

マルチブロック FDE を用いるシングルキャリア時空間符号化時分割複信伝送のための高精度チャネル推定法に関する一検討

宮崎 寛之[†] 安達 文幸[‡]

東北大学大学院 工学研究科 通信工学専攻 〒980-8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†]miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし これまでに我々は、周波数領域時空間符号化 (FD-STBC) を用いるシングルキャリア (SC) 時分割複信 (TDD) 伝送のためのマルチブロック周波数領域等化 (MB-FDE) を提案し、チャネル推定が理想的なとき高速フェージング環境下で優れた伝送特性を有することを明らかにした。しかしながら、チャネル推定誤差が存在する場合には MB-FDE の特性改善効果が低下してしまうという問題点があった。そこで本稿では、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づいて複数の 2 次元フィルタを同時に最適化することで、MIMO チャネルの推定と時間変動予測と同時に実現する適応 2 次元 MIMO チャネル推定を提案する。データ判定後の軟判定データブロックをパイロットとして用いる繰り返し処理を組み合わせることによってさらに高い時間追従性を実現できる。繰り返し適応 2 次元チャネル推定を MB-FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送に適用したときの平均ビット誤り率 (BER) 特性を計算機シミュレーションにより求め、繰り返し適応 2 次元チャネル推定の有効性を示す。

キーワード チャネル推定, 時空間符号化, 高速フェージング

Sophisticated Channel Estimation for Single-Carrier Space-Time Block Coded Time-Division Duplex Transmission with Multi-Block FDE

Hiroyuki MIYAZAKI[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Communications Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]miyazaki@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Recently, we proposed a multi-block frequency-domain equalization (MB-FDE) for single-carrier (SC) space-time block coded (STBC) time-division duplex (TDD) transmission in high mobility environment and showed that, when perfect channel state information (CSI) case, MB-FDE can achieve a good BER performance in high mobility environment. However, when using actual channel estimation (CE), the performance improvement by MB-FDE decreases due to the CE error caused by rapid channel fluctuation. In this paper, we study sophisticated channel estimation for SC-STBC TDD transmission in high mobility environment. In the proposed channel estimation called as adaptive two-dimension MIMO channel estimation, MIMO channel estimation and time variation prediction are simultaneously performed by using multiple two-dimension filters which are jointly optimized based on minimum mean square error (MMSE) criterion. Furthermore, higher channel estimation accuracy is obtained by combining iterative channel estimation. We evaluate, by computer simulation, bit error rate (BER) performance when using the proposed CE and discuss effectiveness of the proposed CE.

Keyword Space-time block coding, channel estimation, high mobility

1. まえがき

次世代移動無線通信では、高速大容量に加え、高速鉄道のような高速移動環境下においても高品質かつ高安定な広帯域データ伝送が求められている。しかしながら、広帯域シングルキャリア (SC) 伝送では、周波数選択性フェージングに起因する符号間干渉 (ISI) によって伝送特性が大幅に劣化してしまう [1]。周波数選択性フェージングを克服する技術として、最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) が広く知られている [2,3]。また上記の MMSE-FDE とアンテナダイバーシチを組み合わせることによって空間ダイバーシチ効果と周波数ダイバーシチ効果の両方が得られ、さらに BER 特性を改善できる [4]。

我々はこれまで、上りリンクにおいて周波数領域時空間ブロック符号化受信ダイバーシチ (FD-STTD) [5] を、下りリンクにおいて周波数領域時空間ブロック符

号化送受信ダイバーシチ (FD-STBC-JTRD) [6] をそれぞれ用いる SC-STBC 時分割複信 (TDD) 伝送を検討してきた [7]。これにより、STBC 符号化率を低下させずに任意の本数の基地局アンテナを利用でき、端末ではチャネル情報 (CSI) を用いずに STBC 符号化および STBC 復号ができる。また、基地局では上りリンクにおいて推定した CSI を下りリンクに再利用でき、CSI のフィードバックが不要である。しかしながら、1 符号語内でチャネルが時間変動するような高速移動環境下では、STBC 符号の直交性が崩れることによって STBC 符号干渉が発生し、特性が大きく劣化してしまうという問題があった。

この問題を解決するために、我々は最近 1 符号語内の各ブロックに対応して複数の周波数領域等化 (FDE) 重みを用いるマルチブロック FDE (MB-FDE) を提案した [8]。1 符号語内のチャネルの時間変動を考慮して MB-FDE 重みを最適化することで STBC 符号干渉を抑

圧でき、許容正規化最大ドップラー周波数を大きくできることを明らかにした[9]. しかしながら、チャネル推定誤差が存在する場合にはMB-FDEの特性改善効果が低下してしまう[9]という問題点があった.

高い時間追従性を有するチャネル推定として、最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく線形予測[10-11]が広く知られている. MMSE 予測を導入したこれまでの検討[11]では、はじめにパイロットブロックを用いて瞬時チャネル推定を行った後、複数の瞬時チャネル推定値を用いて MMSE 線形予測を適用してパイロットブロック間のデータシンボル時点のチャネルを推定する. MIMO 伝送における MMSE 線形予測チャネル推定の問題は、一組の瞬時 MIMO チャネル推定値を得るために複数のパイロットブロックを必要とするため、チャネル推定の時間追従性が劣るということであり、後段に MMSE 線形予測を用いても十分な時間追従性を確保できない.

そこで本稿では、MB-FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送を対象に、MMSE 規範に基づいて複数の 2 次元フィルタを同時に最適化することで、MIMO チャネルの推定と線形予測を同時に実現する適応 2 次元 MIMO チャネル推定を提案する. また上りリンク STBC 符号の軟判定シンボルレプリカをパイロットとみなした繰り返し処理[12]を組み合わせることで高い時間追従性を実現できる. 繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定を SC-STBC TDD 伝送に適用した場合の平均ビット誤り率 (BER) 特性を計算機シミュレーションにより求め、MMSE-MIMO チャネル推定[13]、MMSE 線形予測[10-11]および繰り返し処理を組み合わせたものより優れた BER 特性を実現できることを明らかにしている.

