

LDPC 符号化 MIMO-STBC-OFDM 方式における軟値判定帰還を用いた繰返しチャネル推定方式

石神 裕丈[†] 岩波 保則^{†a)} 岡本 英二[†] 早川敬一郎^{††}
三田 勝史^{††} 伊藤 修朗^{††}

Iterative Channel Estimation Using Soft-Decision Feedback for LDPC Coded MIMO-STBC-OFDM

Hirotake ISHIGAMI[†], Yasunori IWANAMI^{†a)}, Eiji OKAMOTO[†],
Keiichiro HAYAKAWA^{††}, Katsushi SANDA^{††}, and Nobuo ITOH^{††}

あらまし 送受信ダイバーシチを実現する STBC とマルチパス耐性に優れた OFDM を組み合わせた MIMO-STBC-OFDM 方式は信頼性の高い通信を実現する上で重要な無線通信技術の一つと考えられる。STBC 復号を行うためには、受信機側で送受信アンテナ間のチャネル推定が必要であり、誤り率特性の向上のために高い精度のチャネル推定方式が求められている。本論文では、LDPC 符号化 MIMO-STBC-OFDM システムにおいて、LDPC 復号後の軟判定値による帰還を用いた繰返しチャネル推定方式を提案している。提案方式では、LDPC 復号後の復号データを用いて信頼度の高い送信信号の軟値レプリカを生成し、それを用いてチャネル推定を繰り返す行うことで、推定精度の向上を図っている。計算機シミュレーションにより提案方式の有効性を明らかにした。
キーワード MIMO-STBC-OFDM, LDPC 符号, 判定帰還, 繰返しチャネル推定

1. ま え が き

近年, ITS 車々間通信などで, 移動体デジタル無線通信技術の高信頼化の要求が高まっている。そこで, マルチパス耐性に優れ, 周波数利用効率の高い OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 通信方式と, 送受信機それぞれにアンテナを複数本用いることで伝送速度の高速化や通信品質の向上を図る MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 技術 [1] を組み合わせた MIMO-OFDM 方式 [2] が現在盛んに研究されている。MIMO 技術の中でも STBC (Space-Time Block Code) 通信方式は, 比較的簡易な構成で送受信アンテナダイバーシチを得ることができる [3]。更に,

LDPC (Low Density Parity Check) 符号が AWGN 通信路においてシャノン限界に迫る誤り訂正符号であると, 近年注目を集めている [4]。

以上のような要素技術を組み合わせた LDPC 符号化 MIMO-STBC-OFDM 方式は, 信頼性の高い移動体通信方式として期待できる。しかし STBC 方式では, 受信機における STBC 復号の際に MIMO 通信路のチャネル推定値が必要であり, そのビット誤り率特性はチャネルの推定精度に大きく依存する。したがって高信頼伝送の実現には精度の高いチャネル推定が必要となる。

高速移動の車車間通信などを想定した場合, チャネル特性はドップラー変動を伴う時変フェージング特性となる。このようなチャネルの変動に追従するため, STBC 復号後のデータシンボルを利用して逐次チャネル推定を行う判定帰還型推定方式が提案されている [5], [6]。しかし, 復号データシンボルにいったん誤りが発生すると, それ以後の正確なチャネル推定が行われず, データシンボル判定に誤りが伝搬するという欠点がある [7]。

[†] 名古屋工業大学大学院情報工学専攻, 名古屋
Department of Computer Science and Engineering, Graduate School of Engineering, Nagoya Institute of Technology,
Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya-shi, 466-8555 Japan

^{††} (株) 豊田中央研究所, 愛知県
Toyota Central Research and Development Laboratories,
Incorporated, 41-1 Yokomichi, Nagakute-cho, Aichi-gun,
Aichi-ken, 480-1192 Japan

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

一方で、受信機における誤り訂正復号後のデータを用いた繰返しチャネル推定方式により、チャネル推定精度を向上させる方法も盛んに研究されている [8] ~ [11] . 文献 [9] では LDPC 符号化 MIMO-OFDM において、EM (Expectation-Maximization) アルゴリズムに基づいた MAP 受信方式に適した伝送路推定方式として、SR-RLS アルゴリズム (Recursive Least Squares with *smoothing and removing*) を提案し、その有効性を明らかにしている . 文献 [10] ではターボ符号化 MIMO-OFDM において、ターボ復号後の硬判定データを用いてレプリカを生成し、同一チャネル干渉の除去、周波数方向と時間方向の平均化処理を行うことでチャネル推定精度の向上を図っている . また文献 [8], [11] ではシングルキャリアの SISO (Single-Input Single-Output) ブロック伝送方式で周波数選択性フェージング環境を想定した場合の、軟値判定帰還によるチャネル推定方式を検討している . しかし、時間変動のある周波数選択性 MIMO 通信路における LDPC 符号化 MIMO-STBC-OFDM 方式において、LDPC 復号後の軟判定値を用いた繰返しチャネル推定方式に関する検討は十分になされていないと考える .

そこで本論文では、車車間通信などを想定し高速で信頼性が高い通信を実現するべく、ドップラー変動の速い周波数選択性・時間選択性通信路において、軟値判定帰還による繰返しチャネル推定を用いた LDPC 符号化 MIMO-STBC-OFDM 通信方式を提案し、計算機シミュレーションにより、その有効性を明らかにした .

以下、2. では提案する LDPC 符号化 MIMO-STBC-OFDM 方式の送受信機構成の説明、3. では受信機における信号の分離検出方式の説明、4. では文献 [6] で検討されている、STBC 復号結果の硬値判定帰還を用いた、逐次チャネル推定方式について説明する . その後、5. では本論文の提案方式である、LDPC 復号結果の軟値判定帰還を用いた繰返しチャネル推定方式について述べ、6. では計算機シミュレーションにより提案方式の有効性を確認する . 7. はむすびである .

2. 提案方式の送受信機構成

図 1 に送受信アンテナ本数 2×2 の場合の提案方式の送受信機構成を示す . 送信機では、情報系列を CRC 符号化し、その後 LDPC 符号化する . 次に QPSK 変調を行い STBC 符号化する . その後アンテナごとに

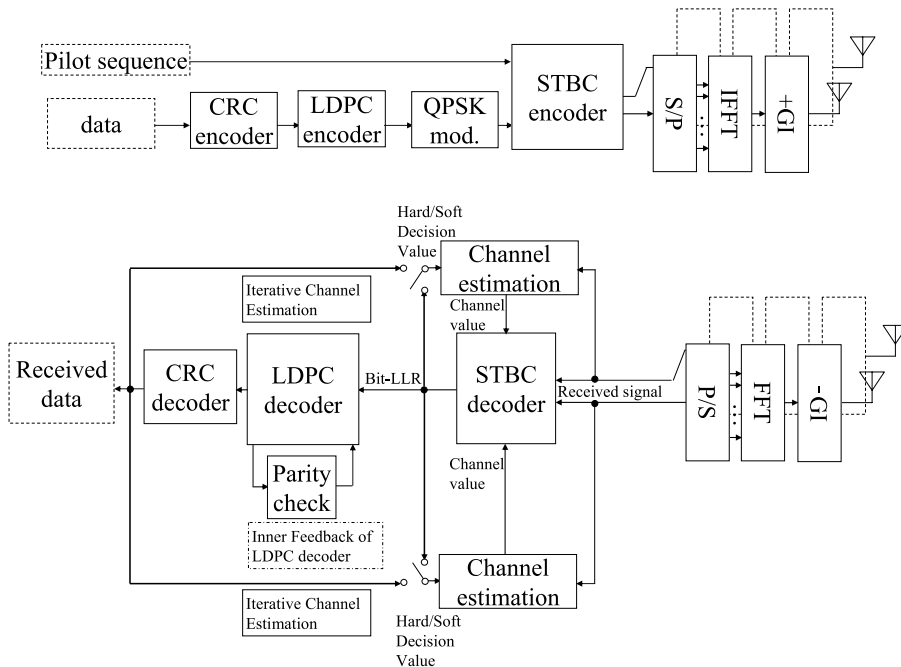


図 1 送受信機システムモデル
Fig. 1 Transmit and receive system model.

