmatrix} \quad (11)$$

ここで, Q' は (n_R, n_T) 行列の Q_1 と (n_T, n_T) 行列の 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。本稿では 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 Q' の i 第列成分, $X_{i,j}$ は matrix X の i 行 j 列成分を示す。

1) $R=0, Q=H' \begin{bmatrix} H \\ \sigma I_{n_T} \end{bmatrix}$ とセットする。

2) 行列 Q の各列成分の自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。

$$k_i = \arg \min_{l=i, \dots, n_T} (\text{SINR}_l)$$

4) Q' と R' において i 列と k_i 列を交換する。

5) 行列 Q の i 列成分と行列 R の (i, i) 成分を決定する。

$$r'_{i,i} = \sqrt{\text{sqnorm}_i}$$

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

6) 行列 R と行列 Q のノルムの更新

$$j = 1, \dots, n_T \text{ に対し}$$

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

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

$$\text{sqnorm}_j = \text{sqnorm}_j - r'^2_{i,j}$$

を計算する。

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

以上の操作によって得られた行列 Q と行列 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 の取り得る信号点の組み合わせは M^{n_T} 通りとなる。

送信ベクトル s が送信されたときに受信ベクトルが y となる確率は

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

で与えられる。ここで、送信信号の k 番目 s_k の LLR は

$$\begin{aligned} \text{LLR}(s_k) &= \ln \left\{ \frac{p(s|y)|_{s_k=+1}}{p(s|y)|_{s_k=-1}} \right\} = \ln \left\{ \frac{p(s)p(s|y)|_{s_k=+1}}{p(s)p(s|y)|_{s_k=-1}} \right\} \\ &= \ln \left\{ \frac{p(s)|_{s_k=+1}}{p(s)|_{s_k=-1}} \right\} = \ln \left\{ \frac{p(s|y)|_{s_k=+1}}{p(s|y)|_{s_k=-1}} \right\} \end{aligned}$$

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

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

但し、式(13)の第一項は事前情報 (Priori LLR) を示す。式(13)において

$$p(y|s) = \left(\frac{1}{2\pi\sigma^2} \right)^{n_T} \exp \left[- \sum_{k=1}^{n_T} |y_k - Hs|^2 / (2\sigma^2) \right]$$

であり、よって

$$\text{LLR}(s_k) = A_{p(s_k)} - \frac{1}{2\sigma^2} (\|y - Hs\|^2|_{s_k=+1} - \|y - Hs\|^2|_{s_k=-1}) \quad (14)$$

を得る。但し、 s_k 以外 ($s_1, s_2, \dots, s_{k-1}, s_{k+1}, \dots, s_M$) の組み合わせは硬判定 MLD で決定したシンボルの組み合わせを用いる。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、信号点の組み合わせ情報を第 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 で検出オーダーの最適化を行った SIC, PIC, SQRD 及び MLD の特性の比較検討の為、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毎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 (bits/sec/Hz) となっている。シミュレーション結果より MLD が最も特性が良く，次いで SIC，SQRD，PIC の順となっている。

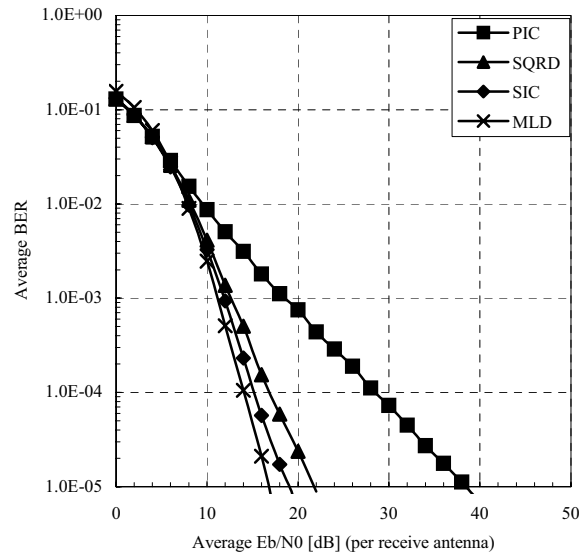


図2 無符号化時空間多重化通信方式の BER 特性

Fig.2 BER performance of uncoded space-time multiplexed communication scheme.