2. SC-STBC TDD 伝送

本稿では、上りリンクに FD-STTD を、下りリンクに FD-STBC-JTRD をそれぞれ用いる SC-STBC TDD 伝送を仮定している. 基地局は N_{BS} 本、端末は N_{MT} 本のアンテナをそれぞれ搭載しているものと仮定している. 図 1 にフレーム構成を示す. はじめに端末が上りリンクデータフレームおよびその両端に挿入されたパイロットフレームをそれぞれ基地局に送信した後、基地局が下りリンクデータフレームを端末に送信する. 端末の構成を簡易にするためおよびチャネル情報のフィードバック量を削減するため、チャネル推定および FDE はすべて基地局で行うものとする.

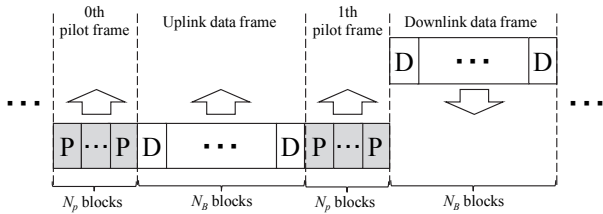


図 1 フレーム構成

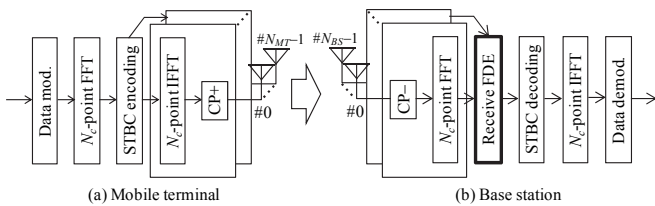


図 2 上りリンク送受信機構成

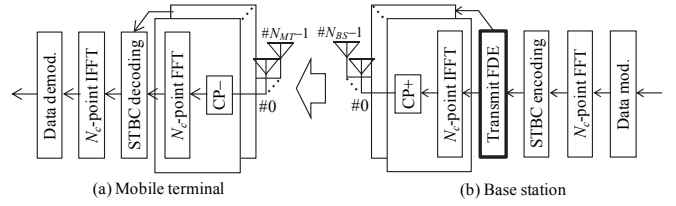


図 3 下りリンク送受信機構成

2.1. 受信信号表現

(a) パイロットフレーム

上りリンクデータフレームの前段および後段にて、端末は N_p ブロックからなるパイロットフレームを基地局に送信する. 基地局における第 p ($p=0,1$) パイロットフレーム第 n_p ($n_p=0, \dots, N_p-1$) 周波数領域パイロット受信信号 $\{R_{p,p,n_p}(n_{BS}, k) : n_{BS}=0, \dots, N_{BS}-1, k=0, \dots, N_c-1\}$ は次式で与えられる.

$$\mathbf{R}_{p,p,n_p}(k) = \mathbf{H}_{p,p,n_p}(k) \mathbf{P}_{p,p,n_p}(k) + \mathbf{N}_{p,p,n_p}(k) \quad (1)$$

ただし、 $\mathbf{R}_{p,p,n_p}(k) = [R_{p,p,n_p}(0, k), \dots, R_{p,p,n_p}(N_{BS}-1, k)]^T$ は第 p パイロットフレーム第 n_p ブロックの第 k 周波数領域パイロット受信信号ベクトルであり、 $\mathbf{P}_{p,p,n_p}(k) = [P_{p,p,n_p}(0, k), \dots, P_{p,p,n_p}(N_{MT}-1, k)]^T$ は第 p パイロットフレーム第 n_p ブロックの第 k 周波数領域パイロット送信信号ベクトルである. $\mathbf{H}_{p,p,n_p}(k) = [\mathbf{H}_{p,p,n_p}(0, k), \dots, \mathbf{H}_{p,p,n_p}(N_{MT}-1, k)]$ は第 p パイロットフレーム第 n_p ブロック受信時点における周波数領域チャネル利得行列であり、 $\mathbf{H}_{p,p,n_p}(n_{MT}, k) = [H_{p,p,n_p}(0, n_{MT}, k), \dots, H_{p,p,n_p}(N_{BS}-1, n_{MT}, k)]$ である. $\mathbf{N}_{p,p,n_p}(k) = [N_{p,p,n_p}(0, k), \dots, N_{p,p,n_p}(N_{BS}-1, k)]^T$ は雑音ベクトルであり、 $N_{p,p,n_p}(n_{BS}, k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の加法的白色ガウス雑音 (AWGN) である. ただし N_0 は片側雑音電力スペクトル密度比であり、 T_s はシンボル長である.

(b) 上りリンクデータフレーム

図 2 に上りリンクにおける端末送信機および基地局受信機構成を示す. 端末は、まず $J \times N_c$ シンボルからなるデータ変調後の送信信号系列を分割して、 J 個の送信信号ブロックを生成した後、周波数領域において STBC 符号化を行い、 $N_{MT} \times Q$ 個の信号ブロックからなる STBC 符号を生成する. 端末は以上の操作を繰り返し、 $N_U (=N_B/Q)$ 個の STBC 符号を生成する. そして、各送信信号ブロックの先頭のガード区間にそれぞれサイクリックプレフィックス (CP) を挿入した後、 N_B タイムスロットを用いて N_U 個の STBC 符号を基地局へ送信する. 基地局では受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して周波数領域信号に変換する. 基地局第 n_{BS} アンテナにおける第 u ($u=0, \dots, N_U-1$) STBC 符号第 q ブロックの第 k 周波数領域受信信号 $\{Y_{U,u,q}(n_{BS}, k) : k=0, \dots, N_c-1, n_{BS}=0, \dots, N_{BS}-1\}$ は次式で表される.

$$\mathbf{Y}_{U,u,q}(k) = \mathbf{H}_{U,u,q}(k) \mathbf{X}_{U,u,q}(k) + \mathbf{N}_{U,u,q}(k) \quad (2)$$