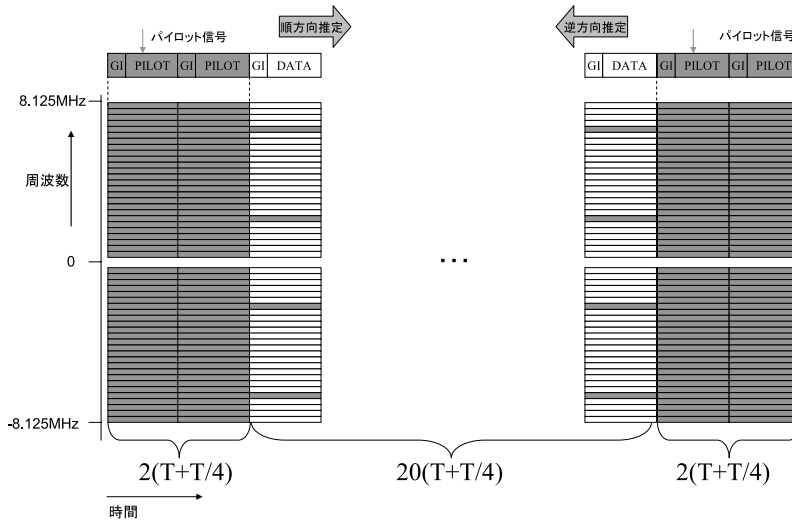


図 2 送信パケット構成
Fig. 2 Packet structure.

OFDM 変調が行われ、ガードインターバルが付加された後、送信アンテナより送信される。

受信機では、まずガードインターバルが取り除かれ、OFDM 復調が行われる。その後、受信信号を STBC 復号する。初回の STBC 復号に際しては、パイロットシンボルを用いて得られたチャネル推定値若しくは、STBC 復号後の硬判定結果を逐次フィードバックして得られたチャネル推定値を用いて復号を行う。詳しくは 4. にて述べる。その後、LDPC 符号の 1 ブロック分のビットに対する LLR (Log Likelihood Ratio) 値を LDPC 復号器に入力して sum-product アルゴリズムにより復号を行う。LDPC 復号器の内部繰返し復号ごとにパリティチェックを行い、パリティチェック方程式を満たした場合若しくは設定した最大イテレーション回数となった場合に LDPC 復号を終了し、復号結果を出力する。LDPC 復号後の出力は CRC 復号され、誤りがない若しくは規定のチャネル推定フィードバック回数を満たした場合はデータとして出力される。チャネル推定フィードバック回数が規定の回数未済で誤りが検出された場合は、LDPC 復号結果をチャネル推定器にフィードバックし、5. で述べる方式に基づいてチャネルを再推定し、そのチャネル推定値を用いて再び STBC 復号からの処理を行い、CRC 復号で誤りがない若しくは規定のチャネル推定フィードバック回数を満たすまで繰返しチャネル推定が続けられる。

また、送信パケットの構成を図 2 に示す。パケットは IEEE802.11a/g/p のパケット構成をもとに構成し

た。図中の灰色のマークはパイロットシンボルを表している。よって使用するサブキャリアの数 52 のうち、4 サブキャリアには常にパイロットシンボルが挿入され、実際にデータの伝送に用いられるサブキャリアは 48 サブキャリアとなる。また、この四つのサブキャリアに連続的に挿入されているパイロットシンボルに関して、今回の検討では受信機におけるチャネル推定及び雑音電力の測定には用いないものとした。データ部分は 20 シンボル長とし、1 パケットで $48 \times 20 = 960$ のデータシンボルが送信される。初回チャネル推定時はパケットの先頭と後尾の両方向からの逐次推定を行うため、パケットの先頭と後尾にそれぞれパイロットシンボルが挿入される。

3. STBC における信号分離検出方式

以下、STBC における最尤判定を用いた信号分離検出方式につき述べるが、送信アンテナ 2 本、受信アンテナ 2 本の MIMO システムでサブキャリア間の干渉がない場合を考える。サブキャリア k における、STBC のシンボル時間区間 $t = 2mT, (2m+1)T$ (T は OFDM シンボル長) に対する送信 STBC 行列 $\mathbf{x}_m^{(k)}$ を次のように表す。

$$\mathbf{x}_m^{(k)} = \begin{bmatrix} x_{2m}^{(k)} & -\left(x_{2m+1}^{(k)}\right)^* \\ x_{2m+1}^{(k)} & \left(x_{2m}^{(k)}\right)^* \end{bmatrix} \quad (1)$$

式 (1) において、列方向は送信アンテナ番号、行方向

は時刻に対応する．また $r_{j,(t)}^{(k)}$, $n_{j,(t)}^{(k)}$ をサブキャリア k , 受信アンテナ j における時刻 $t = 2mT, (2m+1)T$ における受信値, 雑音値として次のように表す．

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_m^{(k)} &= \begin{bmatrix} r_{1,(2m)}^{(k)} & r_{1,(2m+1)}^{(k)} \\ r_{2,(2m)}^{(k)} & r_{2,(2m+1)}^{(k)} \end{bmatrix}, \\ \mathbf{n}_m^{(k)} &= \begin{bmatrix} n_{1,(2m)}^{(k)} & n_{1,(2m+1)}^{(k)} \\ n_{2,(2m)}^{(k)} & n_{2,(2m+1)}^{(k)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

また $\mathbf{x}_m^{(k)}$ 送信区間においてチャネルの時間変動はない場合, $\mathbf{h}_m^{(k)}$ を $\mathbf{x}_m^{(k)}$ 送信時の 2×2 チャネル行列として次のように表す．

$$\mathbf{h}_m^{(k)} = \begin{bmatrix} h_{11,(m)}^{(k)} & h_{12,(m)}^{(k)} \\ h_{21,(m)}^{(k)} & h_{22,(m)}^{(k)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

以上の式 (1) ~ (3) の表記を用いて, 受信信号は

$$\mathbf{r}_m^{(k)} = \mathbf{h}_m^{(k)} \mathbf{x}_m^{(k)} + \mathbf{n}_m^{(k)} \quad (4)$$

と表すことができる．以下, 信号分離検出処理はサブキャリアごとに独立して行われるため添字 k を省略する．式 (4) をもとにして以下のように表記する．

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_m &= \begin{bmatrix} r_{1,(2m)} \\ r_{2,(2m)} \\ (r_{1,(2m+1)})^* \\ (r_{2,(2m+1)})^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} h_{11,(m)} & h_{12,(m)} \\ h_{21,(m)} & h_{22,(m)} \\ (h_{12,(m)})^* & -(h_{11,(m)})^* \\ (h_{22,(m)})^* & -(h_{21,(m)})^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{2m} \\ x_{2m+1} \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} n_{1,(2m)} \\ n_{2,(2m)} \\ (n_{1,(2m+1)})^* \\ (n_{2,(2m+1)})^* \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{H}_m \mathbf{S}_m + \mathbf{N}_m \end{aligned} \quad (5)$$

ただし,

$$\mathbf{H}_m = \begin{bmatrix} h_{11,(m)} & h_{12,(m)} \\ h_{21,(m)} & h_{22,(m)} \\ (h_{12,(m)})^* & -(h_{11,(m)})^* \\ (h_{22,(m)})^* & -(h_{21,(m)})^* \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{X}_m = \begin{bmatrix} x_{2m} \\ x_{2m+1} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{N}_m = \begin{bmatrix} n_{1,(2m)} \\ n_{2,(2m)} \\ (n_{1,(2m+1)})^* \\ (n_{2,(2m+1)})^* \end{bmatrix}$$

とおいた．よって, STBC 復号に

$$\hat{\mathbf{X}}_m = \arg \min_{\mathbf{X}_m} \|\mathbf{R}_m - \mathbf{H}_m \mathbf{X}_m\|^2 \quad (6)$$

として, MLD (Maximum Likelihood Decoding) を用いることができる．よって, MLD における bit-LLR 生成の計算法 [12] を適用することができる．

4. 双方向判定帰還チャネル推定方式

以下, 文献 [6] で提案されている, 双方向判定帰還チャネル推定方式について述べる．本論文では, システムの複雑さ低減のため, 文献 [6] における前後半法による双方向判定帰還チャネル推定方式を用いた．判定帰還した送信シンボルレプリカ行列を

$$\hat{\mathbf{x}}_m^{(k)} = \begin{bmatrix} \hat{x}_{2m}^{(k)} & -(\hat{x}_{2m+1}^{(k)})^* \\ \hat{x}_{2m+1}^{(k)} & (\hat{x}_{2m}^{(k)})^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

として, このエルミート転置行列を受信信号ベクトル $\mathbf{r}_m^{(k)}$ の右から掛けると, 式 (4) より

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_m^{(k)} (\hat{\mathbf{x}}_m^{(k)})^H &= (\mathbf{h}_m^{(k)} \mathbf{x}_m^{(k)} + \mathbf{n}_m^{(k)}) (\hat{\mathbf{x}}_m^{(k)})^H \\ &= \mathbf{h}_m^{(k)} \mathbf{x}_m^{(k)} (\hat{\mathbf{x}}_m^{(k)})^H + \mathbf{n}_m^{(k)} (\hat{\mathbf{x}}_m^{(k)})^H \end{aligned} \quad (8)$$