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3～7に示す。LDPC 符号化により総合周波数利用効率は約2 (bits/sec/Hz) となっている。図3～7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。尚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 $BER = 10^{-5}$ において約0.5 [dB] の改善が得られることが判る。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 $BER = 10^{-5}$ 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 $BER = 10^{-5}$ 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 $BER = 10^{-5}$ において約2.2 [dB] の改善が得られる。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する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， $BER = 10^{-5}$ 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1つずつ信号を検出しキャンセルして行くのに対し，PIC では一度に他信号成分全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 $BER = 10^{-5}$ 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，SIC，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持っており，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 の比較から判るように、LDPC 符号化したことにより、 $\text{BER} = 10^{-5}$ において約 12dB 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 符号の繰り返しを合わせると、SIC と SQRD では外側フィードバック 2 回と LDPC 符号の繰り返し復号 10 回を行うので全繰り返し回数は 20 回となる。PIC では外側フィードバック 3 回と LDPC 符号の繰り返し復号 10 回を行うので全繰り返し回数は 30 回となる。一方、MLD では外側フィードバック 20 回と LDPC 符号の繰り返し復号回数 10 回を行うので全繰り返し回数は 200 回となる。BER 特性は SIC-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う。しかし、図 3 ～ 図 6

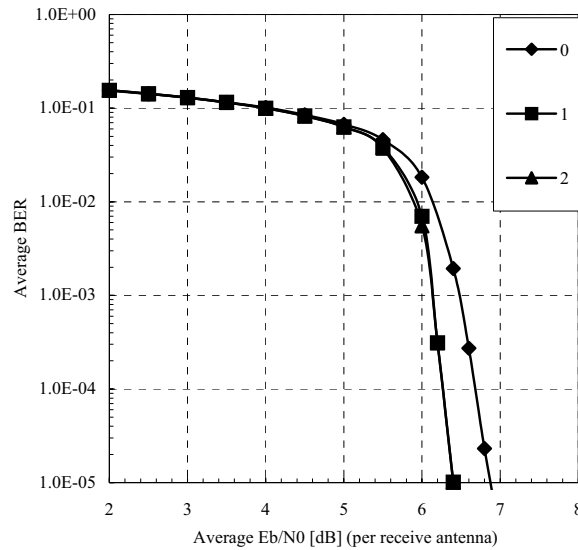


図 3 SIC を用いた LDPC 符号化時空間多重化通信方式の外側フィードバック回数に対する BER 特性
Fig.3 BER v.s. number of iterative feedback of LDPC coded space-time multiplexed communication scheme when using SIC.

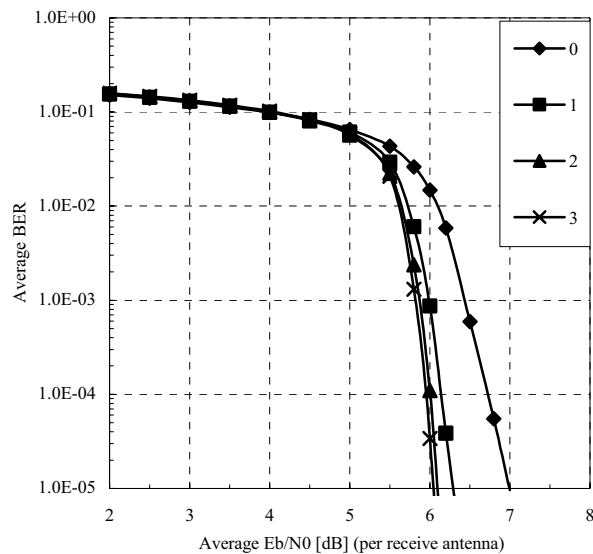


図 4 PIC を用いた LDPC 符号化時空間多重化通信方式の外側フィードバック回数に対する BER 特性
Fig.4 BER v.s. number of iterative feedback of LDPC coded space-time multiplexed communication scheme when using PIC.

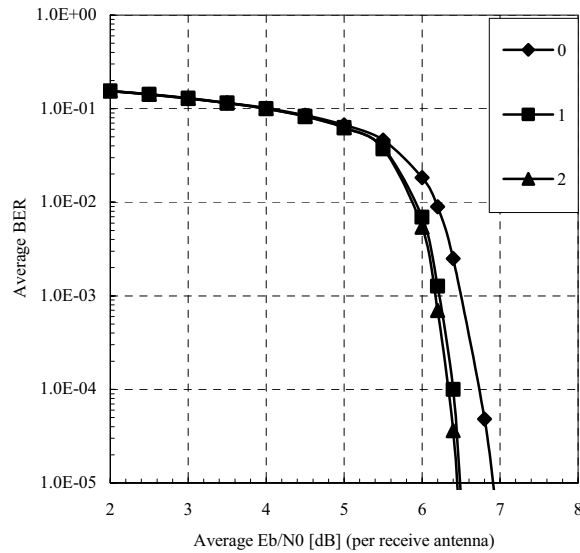


図5 SQRD を用いた LDPC 符号化時空間多重化通信方式の外側フィードバック回数に対する BER 特性
 Fig.5 BER v.s. number of iterative feedback of LDPC coded space-time multiplexed communication scheme when using SQRD