ただし、 $\mathbf{Y}_{U,u,q}(k) = [Y_{U,u,q}(0, k), \dots, Y_{U,u,q}(N_{BS}-1, k)]^T$ は第 u STBC 符号第 q ブロックの第 k 周波数領域受信信号ベクトルであり、 $\mathbf{X}_{U,u,q}(k)$ は第 u STBC 符号第 q ブロックの第 k 周波数領域送信信号ベクトルである. $\mathbf{H}_{U,u,q}(k) = [\mathbf{H}_{U,u,q}(0, k), \dots, \mathbf{H}_{U,u,q}(N_{MT}-1, k)]$ は上りリンク

データフレーム第 u STBC 符号第 q ブロック受信時点における周波数領域チャネル利得行列であり、 $\mathbf{H}_{U,u,q}(n_{MT}, k) = [H_{U,u,q}(0, n_{MT}, k), \dots, H_{U,u,q}(N_{BS}-1, n_{MT}, k)]^T$ である。また、 $\mathbf{N}_{U,u,q}(k) = [N_{U,u,q}(0, k), \dots, N_{U,u,q}(N_{BS}-1, k)]^T$ は雑音ベクトルであり、 $N_{U,u,q}(n_{MT}, k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の AWGN である。基地局は、受信パイロット信号（および上りリンクデータ信号レプリカ）に適応 2 次元 MIMO チャネル推定を適用して上りリンクデータフレームにおけるチャネルを推定する。そして、周波数領域受信信号に受信 MB-FDE を適用した後、STBC 復号を行う。受信 MB-FDE 重みは、STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との平均二乗誤差 (MSE) が最小となるように設計される [9]。最後に STBC 復号後の受信信号に N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換した後、データ復調を行う。

ついで、基地局はデータ復調した上りリンクデータ信号をパイロットとみなし、パイロット受信信号および上りリンクデータステージ受信信号に対して適応 2 次元 MIMO チャネル推定を適用して下りリンクデータステージにおけるチャネルを推定する。

(c) 下りリンクデータフレーム

図 3 に下りリンクにおける基地局送信機および端末受信機構成を示す。基地局は、まず $J \times N_c$ シンボルからなるデータ変調後の送信信号系列を分割して、 J 個の送信信号ブロックを生成する。そして、周波数領域において STBC 符号化を行って、 $N_{MT} \times Q$ 個の STBC 符号化送信信号ブロックを生成した後、送信 MB-FDE を適用し、 $N_{BS} \times Q$ 個の送信ブロックからなる STBC 符号を生成する。送信 MB-FDE 重みは、受信 MB-FDE 重みと同様、STBC 符号化前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との MSE を最小とするように設計される [9]。基地局は以上の操作を繰り返し、 N_U 個の STBC 符号を生成する。そして各送信信号ブロックの先頭のガード区間にそれぞれサイクリックプレフィックス (CP) を挿入した後、 N_B タイムスロットを用いて N_U 個の STBC 符号を端末へ送信する。端末では、受信信号から CP を除去した後、 N_c ポイント FFT を適用して周波数領域受信信号に変換する。端末第 n_{MT} アンテナにおける第 d ($d=0, \dots, N_U-1$) STBC 符号第 q ブロックの第 k 周波数領域受信信号 $\{Y_{D,d,q}(n_{MT}, k): k=0, \dots, N_c-1, n_{MT}=0, \dots, N_{MT}-1\}$ は次式で表される。

$$\mathbf{Y}_{D,d,q}(k) = \mathbf{H}_{D,d,q}^T(k) \mathbf{X}_{D,d,q}(k) + \mathbf{N}_{D,d,q}(k) \quad (3)$$

ただし、 $\mathbf{Y}_{D,d,q}(k) = [Y_{D,d,q}(0, k), \dots, Y_{D,d,q}(N_{MT}-1, k)]^T$ は第 d STBC 符号第 q ブロックの第 k 周波数領域受信信号ベクトルであり、 $\mathbf{X}_{D,d,q}(k) = [X_{D,d,q}(0, k), \dots, X_{D,d,q}(N_{BS}-1, k)]^T$ は第 d STBC 符号第 q ブロックの第 k 周波数領域送信信号ベクトルである。また $\mathbf{H}_{d,q}(k) = [\mathbf{H}_{d,q}(0, k), \dots, \mathbf{H}_{d,q}(N_{MT}-1, k)]$ は下りリンクデータフレーム第 d STBC 符号第 q ブロック受信時点における周波数領域チャネル利得行列であり、 $\mathbf{H}_{D,d,q}(n_{MT}, k) = [H_{D,d,q}(0, n_{MT}, k), \dots, H_{D,d,q}(N_{BS}-1, n_{MT}, k)]^T$ である。また、 $\mathbf{N}_{D,d,q}(k) = [N_{D,d,q}(0, k), \dots, N_{D,d,q}(N_{MT}-1, k)]^T$ は雑音ベクトルであり、 $N_{D,d,q}(n_{MT}, k)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の AWGN である。端末は周波数領域受信信号に対して STBC 復号を行った後、 N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換する。そして最後にデータ復調を行う。

3. 繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定

本稿では、MB-FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送に適したチャネル推定法として、繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定を提案する。適応 2 次元 MIMO チャネル推定では、MMSE 規範に基づいて複数の 2 次元フィルタを同時に最適化することによって MIMO チャネル推定と線形予測を同時に実現する。また繰り返し処理と組み合わせることによって、高い時間追従性を実現する。

図 4 に繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定のフローチャートを示す。基地局では、パイロットフレームに LS チャネル推定 [12] を適用して雑音の分散を推定した後、パイロットフレームに適応 2 次元 MIMO チャネル推定および遅延時間領域窓関数法 [14] を適用して上りリンクデータフレームにおけるチャネルを推定する。そして推定したチャネル情報を用いて受信 MB-FDE および STBC 復号を行った後、上りリンクデータ信号の対数尤度比 (LLR) および上りリンク送信信号レプリカを生成する。ついで、上りリンク送信信号レプリカを用いて、パイロットフレーム受信信号および上りリンクデータフレーム受信信号に対し、適応 2 次元 MIMO チャネル推定および遅延時間領域窓関数法を適用して再度上りリンクデータフレームにおけるチャネルを推定する。以上の操作を I 回繰り返したのち、上りリンクデータ信号をデータ復調する。最後に、パイロットフレーム受信信号と上りリンクデータフレーム受信信号に対し、適応 2 次元 MIMO チャネル推定および遅延時間領域窓関数法を適用し、下りリンクデータフレームにおけるチャネルを推定する。