を得る．以下, チャネル推定処理はサブキャリアごとに独立して行われるため添字 k を省略する．ここで送信シンボルレプリカ $\hat{\mathbf{x}}_m$ が, 送信信号 \mathbf{x}_m に等しい, すなわち復号結果が正しいと仮定すると, $\hat{\mathbf{x}}_m = \mathbf{x}_m$ となり

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_m (\hat{\mathbf{x}}_m)^H &= \begin{bmatrix} \hat{x}_{2m} & -(\hat{x}_{2m+1})^* \\ \hat{x}_{2m+1} & (\hat{x}_{2m})^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (\hat{x}_{2m})^* & (\hat{x}_{2m+1})^* \\ -\hat{x}_{2m+1} & \hat{x}_{2m} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} |\hat{x}_{2m}|^2 + |\hat{x}_{2m+1}|^2 & 0 \\ 0 & |\hat{x}_{2m}|^2 + |\hat{x}_{2m+1}|^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

したがって

$$\mathbf{r}_m (\hat{\mathbf{x}}_m)^H = (\mathbf{h}_m \mathbf{x}_m + \mathbf{n}_m) (\hat{\mathbf{x}}_m)^H$$

$$\begin{aligned}
&= \mathbf{h}_m \mathbf{x}_m (\hat{\mathbf{x}}_m)^H + \mathbf{n}(\hat{\mathbf{x}}_m)^H \\
&= \mathbf{h}_m (|\hat{x}_{2m}|^2 + |\hat{x}_{2m+1}|^2) + \mathbf{n}_m (\hat{\mathbf{x}}_m)^H
\end{aligned} \quad (10)$$

と表され，上式の両辺を $(|\hat{x}_{2m}|^2 + |\hat{x}_{2m+1}|^2)$ で割って，チャンネル推定値 \hat{h}_m

$$\begin{aligned}
\hat{h}_m &= \frac{\mathbf{r}_m (\hat{\mathbf{x}}_m)^H}{(|\hat{x}_{2m}|^2 + |\hat{x}_{2m+1}|^2)} \\
&= \mathbf{h}_m + \frac{\mathbf{n}_m (\hat{\mathbf{x}}_m)^H}{(|\hat{x}_{2m}|^2 + |\hat{x}_{2m+1}|^2)}
\end{aligned} \quad (11)$$

を得る．すなわち， \mathbf{x}_m に関する判定値 $\hat{\mathbf{x}}_m$ を用いて， \mathbf{h}_m の推定値 \hat{h}_m を得る操作は

$$\hat{h}_m = \mathbf{r}_m / \hat{\mathbf{x}}_m = \mathbf{r}_m (\hat{\mathbf{x}}_m)^{-1} \quad (12)$$

と表すことができる．ここで，この推定値 \hat{h}_m を用いて MLD を行うと

$$\begin{aligned}
\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{r}_m - \hat{h}_m \mathbf{x}_m\|^2 &= \min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_m (\hat{\mathbf{x}}_m)^{-1} \mathbf{x}_m\|^2 \\
&= \|\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_m (\hat{\mathbf{x}}_m)^{-1} \mathbf{x}_m\|_{\mathbf{x}_m = \hat{\mathbf{x}}_m}^2 \\
&= \|\mathbf{r}_m - \mathbf{r}_m\|^2 = 0
\end{aligned} \quad (13)$$

となる．すなわち，上式は $\mathbf{x}_m = \hat{\mathbf{x}}_m$ のとき最小値の 0 となることを示しており， $\hat{\mathbf{x}}_m$ に基づく推定値 \hat{h}_m を用いて MLD をしても復号結果としてもと同じ $\hat{\mathbf{x}}_m$ しか得られない．すなわち， $\hat{\mathbf{x}}_m$ が誤りである場合は，推定値 \hat{h}_m を復号に使用できないという問題を

生じる．

そこで双方向判定帰還チャンネル推定方式では，図 3 に示すようにパケットの先端と終端にパイロットシンボルを挿入して，一つ前（若しくは一つ後ろ）の硬判定結果をもとに推定された推定値 \hat{h}_{m-1} (\hat{h}_{m+1}) を用いて推定と復号を逐次行う方式を検討している．具体的には，パケット前半は式 (14)，パケット後半は式 (15) のようにして推定送信シンボルを得る．

$$\hat{\mathbf{X}}_m = \arg \min_{\mathbf{X}_m} \|\mathbf{R}_m - \hat{\mathbf{H}}_{m-1} \mathbf{X}_m\|^2 \quad (14)$$

$$\hat{\mathbf{X}}_m = \arg \min_{\mathbf{X}_m} \|\mathbf{R}_m - \hat{\mathbf{H}}_{m+1} \mathbf{X}_m\|^2 \quad (15)$$

また，bit-LLR の算出に関して受信雑音電力 σ^2 の推定が必要となる．これについてはまず，サブキャリア k ，受信アンテナ j ，時刻 $(2m+l)T$ (m 番目の STBC ブロックにおける l 番目のシンボルに対応する時刻を表す．なお本論文では式 (1) の送信行列を用いるため $l = 0, 1$ の値をとる) における瞬時雑音電力 $|\xi_{j,(2m+l)}^{(k)}|^2$ を，以下の式 (16)～式 (19) のように求める．

先端のパイロットシンボルに関して

$$\begin{aligned}
|\xi_{j,(2m+l)}^{(k)}|^2 &= |r_{j,(2m+l)}^{(k)} - \hat{h}_{j1,(m+1)}^{(k)} x_{P1,(2m+l)}^{(k)} \\
&\quad - \hat{h}_{j2,(m+1)}^{(k)} x_{P2,(2m+l)}^{(k)}|^2
\end{aligned} \quad (16)$$

パケット前半のシンボルに関して

$$|\xi_{j,(2m+l)}^{(k)}|^2 = |r_{j,(2m+l)}^{(k)} - \hat{h}_{j1,(m-1)}^{(k)} \hat{x}_{1,(2m+l)}^{(k)}|^2$$

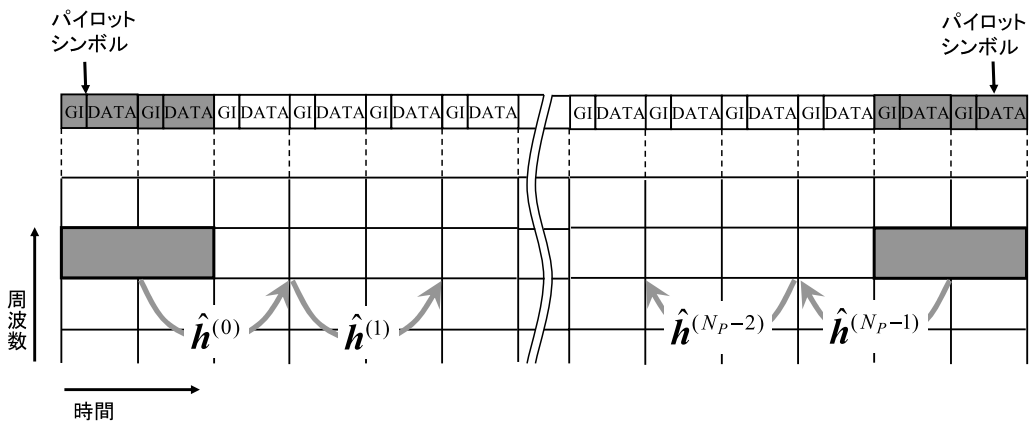


図 3 双方向判定帰還チャンネル推定方式

Fig. 3 Channel estimation using bi-directional decision feedback.

$$\left| -\hat{h}_{j2,(m-1)}^{(k)} \hat{x}_{2,(2m+l)}^{(k)} \right|^2 \quad (17)$$

パケット後半のシンボルに関して

$$\left| \xi_{j,(2m+l)}^{(k)} \right|^2 = \left| r_{j,(2m+l)}^{(k)} - \hat{h}_{j1,(m+1)}^{(k)} \hat{x}_{1,(2m+l)}^{(k)} - \hat{h}_{j2,(m+1)}^{(k)} \hat{x}_{2,(2m+l)}^{(k)} \right|^2 \quad (18)$$

終端のパイロットシンボルに関して

$$\left| \xi_{j,(2m+l)}^{(k)} \right|^2 = \left| r_{j,(2m+l)}^{(k)} - \hat{h}_{j1,(m-1)}^{(k)} x_{P1,(2m+l)}^{(k)} - \hat{h}_{j2,(m-1)}^{(k)} x_{P2,(2m+l)}^{(k)} \right|^2 \quad (19)$$

式 (16) ~ (19) において, サブキャリア k , m 番目の STBC ブロックにおける送信アンテナ i と受信アンテナ j 間のチャネル利得を $\hat{h}_{ji,(m)}^{(k)}$, 時刻 $(2m+l)$ ($l = 0, 1$) における受信アンテナ j の受信値を $r_{j,(2m+l)}^{(k)}$, 送信アンテナ i におけるパイロットシンボルを $x_{Pi,(2m+l)}^{(k)}$, 送信シンボルレプリカを $\hat{x}_{i,(2m+l)}^{(k)}$ としている.