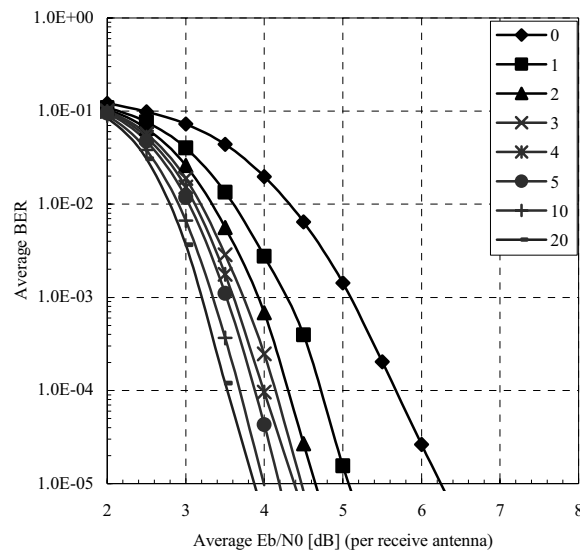


図6 MLD を用いた LDPC 符号化時空間多重化通信方式の外側フィードバック回数に対する BER 特性
 Fig.6 BER v.s. number of iterative feedback of LDPC coded space-time multiplexed communication scheme when using MLD.

の比較から判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方式に比べて良い特性を示し、さらに外側フィードバック回数を増やすことでさらなる BER 特性の改善が得られる。

5 むすび

本稿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 SICSQRD，PIC，MLD の順で BER が改善されることが判った。しかし，

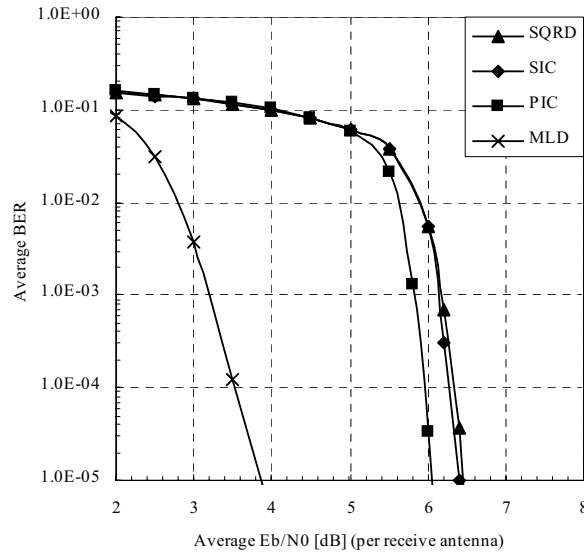


図 7 LDPC 符号化時空間多重化通信方式の BER 特性

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

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共に指数関数的 ($\propto M^m$) に計算量が増加する。本稿における 4 種類の信号分離検出器の比較を通し，MLD 法を用い繰り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。

参考文献

- [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, R. A. Valenzuela "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel", *Proc. ISSSE 98'*, Pisa, Italy, Sept. 1998.
- [3] Stephan Baro, G.Bauch, A.Pavlic "Improving BLAST Performance using Space-Time Block Codes and Turbo Decoding," *Proc. IEEE GLOBECOM2000*
- [4] A. Benjebbour, H. Murata and S. Yoshida, "Comparison of Ordered Successive Receivers for Space-Time Transmission", *Proc. IEEE VTC 2001-Fall*, Atlantic City, USA, Oct. 2001.
- [5] R.G.Gallager, Low density Parity Check Codes. M.I.T, 1963.
- [6] Ka Leong Lo, Slavica Marinkovic, Branka Vucetic, "Performance Comparison of Layered Space Time Codes", *Proc. ICC 02'*, vol.3 pp.1382-1387, April 2002.
- [7] Ge Li, Witold A. Krzymien, Ivan 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*, Orlando, Florida, USA, Oct. 2003.

〈発 表 資 料〉

題 名	掲 載 誌 ・ 学 会 名 等	発 表 年 月
A Consideration on Low Density Parity Check Coded MIMO BLAST Communication System	International Symposium on Information Theory and its Applications, ISITA2004, Parma, Italy, Oct 10-13, 2004.	2004年10月
A Consideration on LDPC Coded Turbo Equalization	International Symposium on Information Theory and its Applications, ISITA2004, Parma, Italy, Oct 10-13, 2004.	2004年10月
LDPC 符号化 MIMO-OFDM 通信方式に関する一検討	2005電子情報通信学会総合大会	2005年 3 月
LDPC 符号化 MIMO 空間多重通信方式の構成に関する検討	電子情報通信学会無線通信システム研究会	2005年 3 月
LDPC 符号化時空間多重通信方式に関する一検討	電子情報通信学会和文論文誌 (B)	2005年 掲載決定