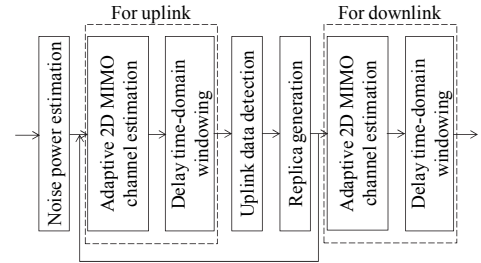


図 4 繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定

3.1. 上りリンクチャネル推定

(a) 初回チャネル推定時

初回チャネル推定時では、ふたつのパイロットフレーム受信信号にそれぞれ 2 次元フィルタを乗算および加算することで、上りリンクデータフレームにおけるチャネルを推定する。初回チャネル推定時における上りリンクデータフレーム第 u STBC 符号第 q ブロック受信時点のチャネル推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{U,u,q}^{(0)}(k)$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{H}}_{U,u,q}^{(0)}(k) = \sum_{p=0}^1 \tilde{\mathbf{R}}_{p,p}(k) \mathbf{W}_{p,p}^{(0)}(k) \quad (4)$$

ただし、 $\tilde{\mathbf{R}}_{p,p}(k) = [\mathbf{R}_{p,p,0}(k) \dots \mathbf{R}_{p,p,N_p-1}(k)]$ である。 $\mathbf{W}_{p,p}^{(0)}(k)$ は初回チャネル推定時における $N_p \times N_{MT}$ の 2 次元フィルタであり、次式を満たすように設計される。

$$\{\mathbf{W}_{p,0}^{(0)}(k) \mathbf{W}_{p,1}^{(0)}(k)\} = \arg \min E \left\| \mathbf{H}_{U,u,q}(k) - \hat{\mathbf{H}}_{U,u,q}^{(0)}(k) \right\|^2 \quad (5)$$

ここで $\tilde{\mathbf{P}}_{p,p}(k) = [\mathbf{P}_{p,p,0}(k) \dots \mathbf{P}_{p,p,N_p-1}(k)]$ とすると、直交条件 [10] より最適 2 次元フィルタは次式を満たす。

$$\tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(P,p)} \tilde{\mathbf{P}}_{P,p}(k) = \sum_{p=0}^1 (\mathbf{W}_{P,p}^{(0)}(k))^H \left[\tilde{\mathbf{P}}_{P,p}^H(k) \tilde{\mathbf{C}}_{(P,p)\leftrightarrow(P,p)} \tilde{\mathbf{P}}_{P,p}(k) \right. \\ \left. + 2\sigma^2 \mathbf{Z}_{(P,p)\leftrightarrow(P,p)} \right] \\ \text{for } p'=0,1 \quad (6)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(P,p)}$ は上りリンクデータフレーム第 u STBC 符号第 q ブロック受信時点におけるチャンネルと第 p パイロットフレーム受信時点におけるチャンネルの拡張相関行列であり、 $\tilde{\mathbf{C}}_{(P,p)\leftrightarrow(P,p)}$ は第 p パイロットフレーム受信時点におけるチャンネルと第 p パイロットフレーム受信時点におけるチャンネルの拡張相関行列である。パイロットフレーム受信時点における拡張チャンネル行列を $\tilde{\mathbf{H}}_{\mathcal{L},p}(k) = [\mathbf{H}_{P,0}(k) \cdots \mathbf{H}_{P,N_p-1}(k)]$ とすると、それぞれ $\tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(P,p)} = E[\tilde{\mathbf{H}}_{U,u,q}^H(k) \tilde{\mathbf{H}}_{P,p}(k)]$ および $\tilde{\mathbf{C}}_{(P,p)\leftrightarrow(P,p)} = E[\tilde{\mathbf{H}}_{P,p}^H(k) \tilde{\mathbf{H}}_{P,p}(k)]$ で与えられる。また $\mathbf{Z}_{(P,p)\leftrightarrow(P,p)}$ は雑音相関行列であり、雑音の分散を $2\sigma^2$ とすると次式で与えられる。

$$\mathbf{Z}_{(P,p)\leftrightarrow(P,p)} = \begin{cases} 2\sigma^2 \mathbf{I}_{N_p} & \text{if } p'=p \\ \mathbf{0} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (7)$$

ただし、 \mathbf{I}_N は $N \times N$ の単位行列を表す。適応 2 次元 MIMO チャンネル推定では、パイロットフレーム受信信号に LS チャンネル推定[12]を適用して雑音の分散 $2\sigma^2$ を推定する。式(6)を解くことにより、初回チャンネル推定時における最適 2 次元フィルタ $\hat{\mathbf{W}}^{(0)}(k) = [(\mathbf{W}_{P,0}^{(0)}(k))^T \ (\mathbf{W}_{P,1}^{(0)}(k))^T]^T$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{W}}^{(0)}(k) = [\hat{\mathbf{P}}^H(k) \mathbf{A}^{(0)} \hat{\mathbf{P}}(k) + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{2N_p}]^{-1} \hat{\mathbf{P}}^H(k) \mathbf{B}^{(0)} \quad (8)$$

ただし、

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{P}}(k) = \text{diag}[\tilde{\mathbf{P}}_{P,0}(k) \ \tilde{\mathbf{P}}_{P,1}(k)] \\ \mathbf{A}^{(0)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{C}}_{(P,0)\leftrightarrow(P,0)} & \tilde{\mathbf{C}}_{(P,0)\leftrightarrow(P,1)} \\ \tilde{\mathbf{C}}_{(P,1)\leftrightarrow(P,0)} & \tilde{\mathbf{C}}_{(P,1)\leftrightarrow(P,1)} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}^{(0)} = [\tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(P,0)} \ \tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(P,1)}]^T \end{cases} \quad (9)$$