求めた $\left| \xi_{j,(2m+l)}^{(k)} \right|^2$ に対してパケットごとにサブキャリア k , 受信アンテナ j , 時刻 $(2m+l)$ について平均化することで雑音電力の推定値 $\tilde{\sigma}^2$ を得る.

$$\tilde{\sigma}^2 = \frac{\sum_k \sum_j \sum_{2m+l} \left| \xi_{j,(2m+l)}^{(k)} \right|^2}{\sum_k \sum_j \sum_{2m+l}} \quad (20)$$

本論文では情報伝送サブキャリア数 $\sum_k = 48$, 受信アンテナ本数 $\sum_j = 2$, 1 パケット送信 OFDM シンボル数 $\sum_{2m+l} = 24$ であるため

$$\sum_k \sum_j \sum_{2m+l} = 48 \times 2 \times 24 = 2304 \quad (21)$$

の要素に対し平均をとっている.

5. 軟判定値の帰還を用いた繰返しチャネル推定方式

以下, LDPC 復号結果の軟値フィードバックを利用した繰返しチャネル推定方式について述べる. 本方式は文献 [8] の方式を 2×2 MIMO-STBC-OFDM システムに拡張したものと考えられる. 図 4 のように, チャネルの時変動がないとみなせる区間 $-2M \sim 2M + 1$ の受信信号 $r_{j,(m)}^{(k)}$ (サブキャリア k , 受信アンテナ j , 時刻 mT , ここで T は OFDM シンボル長を表す) のサンプル値をとると次式の関係が成り立つ.

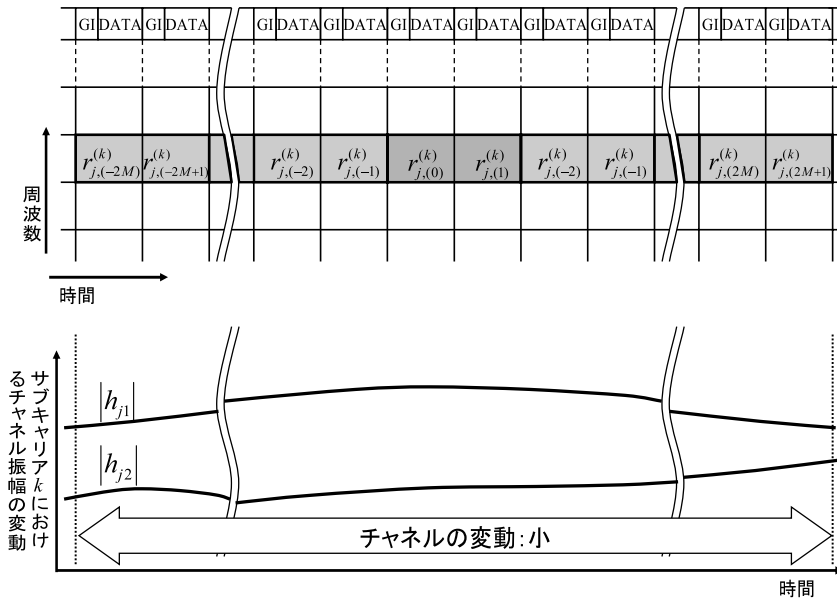


図 4 提案チャネル推定方式における受信信号サンプル値のとり方

Fig. 4 Sampling scheme of receive signals in proposed channel estimation.

$$\begin{aligned}
& \underbrace{\begin{pmatrix} r_{j,(-2M)}^{(k)} \\ r_{j,(-2M+1)}^{(k)} \\ \vdots \\ r_{j,(0)}^{(k)} \\ r_{j,(1)}^{(k)} \\ \vdots \\ r_{j,(2M)}^{(k)} \\ r_{j,(2M+1)}^{(k)} \end{pmatrix}}_{\mathbf{r}_j^{(k)}} \\
&= \underbrace{\begin{pmatrix} x_{-2M}^{(k)} & x_{-2M+1}^{(k)} \\ (-x_{-2M+1}^{(k)})^* & (x_{-2M}^{(k)})^* \\ \vdots & \vdots \\ x_0^{(k)} & x_1^{(k)} \\ (-x_1^{(k)})^* & (x_0^{(k)})^* \\ \vdots & \vdots \\ x_{2M}^{(k)} & x_{2M+1}^{(k)} \\ (-x_{2M+1}^{(k)})^* & (x_{2M}^{(k)})^* \end{pmatrix}}_{\mathbf{X}^{(k)}} \underbrace{\begin{pmatrix} h_{j1}^{(k)} \\ h_{j2}^{(k)} \\ \vdots \\ h_j^{(k)} \end{pmatrix}}_{\mathbf{h}_j^{(k)}} \\
&+ \underbrace{\begin{pmatrix} n_{j,(-2M)}^{(k)} \\ n_{j,(-2M+1)}^{(k)} \\ \vdots \\ n_{j,(0)}^{(k)} \\ n_{j,(1)}^{(k)} \\ \vdots \\ n_{j,(2M)}^{(k)} \\ n_{j,(2M+1)}^{(k)} \end{pmatrix}}_{\mathbf{n}_j^{(k)}} \quad (22)
\end{aligned}$$

ここで $\mathbf{r}_j^{(k)}$, $\mathbf{X}^{(k)}$, $\mathbf{h}_j^{(k)}$, $\mathbf{n}_j^{(k)}$ はそれぞれ受信信号ベクトル, 送信信号行列, チャンネルベクトル, 雑音ベクトルを表している. 送信信号行列 $\mathbf{X}^{(k)}$ の要素は, 1 列目が送信アンテナ 1 からの送信信号, 2 列目が送信アンテナ 2 からの送信信号を表しており, 各送信シンボルの電力は $|x_m|^2 = 1/2$, $(m = -2M, \dots, 2M+1)$ である. またチャンネルベクトル $\mathbf{h}_j^{(k)}$ の要素 $h_{ji}^{(k)}$ は, サブキャリア k における送信アンテナ i と受信アンテナ j 間の周波数領域のチャンネル応答を表す. 最後に雑

音ベクトル $\mathbf{n}_j^{(k)}$ の要素は, 受信信号ベクトル $\mathbf{r}_j^{(k)}$ の各要素に対応する雑音成分を要素としている.

以上の表記を用いて, 次式で表される, 受信信号ベクトル $\mathbf{r}_1^{(k)}$, $\mathbf{r}_2^{(k)}$ を得たときの $\|\mathbf{r}_j^{(k)} - \mathbf{X}^{(k)} \mathbf{h}_j^{(k)}\|^2$ の条件付期待値を最小にする推定値 $\hat{\mathbf{h}}_j^{(k)}$ を求める.

$$\hat{\mathbf{h}}_j^{(k)} = \arg \min_{\mathbf{h}_j^{(k)}} E \left\{ \left\| \mathbf{r}_j^{(k)} - \mathbf{X}^{(k)} \mathbf{h}_j^{(k)} \right\|^2 \middle| \mathbf{r}_1^{(k)}, \mathbf{r}_2^{(k)} \right\} \quad (23)$$

以下サブキャリアごとに独立にチャンネル推定を行うため, サブキャリアの添字 k を省略する. 以下, 式 (23) のコスト関数を最小とする $\hat{\mathbf{h}}_j$ を求める.

$$J = \frac{\partial}{\partial \hat{\mathbf{h}}_j} E \left\{ \left\| \mathbf{r}_j - \mathbf{X} \hat{\mathbf{h}}_j \right\|^2 \middle| \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2 \right\} \quad (24)$$