である。

(b) 第 i 繰り返しチャンネル推定時

第 i ($i=1, \dots, I-1$) 繰り返しチャンネル推定時では、パイロットフレーム受信信号に加え、上りリンクデータフレーム受信信号にもそれぞれ 2次元フィルタを乗算および加算することで、上りリンクデータフレームにおけるチャンネルを再度推定する。第 i 繰り返しチャンネル推定時における上りリンクデータフレーム第 u STBC 符号第 q ブロック受信時点のチャンネル推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{U,u,q}^{(i)}(k)$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{H}}_{U,u,q}^{(i)}(k) = \sum_{p=0}^1 \tilde{\mathbf{R}}_{P,p}(k) \mathbf{W}_{P,p}^{(i)}(k) + \sum_{u=0}^{N_U-1} \tilde{\mathbf{Y}}_{U,u}(k) \mathbf{W}_{U,u}^{(i)}(k) \quad (10)$$

ただし、 $\tilde{\mathbf{Y}}_{U,u}(k) = [\mathbf{Y}_{U,u,0}(k) \cdots \mathbf{Y}_{U,u,Q-1}(k)]$ である。 $\mathbf{W}_{P,p}^{(i)}(k)$ ($\mathbf{W}_{U,u}^{(i)}(k)$) は第 i 繰り返し時における $N_p \times N_{MT}$ ($Q \times N_{MT}$) の 2次元フィルタであり、それぞれ次式を満たすように設計される。

$$\begin{cases} \mathbf{W}_{P,0}^{(i)}(k) \ \mathbf{W}_{P,1}^{(i)}(k) \\ \mathbf{W}_{U,0}^{(i)}(k) \ \cdots \ \mathbf{W}_{U,N_U-1}^{(i)}(k) \end{cases} = \arg \min E \left\| \mathbf{H}_{U,u,q}(k) - \hat{\mathbf{H}}_{U,u,q}^{(i)}(k) \right\|^2 \quad (11)$$

直交条件[10]より最適 2次元フィルタは次式を満たす。

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(P,p)} \tilde{\mathbf{P}}_{P,p}(k) = \sum_{p=0}^1 (\mathbf{W}_{P,p}^{(i)}(k))^H \left[\tilde{\mathbf{P}}_{P,p}^H(k) \tilde{\mathbf{C}}_{(P,p)\leftrightarrow(P,p)} \tilde{\mathbf{P}}_{P,p}(k) \right. \\ \left. + 2\sigma^2 \mathbf{Z}_{(P,p)\leftrightarrow(P,p)} \right] \\ + \sum_{u=0}^{N_U-1} (\mathbf{W}_{U,u}^{(i)}(k))^H \left[\tilde{\mathbf{X}}_{U,u}^{(i)}(k) \tilde{\mathbf{C}}_{(U,u)\leftrightarrow(P,p)} \tilde{\mathbf{P}}_{U,p}(k) \right] \\ \tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(U,u)} \tilde{\mathbf{X}}_{U,u}^{(i)}(k) = \sum_{u=0}^{N_U-1} (\mathbf{W}_{U,u}^{(i)}(k))^H \left[\tilde{\mathbf{X}}_{U,u}^{(i)}(k) \tilde{\mathbf{C}}_{(U,u)\leftrightarrow(U,u)} \tilde{\mathbf{X}}_{U,u}^{(i)}(k) \right. \\ \left. + 2\sigma^2 \mathbf{Z}_{(U,u)\leftrightarrow(U,u)} \right] \\ + \sum_{p=0}^1 (\mathbf{W}_{P,p}^{(i)}(k))^H \left[\tilde{\mathbf{P}}_{P,p}^H(k) \tilde{\mathbf{C}}_{(P,p)\leftrightarrow(U,u)} \tilde{\mathbf{X}}_{U,u}^{(i)}(k) \right] \end{cases}$$

for $p'=0,1, u'=0, \dots, N_U-1$ (12)

ただし、 $\tilde{\mathbf{X}}_{U,u}^{(i)}(k) = [\tilde{\mathbf{X}}_{U,u,0}^{(i)}(k) \cdots \tilde{\mathbf{X}}_{U,u,Q-1}^{(i)}(k)]$ であり、 $\tilde{\mathbf{X}}_{U,u}^{(i)}(k)$ は第 i 繰り返しチャンネル推定時における上りリンクデータフレーム第 u STBC 符号第 q ブロック信号レプリカベクトルである。 $\tilde{\mathbf{X}}_{U,u}^{(i)}(k)$ は第 $i-1$ 繰り返し時において得られた LLR から軟判定シンボルレプリカを生成し[15]、生成された軟判定シンボルレプリカに対して STBC 符号化を適用することによって得られる。また $\tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(U,u)}$ は上りリンクデータフレーム第 u STBC 符号第 q ブロック受信時点におけるチャンネルと上りリンクデータフレーム第 u STBC 符号受信時点におけるチャンネルの拡張相関行列であり、 $\tilde{\mathbf{C}}_{(U,u)\leftrightarrow(U,u)}$ は上りリンクデータフレーム第 u STBC 符号受信時点におけるチャンネルと上りリンクデータフレーム第 u STBC 符号受信時点におけるチャンネルの拡張相関行列である。上りリンクデータフレーム第 u STBC 符号受信時点における拡張チャンネル行列を $\tilde{\mathbf{H}}_{U,u}(k) = [\mathbf{H}_{U,u,0}(k) \cdots \mathbf{H}_{U,u,Q-1}(k)]$ とすると、それぞれ $\tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(U,u)} = E[\tilde{\mathbf{H}}_{U,u,q}^H(k) \tilde{\mathbf{H}}_{U,u}(k)]$ および $\tilde{\mathbf{C}}_{(U,u)\leftrightarrow(U,u)} = E[\tilde{\mathbf{H}}_{U,u}^H(k) \tilde{\mathbf{H}}_{U,u}(k)]$ で与えられる。また $\mathbf{Z}_{(U,u)\leftrightarrow(U,u)}$ は雑音相関行列であり次式で与えられる。

$$\mathbf{Z}_{(U,u)\leftrightarrow(U,u)} = \begin{cases} 2\sigma^2 \mathbf{I}_Q & \text{if } u'=u \\ \mathbf{0} & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13)$$