とおくと, $J = 0$ より

$$\hat{\mathbf{h}}_j = \left(\overline{\mathbf{X}^H \mathbf{X}} \right)^{-1} \overline{\mathbf{X}^H} \mathbf{r}_j \quad (25)$$

と求まる. ただし $\overline{\mathbf{X}^H \mathbf{X}}$ と $\overline{\mathbf{X}}$ は

$$\overline{\mathbf{X}^H \mathbf{X}} = E \left\{ \mathbf{X}^H \mathbf{X} \middle| \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2 \right\} \quad (26)$$

$$\overline{\mathbf{X}} = E \left\{ \mathbf{X} \middle| \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2 \right\} \quad (27)$$

である. 一方, 変調方式を QPSK とした場合, 変調信号の期待値であるフィードバックされる軟値シンボルは次式で得られる.

$$\begin{aligned}
\bar{x}_m &= E \{ x_m | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2 \} = \frac{1}{2} \tanh \left(\frac{L(b_{2m} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)}{2} \right) \\
&+ \frac{j}{2} \tanh \left(\frac{L(b_{2m+1} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)}{2} \right) \quad (28)
\end{aligned}$$

上式において $L(b_{2t} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$, $L(b_{2t+1} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2)$ は $\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2$ を受信したときの $2t, 2t+1$ 番目のビット b_{2t}, b_{2t+1} に対する log-likelihood ratio (LLR) である. よって \mathbf{X} の期待値 $\overline{\mathbf{X}}$ は次式となる.

$$\begin{aligned}
& \overline{\mathbf{X}} = E \{ \mathbf{X} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2 \} \\
&= \begin{pmatrix} E\{x_{-2M} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\} & E\{x_{-2M+1} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\} \\ -(E\{x_{-2M+1} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\})^* & (E\{x_{-2M} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\})^* \\ \vdots & \vdots \\ E\{x_0 | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\} & E\{x_1 | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\} \\ -(E\{x_1 | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\})^* & (E\{x_0 | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\})^* \\ \vdots & \vdots \\ E\{x_{2M} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\} & E\{x_{2M+1} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\} \\ -(E\{x_{2M+1} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\})^* & (E\{x_{2M} | \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2\})^* \end{pmatrix}
\end{aligned}$$

$$= \begin{pmatrix} \bar{x}_{-2M} & \bar{x}_{-2M+1} \\ -(\bar{x}_{-2M+1})^* & (\bar{x}_{-2M})^* \\ \vdots & \vdots \\ \bar{x}_0 & \bar{x}_1 \\ -(\bar{x}_1)^* & (\bar{x}_0)^* \\ \vdots & \vdots \\ \bar{x}_{2M} & \bar{x}_{2M+1} \\ -(\bar{x}_{2M+1})^* & (\bar{x}_{2M})^* \end{pmatrix} \quad (29)$$

また $X^H X$ の期待値 $\overline{X^H X}$ は次式のように求められる。

$$\begin{aligned} \overline{X^H X} &= E \left\{ (|x_{-2M}|^2 + |x_{-2M+1}|^2 + \cdots + |x_0|^2 \right. \\ &\quad \left. + |x_1|^2 + \cdots + |x_{2M}|^2 + |x_{2M+1}|^2) \mathbf{I} \mid \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2 \right\} \\ &= (2M+1) \mathbf{I} \end{aligned} \quad (30)$$

ただし $E \left\{ |x_m|^2 \mid \mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2 \right\} = \frac{1}{2} \ (m = -2M, \dots, 2M+1)$ である。

よって $(\overline{X^H X})^{-1}$ は次式となる。

$$(\overline{X^H X})^{-1} = \frac{1}{2M+1} \mathbf{I} \quad (31)$$

これらを式 (25) に代入して次式のチャネル推定値 \hat{h}_j を得る。

$$\hat{h}_j = \frac{1}{2M+1} \overline{X^H} \mathbf{r}_j \quad (32)$$

なお、パケット先頭及び終端のエッジ部分にあたり、受信信号サンプル数が $4M+2$ に満たない場合は、その部分を切り捨て、要素の存在する範囲でチャネル推定を行う。

また、雑音電力 σ^2 についても再推定を行う。雑音電力の再推定では、まず、初回の推定時と同様にサブキャリア k 、受信アンテナ j 、時刻 $(2m+l)T$ における瞬時雑音電力 $\left| \xi_{j,(2m+l)}^{(k)} \right|^2$ を次式のように求める。

$$\begin{aligned} \left| \xi_{j,(2m+l)}^{(k)} \right|^2 &= \left| r_{j,(2m+l)}^{(k)} - \hat{h}_{j1,(m)}^{(k)} \hat{x}_{1,(2m+l)}^{(k)} \right. \\ &\quad \left. - \hat{h}_{j2,(m)}^{(k)} \hat{x}_{2,(2m+l)}^{(k)} \right|^2 \end{aligned} \quad (33)$$

上式において初回の雑音電力推定と異なる点は、チャネル推定値 $\hat{h}_{ji,(m)}^{(k)}$ について式 (32) により更新された後の値を用いている点と、送信シンボルレプリカ

$\hat{x}_{i,(2m+l)}^{(k)}$ について LDPC 復号出力の硬判定結果を用いている点である。式 (33) のように求めた瞬時雑音電力の推定値に対して、式 (20) のように 1 パケットの要素で平均をとることで雑音電力推定値 $\hat{\sigma}^2$ が更新される。

6. 計算機シミュレーション結果

以上の提案方式に対し、計算機シミュレーション実験を行った。比較対象として、双方向判定帰還チャネル推定方式 (LDPC 復号結果の判定帰還を行わない方式) のみの誤り率特性と、提案した軟値判定帰還を用いた繰返しチャネル推定方式において軟値シンボルの代わりに硬値シンボルを用いた場合 [13] (式 (32) の \overline{X} に LDPC 復号出力の硬判定結果より得られた送信シンボルレプリカを代入) の誤り率特性を示した。硬値判定帰還の場合、フィードバックされる硬値シンボルは式 (28) の代わりに次式を用いる。

$$\hat{x}_m = \frac{1}{2} b_{2m} + \frac{j}{2} b_{2m+1} \quad (34)$$

式 (34) において (b_{2m}, b_{2m+1}) は、LDPC 復号出力の $2m, 2m+1$ 番目のビットの硬判定結果を表す。

シミュレーション条件を表 1 に、遅延プロファイルを図 5 に示す。なお、表 1 中の f_d は最大ドップラー周波数を表し、 $f_d T$ は OFDM シンボル長 T で規格化された値を表す。

提案する繰返しチャネル推定方式に用いる受信信号サンプル数 M に関する最適化のシミュレーション結果を図 6 に示す。結果より $f_d T = 0.02$ の場合は $M = 4$ のとき、 $f_d T = 0.01$ の場合は $M = 6$ のとき、 $f_d T = 0.001$ の場合は $M = 10$ のとき BER 特性、PER 特性とともに最も良い特性を示している。なお、 M のとり得る値の範囲は $0 \leq M \leq 10$ である。したがってこれ以降は、 $f_d T = 0.02$ の場合は $M = 4$ 、 $f_d T = 0.01$ の場合は $M = 6$ 、 $f_d T = 0.001$ の場合は $M = 10$ なる値を用いる。

このとき式 (22) より、例えば $f_d T = 0.01$ で $M = 6$ の場合、 $-12T \sim +13T$ の区間のチャネル推定値の平均化を行っていることになる。ここで、 $-12T \sim +13T$ の区間の中心の時刻、すなわち $0 \cdot T$ と端の時刻 $+13T$ のフェージング相関について検討する。各シンボル区間 T に対し、 2×2 の周波数選択性 MIMO 通信路の出力に対するガードインターバル除去及び FFT 操作により、各サブキャリアごとに見ると、各サブキャリア通信路は、周波数フラットな 2×2 の MIMO 時間

表 1 シミュレーション条件
Table 1 Computer simulation condition.