式(12)を解くことにより、第 i 繰り返し時における最適 2次元フィルタ $\hat{\mathbf{W}}^{(i)}(k) = [(\mathbf{W}_{P,0}^{(i)}(k))^T \ (\mathbf{W}_{U,0}^{(i)}(k))^T \cdots (\mathbf{W}_{U,N_U-1}^{(i)}(k))^T \ (\mathbf{W}_{P,1}^{(i)}(k))^T]^T$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{W}}^{(i)}(k) = [\hat{\mathbf{X}}^{(i)}(k)]^H \mathbf{A}^{(i)} \hat{\mathbf{X}}^{(i)}(k) + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{(2N_p+N_u)}]^{-1} (\hat{\mathbf{X}}^{(i)}(k))^H \mathbf{B}^{(i)} \quad (14)$$

ただし、

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{X}}^{(i)}(k) = \text{diag}[\tilde{\mathbf{P}}_{P,0}(k) \ \tilde{\mathbf{X}}_{U,0}^{(i)}(k) \cdots \tilde{\mathbf{X}}_{U,N_U-1}^{(i)}(k) \ \tilde{\mathbf{P}}_{P,1}(k)] \\ \mathbf{A}^{(i)} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{C}}_{(P,0)\leftrightarrow(P,0)} & \tilde{\mathbf{C}}_{(P,0)\leftrightarrow(U,0)} & \cdots & \tilde{\mathbf{C}}_{(P,0)\leftrightarrow(U,N_U-1)} & \tilde{\mathbf{C}}_{(P,0)\leftrightarrow(P,1)} \\ \tilde{\mathbf{C}}_{(U,0)\leftrightarrow(P,0)} & \tilde{\mathbf{C}}_{(U,0)\leftrightarrow(U,0)} & \cdots & \tilde{\mathbf{C}}_{(U,0)\leftrightarrow(U,N_U-1)} & \tilde{\mathbf{C}}_{(U,0)\leftrightarrow(P,1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{C}}_{(U,N_U-1)\leftrightarrow(P,0)} & \tilde{\mathbf{C}}_{(U,N_U-1)\leftrightarrow(U,0)} & \cdots & \tilde{\mathbf{C}}_{(U,N_U-1)\leftrightarrow(U,N_U-1)} & \tilde{\mathbf{C}}_{(U,N_U-1)\leftrightarrow(P,1)} \\ \tilde{\mathbf{C}}_{(P,1)\leftrightarrow(P,0)} & \tilde{\mathbf{C}}_{(P,1)\leftrightarrow(U,0)} & \cdots & \tilde{\mathbf{C}}_{(P,1)\leftrightarrow(U,N_U-1)} & \tilde{\mathbf{C}}_{(P,1)\leftrightarrow(P,1)} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}^{(i)} = [\tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(P,0)} \ \tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(U,0)} \ \cdots \ \tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(U,N_U-1)} \ \tilde{\mathbf{C}}_{(U,u,q)\leftrightarrow(P,1)}]^T \end{cases} \quad (15)$$

である。

3.2. 下りリンクチャンネル推定

パイロットおよび第 I 繰り返し時における上りリンク信号レプリカを用いて、パイロットフレームおよび上りリンクデータフレームに適応 2次元 MIMO チャンネル推定を適用することによって下りリンクデータフレームにおけるチャンネルを推定する。下りリンクデータフレーム第 d STBC 符号第 q ブロック受信時点におけるチャンネルの推定値 $\hat{\mathbf{H}}_{D,d,q}(k)$ は次式で与えられる。

$$\hat{\mathbf{H}}_{D,d,q}(k) = \sum_{p=0}^1 \tilde{\mathbf{R}}_{p,p}(k) \mathbf{V}_{p,p}(k) + \sum_{u=0}^{N_p-1} \tilde{\mathbf{Y}}_{U,u}(k) \mathbf{V}_{U,u}(k) \quad (16)$$

$\mathbf{V}_{p,p}(k)$ ($\mathbf{V}_{U,u}(k)$) は $N_p \times N_{MT}$ ($Q \times N_{MT}$) の 2 次元フィルタであり, それぞれ次式を満たすように設計される.

$$\left\{ \begin{array}{c} \mathbf{V}_{p,0}(k) \quad \mathbf{V}_{p,1}(k) \\ \mathbf{V}_{U,0}(k) \quad \cdots \quad \mathbf{V}_{U,N_u-1}(k) \end{array} \right\} = \arg \min E \left[\left\| \mathbf{H}_{D,d,q}(k) - \hat{\mathbf{H}}_{D,d,q}(k) \right\|^2 \right] \quad (17)$$

上りリンクチャネル推定の場合と同様に解くことにより, 下りリンクチャネル推定時における最適 2 次元フィルタ $\mathbf{v}(k) = [\mathbf{v}_{p,0}(k)^T \quad \mathbf{v}_{U,0}(k)^T \quad \cdots \quad \mathbf{v}_{U,N_u-1}(k)^T \quad \mathbf{v}_{p,1}(k)^T]^T$ は次式で与えられる.

$$\hat{\mathbf{v}}(k) = \left[\hat{\mathbf{x}}^{(l-1)}(k)^H \mathbf{A}^{(l-1)} \hat{\mathbf{x}}^{(l-1)}(k) + 2\sigma^2 \mathbf{I}_{(2N_p+N_B)} \right]^{-1} \hat{\mathbf{x}}^{(l-1)}(k)^H \mathbf{D}$$