Antenna	2×2
Error-correcting code	Regular LDPC code (1920, 960) Weight of column: 3 Weight of row: 6 Eliminated loop length: 4, 6
Number of LDPC iteration	40
Modulation	Coded···QPSK Uncoded···BPSK
FFT size	64
Number of OFDM Subcarrier	52
GI length	$T/4$ (T : Symbol length of OFDM)
Channel model	2×2 MIMO channel (Spatial paths are independent of each other) 16 path Rayleigh fading between each Tx and Rx antenna (Fig.5) (Delay path interval: $\Delta\tau = T/64$, Maximum delay time: $\tau_{\max} = 15T/64$)
$f_d T$	0.001, 0.01, 0.02

選択性レイリーフェージング通信路に変換される．この周波数フラットな時間選択性レイリーフェージングの規格化自己相関関数は

$$\rho(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau) \quad (35)$$

で与えられる．ただし， $J_0(\cdot)$ は第 1 種 0 次のベッセル関数で， $\tau = |t_2 - t_1|$ であり， τ は時刻 t_2 と時刻 t_1 の時間差を表し， $\rho(\tau)$ ($|\rho(\tau)| \leq 1$) は，時刻 t_1 と時刻 t_2 のフェージング値の相関係数としての意味をもつ．そこで， $\tau = (2M+1)T|_{M=6} = 13T$ とすると

$$\left. \begin{aligned} 2\pi f_d \tau &= 2\pi f_d (2M+1)T|_{f_d T=0.01, M=6} \\ &= 2\pi \times 13 \times 0.01 = 0.817 \\ \rho(\tau) &= J_0(0.817) = 0.84 \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

と計算される．以上より， $f_d T = 0.01$ のとき $-12T \sim$

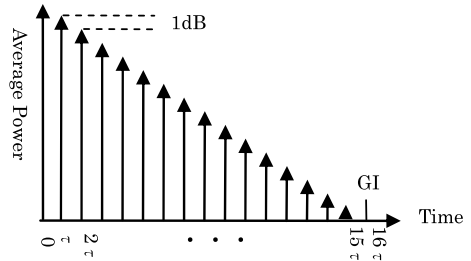


図 5 送受信アンテナ間の遅延プロファイル (各遅延パスは独立にレイリー変動)

Fig. 5 Delay profile between transmit and receive antenna (Each delay path has an independent Rayleigh variation with Doppler frequency of f_d .)

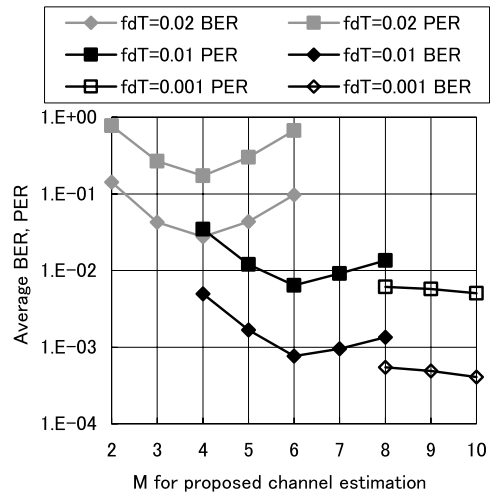


図 6 提案チャネル推定方式における平均化パラメータ M に対する誤り率特性 (チャネル推定繰り返し回数 10 回， $f_d T = 0.001$ のときの受信アンテナ 1 本当りの平均 $E_b/N_0 = 7$ dB， $f_d T = 0.01$ のときの受信アンテナ 1 本当りの平均 $E_b/N_0 = 8$ dB， $f_d T = 0.02$ のときの受信アンテナ 1 本当りの平均 $E_b/N_0 = 9$ dB)

Fig. 6 BER and PER characteristics versus parameter M for proposed channel estimation (Number of iterations for channel estimation equals 10, Average E_b/N_0 per receive antenna = 7 dB when $f_d T = 0.001$, Average E_b/N_0 per receive antenna = 8 dB when $f_d T = 0.01$, Average E_b/N_0 per receive antenna = 9 dB when $f_d T = 0.02$)

+13T の区間では，各サブキャリアチャネルの時間選択性フェージングの相関係数は 0.84~1.0 と 1 に近い値を示し，この計 26T 区間では，フェージング過程は大きく時変動しているわけではなく，フェージング時変動は少なく，ほぼ一定であるという評価結果を得

る．したがって， $f_d T = 0.01$ で $M = 6$ の場合，区間 $-12T \sim +13T$ で，式 (22)，式 (29) による平均化を行ってもかまわないことになる．

次に繰返し推定のフィードバック回数に対するビット誤り率及びパケット誤り率特性のシミュレーション結果を図 7 に示す．図 7 の結果より，提案繰返しチャネル推定の回数を増やすことにより誤り率特性が改善されることが分かる．また $f_d T$ の値にかかわらず，15 回程度のイタレーションでほぼ収束することが分かる．

次に $f_d T = 0.01$ の場合における受信アンテナ 1 本当りの平均 E_b/N_0 に対する BER 特性と PER 特性のシミュレーション結果を図 8，図 9 に示す．なお，図 8 以降の図中の # は提案方式の繰返し推定フィードバック回数を表している．

まず図 8，図 9 の結果より， $f_d T = 0.01$ という速度の時変動フェージングに対し，無符号化チャネル推定の BER 及び PER 特性でも，表示された範囲では

エラーフロアが生じていないことが分かる．これは，式 (35) より $\tau = T, 2T$ におけるフェージング過程の規格化自己相関関数を求めると

$$\rho(\tau)|_{\tau=T} = J_0(2\pi f_d T)|_{\tau=T, f_d T=0.01}$$

$$= J_0(0.06283) = 0.999$$

$$\rho(\tau)|_{\tau=2T} = J_0(2\pi f_d T)|_{\tau=2T, f_d T=0.01}$$

$$= J_0(0.12566) = 0.996$$

となり，OFDM の 1 シンボル区間 T でのフェージング時変動がほぼないため，各サブキャリア間の直交性が確保されることと，また STBC の送信区間 $2T$ の間でもほぼフェージング時変動がないといえるため，STBC の直交性もほぼ確保されたからと考えられる．

提案方式である LDPC 復号結果の軟値判定帰還を用いた繰返しチャネル推定方式（図中 実線）を双方向判定帰還チャネル推定方式のみ（図中 × 実線）の誤り率特性と比較すると，BER = 10^{-3} また PER = 10^{-2} においてどちらも約 4.9 dB 程度の改善が得られていることが分かる．よって，LDPC 復号結果の軟値判定帰還を用いた繰返しチャネル推定方式を用いることで，単なる STBC 復号結果を用いた双方向判定帰還チャ

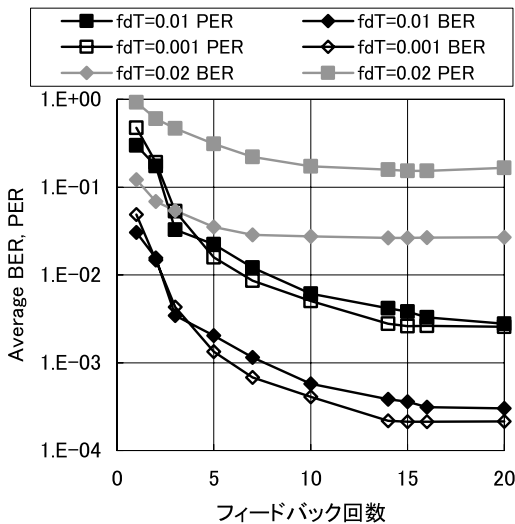


図 7 提案チャネル推定方式における繰返しフィードバック回数に対する誤り率特性 ($f_d T = 0.001$ のとき $M = 10$ かつ受信アンテナ 1 本当りの平均 $E_b/N_0 = 7$ dB, $f_d T = 0.01$ のとき $M = 6$ かつ受信アンテナ 1 本当りの平均 $E_b/N_0 = 8$ dB, $f_d T = 0.02$ のとき $M = 4$ かつ受信アンテナ 1 本当りの平均 $E_b/N_0 = 9$ dB)

Fig. 7 BER and PER characteristics versus iteration number in proposed channel estimation scheme. ($M = 10$ and average E_b/N_0 per receive antenna = 7 dB when $f_d T = 0.001$, $M = 6$ and average E_b/N_0 per receive antenna = 8 dB when $f_d T = 0.01$, $M = 4$ and average E_b/N_0 per receive antenna = 9 dB when $f_d T = 0.02$)

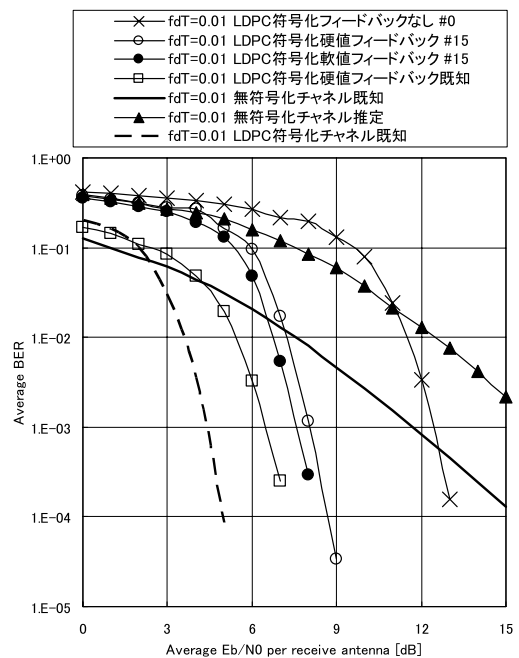


図 8 提案方式の BER 特性の比較

Fig. 8 Comparison of BER characteristics. ($f_d T = 0.01$, $M = 6$)

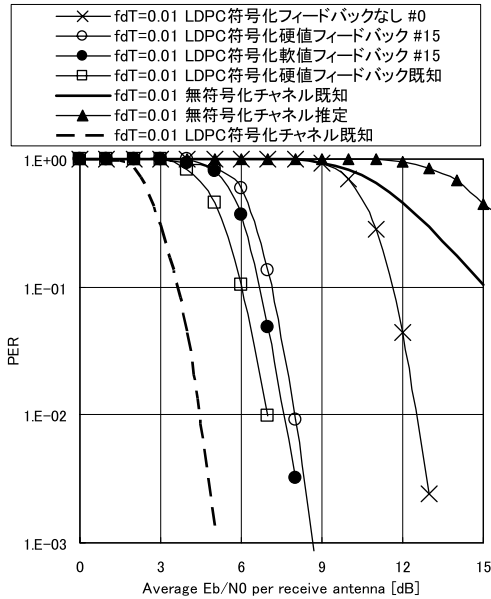


図 9 提案方式の PER 特性の比較

Fig. 9 Comparison of PER characteristics. ($f_d T = 0.01$, $M = 6$)

ネル推定方式の場合に比べてより高精度なチャネル推定が実現できたと考えられる。これは、LDPC 復号結果の軟値のフィードバックを用いることで、より信頼性のある送信信号レプリカを生成することができたためだと考えられる。

また、図 8、図 9 のグラフにおける提案方式の軟値フィードバック（実線）と硬値フィードバック（実線）の場合と、硬値フィードバックが既知（実線）の場合を比較すると、BER 特性、PER 特性ともに $Average E_b/N_0$ が大きくなるにつれてその差が次第に小さくなっていく傾向が見られる。これは、 $Average E_b/N_0$ が大きくなるにつれて判定帰還のフィードバック情報に誤りが少なくなり、硬値フィードバックが既知の場合のチャネル推定値に近づくためだと考えられる。よって、硬値、軟値フィードバックの提案方式と、硬値フィードバックが既知の場合の BER、PER の特性差は、判定帰還のフィードバック情報に誤りが含まれていることによる、チャネル推定の不完全さに起因するものと考えられる。なお、硬値フィードバックが既知の場合は、既知トレーニング系列を送信してチャネル推定する場合と同等で、これが本提案方式におけるチャネル推定の限界点であると考えられる。

更に、軟値判定帰還の誤り率特性（実線）を硬

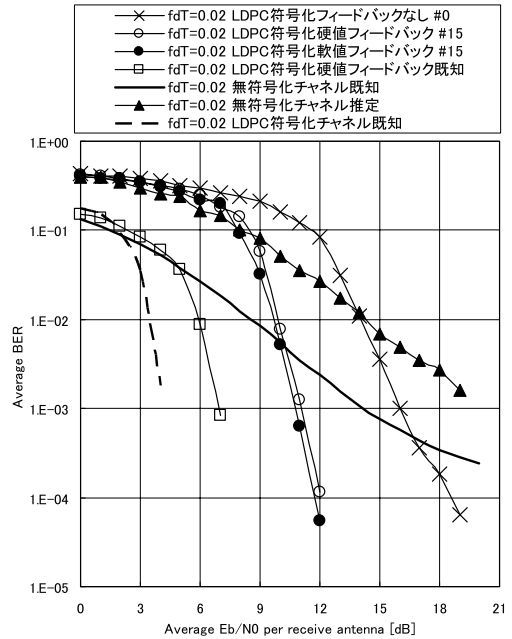


図 10 提案方式の BER 特性の比較

Fig. 10 Comparison of BER characteristics. ($f_d T = 0.02$, $M = 4$)

値判定帰還の誤り率特性（実線）と比較すると、 $BER = 10^{-3}$ 、 $PER = 10^{-2}$ でともに約 0.5 dB の改善が見られる。これは式 (32) より、軟値判定帰還の場合、チャネル推定値 \hat{h}_j に対する各軟値シンボルの重みはその絶対値 $|\hat{x}_m|$ で決まるのに対して、硬値シンボルを用いた場合は各シンボルともその重みが等しくなるためであると考えられる。このため軟値判定帰還を用いたことで、硬値判定帰還に比べて、シンボルの判定誤りに起因するチャネル推定値の誤差を小さくできたと考える。

加えて、参考の比較として、図 8、図 9 中に、通信路値を既知（カンニング）とした場合の無符号化 MIMO-STBC-OFDM 方式（図中太い実線）と LDPC 符号化 MIMO-STBC-OFDM 方式（図中太い破線）のビット誤り率とパケット誤り率特性を示す。これらはそれぞれ無符号化時と LDPC 符号化時の誤り率特性の下界値（Lower bound）と考えられる。したがってこの下界値に対し提案チャネル推定方式は $BER = 10^{-3}$ また $PER = 10^{-2}$ においてともに約 3.1 dB 程度劣化している。

次に $f_d T = 0.02$ における BER 特性と PER 特性のシミュレーション結果をそれぞれ図 10、図 11 に示す。

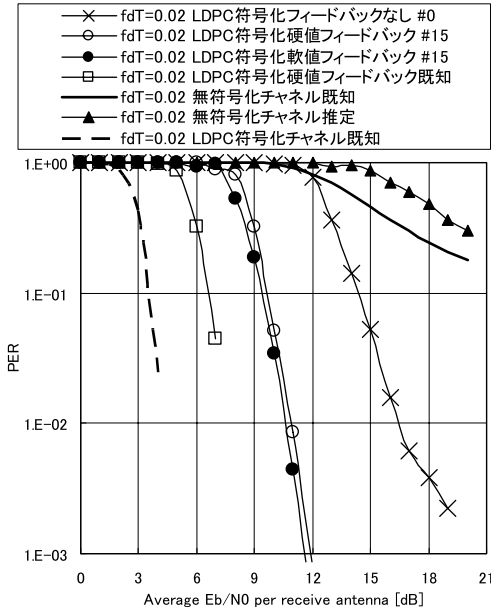


図 11 提案方式の PER 特性の比較

Fig. 11 Comparison of PER characteristics. ($f_d T = 0.02$, $M = 4$)

$f_d T = 0.02$ とフェージング速度が速くなると、無符号化チャネル既知 (太い実線) や無符号化チャネル推定 (実線) など、無符号化の BER や PER 特性では、エラーフロアの傾向が見られる。これは、無符号化の場合は、STBC の $2T$ シンボル区間にわたるフェージング時変動の影響をより受けやすく、STBC の直交性の崩れなどが原因と考えられる。しかし、LDPC 符号化方式については、今回表示した範囲ではエラーフロアは生じていない。これは、STBC や OFDM の直交性が若干崩れても LDPC 復号の効果で最終的にビット誤りが訂正されるためだと考えられる。

最後に $f_d T = 0.001$ における BER 特性と PER 特性のシミュレーション結果を図 12、図 13 に示す。 $f_d T = 0.01$ や $f_d T = 0.02$ の場合と比較すると、フェージング速度が遅い分、BER 特性と PER 特性が改善し、やはり提案する繰返しチャネル推定方式を用いることで誤り率特性が大きく改善されることが分かる。また、提案方式である LDPC 符号化軟値フィードバック (実線) が改善限界である LDPC 符号化硬値フィードバック既知 (実線) により近づく様子が見てとれる。

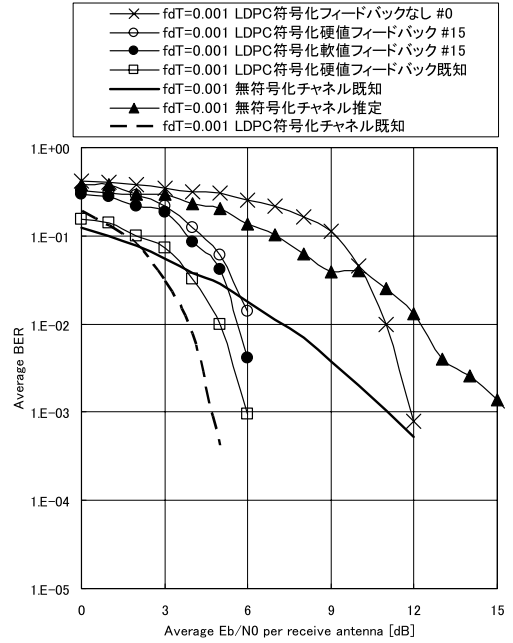


図 12 提案方式の BER 特性の比較

Fig. 12 Comparison of BER characteristics. ($f_d T = 0.001$, $M = 10$)