ただし,

$$\mathbf{D} = [\tilde{\mathbf{C}}_{(D,d,q) \leftrightarrow (P,0)} \quad \tilde{\mathbf{C}}_{(D,d,q) \leftrightarrow (U,0)} \quad \cdots \quad \tilde{\mathbf{C}}_{(D,d,q) \leftrightarrow (U,N_u-1)} \quad \tilde{\mathbf{C}}_{(D,d,q) \leftrightarrow (P,1)}]^T$$

であり, $\tilde{\mathbf{C}}_{(D,d,q) \leftrightarrow (P,p)} = E[\mathbf{H}_{D,d,q}^H(k) \tilde{\mathbf{H}}_{p,p}(k)]$ ($\tilde{\mathbf{C}}_{(D,d,q) \leftrightarrow (U,u)} = E[\mathbf{H}_{D,d,q}^H(k) \tilde{\mathbf{H}}_{U,u}(k)]$) は下りリンクデータフレーム第 d STBC 符号第 q ブロック受信時点におけるチャネルと第 p パイロットフレーム (上りリンクデータフレーム第 u STBC 符号) 受信時点におけるチャネルの拡張相関行列である.

4. 計算機シミュレーション

繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定を MB-FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送に適用した場合の平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求めた. QPSK データ変調を用い, FFT ブロックサイズ N_c および CP 長 N_g はそれぞれ $N_c=128$ および $N_g=16$ とする. また本シミュレーションでは, 基地局アンテナ本数および端末アンテナ本数を一例として $N_{BS}=2$ および $N_{MT}=3$ とした. 一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの周波数選択性フェージングを仮定しており, アンテナ間の空間相関は十分小さいものと仮定している. パイロット信号には長周期 M 系列を用いるものとし, パイロットフレームは $N_p=N_{MT}$ ブロックで, データフレームは $N_B=8$ ブロックで構成されるものとする. また繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定の繰り返し回数は $I=10$ とし, チャネルの時間相関は Jakes モデル[16]を用いて理想的に推定できるものと仮定している.

4.1. 上りリンク BER 特性

繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定および MB-FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送を行った場合の送信 E_b/N_0 対上りリンク平均 BER 特性を図 5 に示す. ただし, 正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ は $f_D T_s=0.0005$ としている. 比較のため, MMSE 推定および MMSE 予測を用いた場合, MMSE-MIMO 推定および MMSE 予測と繰り返し処理を組み合わせた場合, チャネル推定が理想的に行えた場合 (パイロット挿入損は含む) の特性も同様に図 5 に示す. またそれぞれの場合において, ブロック間でチャネルが変動しないと仮定して MB-FDE 重みを最適化した場合 (ブロック最適化なしとよぶ), ブロック間のチャネルの時間変動を考慮して MB-FDE 重みを最適化した場合 (ブロック最適化ありとよぶ) の特性も図 5 に示す. 図 5 より MMSE-MIMO 推定と MMSE 予測を用いる場合, エラ

一フロアが発生し, ブロック最適化ありの場合とブロック最適化なしの場合の特性差が小さいことがわかる. これは前段の MMSE-MIMO 推定の時間追従性が乏しいために, 後段の MMSE 予測の予測精度が劣化してしまつたためである. また MMSE-MIMO 推定および MMSE 予測と繰り返し処理を組み合わせた場合においても同様にエラーフロアが発生し, ブロック最適化ありの場合とブロック最適化なしの場合の特性差が小さい. これは初回チャネル推定時のチャネル推定精度が乏しく, 十分なシンボルレプリカ精度が得られないためである. 一方, 提案繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定を用いることで, チャネル推定が理想的に行えた場合と同様の特性が得られ, ブロック最適化を導入することでさらに優れた BER 特性を達成できることがわかる. これは MIMO チャネル推定と線形予測を同時に行うことによって, 高い時間追従性を獲得できるためである.

図 6 に繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定および MB-FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送を行った場合の正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ 対上りリンク平均 BER 特性を図 6 に示す. ただし, 送信 E_b/N_0 は 8dB としている. 図 6 より繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定を用いることで, MMSE-MIMO チャネル推定および MMSE 予測を用いる場合より, 所要 BER を達成可能な許容正規化最大ドップラー周波数を大きくできることがわかる. 例えば所要 BER が $\text{BER}=10^{-3}$ の場合, 繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定を用いることで, MMSE-MIMO チャネル推定および MMSE 予測を用いる場合より, 約 3 倍の正規化最大ドップラー周波数を許容できる. また図 6 より, 繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定を用いる場合, ブロック最適化を導入することで, ブロック最適化なしの場合より所要 BER を達成可能な許容正規化最大ドップラー周波数を大きくできることがわかる.

4.2. 下りリンク BER 特性

繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定および MB-FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送を行った場合の送信 E_b/N_0 対下りリンク平均 BER 特性を図 7 に, 正規化最大ドップラー周波数対平均 BER 特性を図 8 に示す. ただし, それぞれ正規化最大ドップラー周波数 $f_D T_s$ が $f_D T_s=0.0005$ および送信 E_b/N_0 が 8dB の場合の特性である. 図 7,8 より, 繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定を用いることによって MMSE-MIMO 推定および MMSE 予測を用いる場合より優れた平均 BER 特性を達成できることがわかる. しかしながら, 繰り返し適応 2 次元 MIMO チャネル推定を用いる場合においても, ブロック最適化ありの場合とブロック最適化なしの場合の特性差が小さい. これはパイロットフレームおよび上りリンクデータフレームと下りリンクデータフレームのチャネルの相関が小さく, 十分な推定精度が得られないためである. このことから下りリンク BER 特性を改善するためには, さらにチャネル推定精度を向上させる技術が必要であると考えられる.