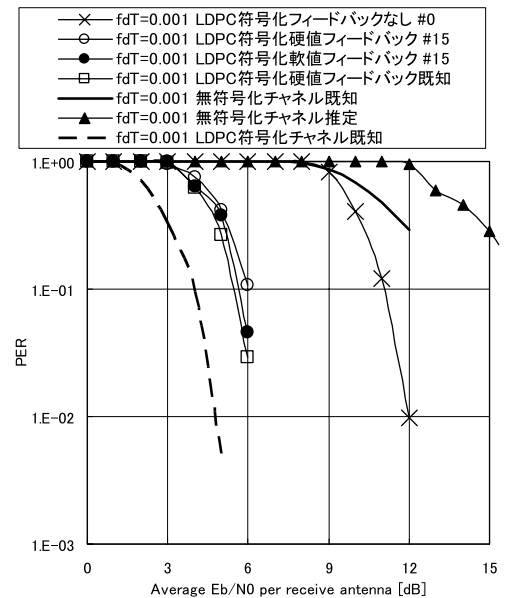


図 13 提案方式の PER 特性の比較

Fig. 13 Comparison of PER characteristics. ($f_d T = 0.001$, $M = 10$)

7. む す び

本論文では、LDPC 符号化 MIMO-STBC-OFDM システムにおいて、LDPC 復号結果の軟値判定帰還を用いた繰返しチャネル推定方式を提案し、その有効性を計算機シミュレーションにより比較、検討した。その結果、提案方式を用いない双方向判定帰還チャネル推定方式に比べ大きく、また LDPC 復号結果の硬値判定帰還を用いた繰返しチャネル推定方式に比べいっそう、ビット誤り率及びパケット誤り率特性を改善することができた。これは、提案チャネル推定方式を用いることで信頼度の高い送信信号軟値レプリカを受信機内で生成することができ、かつ、その信頼度を生かしたチャネル推定を行えるためである。

本論文では、周波数選択性 2×2 MIMO 通信路において $f_d T = 0.001, 0.01, 0.02$ なる時変動フェージング環境を想定して計算機シミュレーションを行い、既存方式である双方向判定帰還チャネル推定方式と比較した結果、大きなチャネル推定利得を得ることができ、本提案チャネル推定方式の有効性が明らかとなった。また、本論文で提案した LDPC 復号結果の軟値判定帰還を用いた繰返しチャネル推定方式に比べ若干誤り率特性は劣るが、やはり提案方式である LDPC 復号結果の硬値判定帰還を用いた繰返しチャネル推定方式も実用上は遜色ない方式と考えられ、これらの提案方式により、ITS 車々間通信などで高速・高信頼の通信が実現されると考える。

謝辞 計算機シミュレーションに御協力頂いた名古屋工業大学大学院情報工学専攻博士前期課程の鶴田優介氏に感謝致します。

文 献

- [1] G.J. Foschini and M.J. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wirel. Pers. Commun.*, vol.6, pp.311–355, March 1998.
- [2] T. Ito, X. Wang, Y. Kakura, M. Madhian, and A. Ushirokawa, "Performance comparison of MF and MMSE combined iterative soft interference canceller and V-BLAST technique in MIMO/OFDM systems," 58th IEEE VTC 2003-Fall, pp.488–492, 2003.
- [3] S.M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.16, no.8, pp.1451–1458, Oct. 1998.
- [4] 和田山正, 低密度パリティ検査符号とその復号法: LDPC (Low density parity check) 符号/sum-product 復号法, トリケップス, June 2002.
- [5] 伊藤健二, 伊藤修朗, 三田勝史, 唐沢好男, "交差点付近

の伝搬特性を対象とする判定帰還型チャネル推定法による MIMO-STBC 車々間通信方式," *信学論 (B)*, vol.J89-B, no.9, pp.1776–1788, Sept. 2006.

- [6] 早川敬一郎, 三田勝史, 伊藤修朗, 石神裕丈, 岩波保則, 岡本英二, "MIMO-STBC における双方向判定帰還チャネル推定方式," *信学技報*, SIP2007-170, RCS2007-173, Jan. 2008.
- [7] 小林英雄, 森香津夫, "移動通信環境下における OFDM 通信システム用伝送路推定方式の提案," *信学論 (B)*, vol.J90-B, no.12, pp.1249–1262, Dec. 2007.
- [8] M. Sandell, C. Lusch, P. Strauch, and R. Yan, "Iterative channel estimation using soft decision feedback," *IEEE GLOBECOM98*, vol.6, pp.3728–3733, Nov. 1998.
- [9] 鹿島 毅, 府川和彦, 鈴木 博, "MIMO-OFDM 移動通信用逐次 MAP 受信機におけるファクターグラフに基づく逐次伝送路推定," *信学技報*, RCS2005-194, March 2006.
- [10] K. Adachi, R. Esmailzadeh, and M. Nakagawa, "Iterative QRM-MLD with pilot-assisted decision directed channel estimation for OFDM MIMO multiplexing," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol.E89-A, no.7, pp.1892–1902, July 2006.
- [11] M. Nicoli, S. Ferrara, and U. Spagnolini, "Soft-iterative channel estimation: Methods and performance analysis," *IEEE Trans. Commun.*, vol.55, no.6, pp.2993–3006, June 2007.
- [12] ゲン レ コア, 石神裕丈, 岩波保則, 岡本英二, "LDPC 符号化 MIMO OFDM 球内復号方式の外側繰返し復号による特性改善の検討," *信学論 (B)*, vol.J91-B, no.1, pp.112–117, Jan. 2008.
- [13] 石神裕丈, 岩波保則, 岡本英二, 早川敬一郎, 三田勝史, 伊藤修朗, "LDPC 符号化 MIMO-STBC-OFDM における判定帰還を用いた繰返しチャネル推定方式," *信学技報*, SIP2007-169, RCS2007-172, Jan. 2008.

(平成 20 年 3 月 27 日受付, 8 月 28 日再受付)



石神 裕丈 (正員)

平 18 名工大・工・電気情報卒・平 20 同大大学院博士前期課程了。同年(株)デンソー入社。在学中 ITS 通信用 MIMO-OFDM 方式の研究に従事。



岩波 保則 (正員)

昭 51 名工大・工・電気卒。昭 56 東北大学大学院博士課程了。工博。同年、名工大・電気勤務。現在、同大学院・教授。平 7~8 カナダ Queen's 大学文部省在外研究員。デジタル通信、移動体通信方式、符号化変復調方式などの研究に従事。平 19 総務省東海総合通信局長表彰受賞。IEEE、情報理論とその応用学会、電気学会各会員。



岡本 英二 (正員)

平 5 京大・工・電気第二卒。平 7 同大学院修士課程了。同年、郵政省通信総合研究所(現・独立行政法人情報通信研究機構)入所。以来、衛星通信、ミリ波加入者系無線アクセスシステム、無線通信方式の研究開発に従事。平 15 より名古屋工業大学勤務。現在、同大学院工学研究科准教授。博士(情報学)。平 10 本会学術奨励賞受賞。平 17, 19 本会通ソ活動功労賞受賞。平 20 総務省東海総合通信局長表彰受賞。IEEE 会員。



早川敬一郎 (正員)

平 16 京大・工・物理工卒。平 18 同大学院機械工学専攻博士前期課程了。同年、(株)豊田中央研究所入社。移动通信システムに関するデジタル信号処理の研究に従事。



三田 勝史

平 10 名大・工・情報工卒。平 12 同大学院博士前期課程了。同年、(株)豊田中央研究所入社。移动通信システムに関するデジタル信号処理の研究に従事。平 18 IEEE Chester Sall Award 受賞。情報処理学会会員。



伊藤 修朗 (正員)

昭 55 福井大・工・電気卒。昭 57 同大学院修士課程了。同年、三洋電機(株)入社。平 10 より(株)豊田中央研究所に転じ、現在、安全・情報システム研究部・部長。移动通信システムに関するデジタル信号処理の研究に従事。博士(工学)。映像情報メディア学会会員。