5. むすび

本稿では, MB-FDE を用いる SC-STBC TDD 伝送のための適応 2 次元 MIMO チャネル推定を提案した. 計算機シミュレーションにより, 提案チャネル推定を用いることで, MMSE-MIMO 推定, MMSE 予測および繰り返し処理を用いる場合より常に優れた BER 特性を達成できること, また上りリンクでは, 提案チャネル推定を用いる場合, ブロック最適化を導入することで

さらに優れた BER 特性を達成できることを明らかにした。

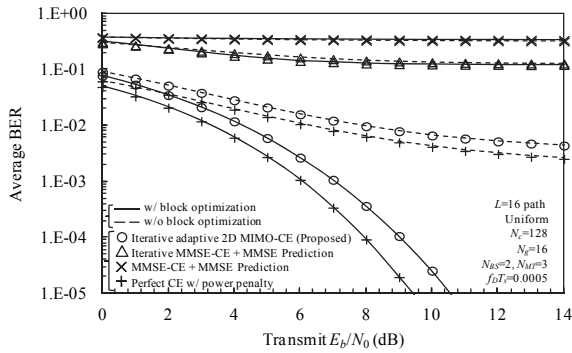


図 5 送信 E_b/N_0 対上りリンク BER 特性

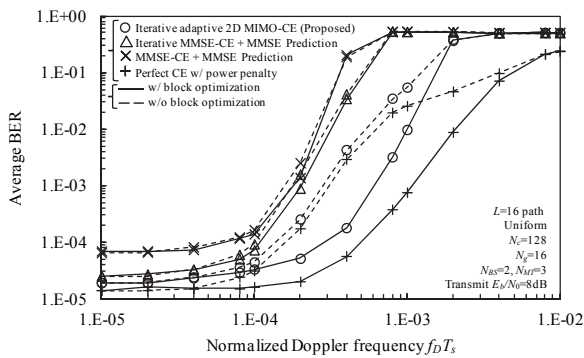


図 6 $f_D T_s$ 対上りリンク BER 特性

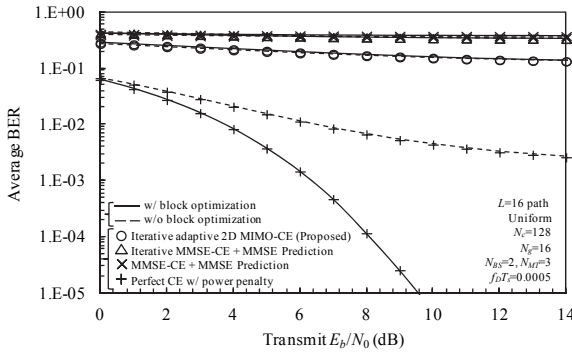


図 7 送信 E_b/N_0 対下りリンク BER 特性

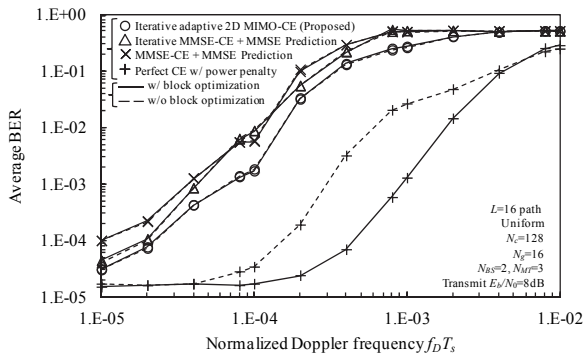


図 8 $f_D T_s$ 対下りリンク BER 特性

文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [3] F. Adachi, H. Tomeba, and K. Takeda, "Introduction of frequency-domain signal processing to broadband single-carrier transmission in a wireless channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E92-B, pp. 2789-2808, Sept. 2009.
- [4] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Joint use of frequency-domain equalization and transmit/receive antenna diversity for single-carrier transmissions," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E87-B, No. 7, pp. 1946-1953, July 2004.
- [5] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Application of space-time transmit diversity to single carrier transmission with frequency-domain equalization and receive antenna diversity in a frequency-selective fading channel," *IEE Proc. Commun.*, Vol. 151, No. 6, pp. 627-632, Dec. 2004.
- [6] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded joint transmit/receive diversity for direct-sequence spread spectrum signal transmission," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E90-B, No. 3, pp. 597-606, Mar. 2007.
- [7] S. Yoshioka, S. Kumagai, T. Yamamoto, T. Obara, F. Adachi, "Single-carrier STBC diversity using CDP-CE and linear inter/extrapolation in a doubly selective fading channel," *Proc. the 10th IEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS2013)*, Seoul, Korea, Aug. 2013.
- [8] H. Miyazaki and F. Adachi, "Transmit FDE weight design for single-carrier space-time block coded joint transmit/receive diversity," *Proc. 9th ICICS*, Dec. 2013.
- [9] 宮崎寛之, 安達文幸, "高速移動環境下におけるシングルキャリア時空間符号化時分割複信伝送のための周波数領域等化に関する一検討" *信学技報*, RCS2013-254, Vol. 113, No. 361, pp. 279-284, 2013年12月
- [10] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice-hall, 1991.
- [11] Y. Takei, T. Ohtsuki, "Uplink Pre-Equalization Using MMSE Prediction for TDD/MC-CDMA Systems," *Proc. IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and mobile Radio Communications (PIMRC2005)*, pp. 291-295, Sept. 2005.
- [12] M. Hoseinzade, K. Monamed-pour, S. M. H. Andargoli, and A. Gharanjik, "Decision feedback channel estimation for Alamouti coded OFDM-MIMO systems," *Proc. Wireless Telecommunications Symposium (WTS) 2010*, pp. 1-8, Apr. 2010.
- [13] H. Thomas, L. Rodrigo C, W. Stephen, "Adaptive MMSE channel estimation algorithms for MIMO systems," *Proc. 18th European Wireless Conference 2012*, pp. 1-5, Apr. 2012.
- [14] J. J. de beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," *Proc. 45th Vehicular Technology Conference (VTC)*, Vol. 2, pp. 815-819, July 1995.
- [15] K. Takeda, K. Ishihara, and F. Adachi, "Frequency-domain ICI cancellation with MMSE equalization for DS-SS-CDMA downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B, No. 12, pp. 3335-3343, Dec. 2006.
- [16] A. Goldsmith, *Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005.