

高速移動環境下におけるシングルキャリア 時空間ブロック符号化ダイバーシチの理論解析に関する一検討

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 以前筆者らは、高速移動環境下におけるシングルキャリア (SC) 時空間ブロック符号化 (STBC) ダイバーシチに適したロバスト周波数領域等化 (FDE) を提案し、ロバスト FDE を用いることで、従来の FDE を用いる場合よりも所要ビット誤り率 (BER) を達成可能な許容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。しかしながら、高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチに関するこれまでの検討は計算機シミュレーションでのみ行っていた。

そこで本稿では、高速移動環境下におけるロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチの理論解析を行っている。高速フーリエ変換 (FFT) ブロック内のチャンネルの時間変動をも考慮した上で、高速移動環境下における STBC 復号後の瞬時受信信号対干渉雑音電力比 (SINR) および条件付き瞬時 BER の厳密解を導出している。そして高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチでは、1 符号語内のチャンネルの時間変動によって新たな符号間干渉が発生すること、ロバスト FDE を用いることで STBC 符号の直交性の崩れに起因する干渉だけでなく符号間干渉も抑圧できることを明らかにしている。また計算機シミュレーションにより、BER 特性の計算機シミュレーション結果と導出した BER 理論特性がよく一致し、本理論解析が妥当であることを明らかにしている。

キーワード 時空間ブロック符号化, 高速移動環境下, 周波数領域等化

Performance Analysis for Single-Carrier Space-Time Block Coding Diversity in a High Mobility Environment

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 robust frequency-domain equalization (FDE) suitable for single-carrier (SC) space-time block coding (STBC) diversity in a high mobility environment and showed that the proposed robust FDE can achieve larger allowable maximum Doppler frequency for the required bit error rate (BER) than conventional FDE. However, the past study for SC-STBC diversity in a high mobility environment was done by computer simulation only.

In this paper, we provide theoretical analysis for SC-STBC diversity using the robust FDE in a high mobility environment. We derive the exact solutions of the received signal-to-interference plus noise power ratio (SINR) after STBC decoding and the conditional BER in SC-STBC diversity in a high mobility environment by considering channel time variation within each fast Fourier transform (FFT) block. It is shown by theoretical analysis that channel time variation within a STBC codeword causes not only the interference caused by the code orthogonality distortion but also ISI and that the proposed robust FDE can suppress not only the interference caused by the code orthogonality distortion but also ISI. It is also shown by computer simulation that derived theoretical BER curve corresponds to computer simulation results well.

Keyword Space-time block coding, high mobility environment, frequency-domain equalization

1. まえがき

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 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) [2-4] が広く知られている。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で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 [5]。

送信機の構成を簡易に保ちつつ送受信ダイバーシチ

チを実現する手段として時空間ブロック符号化 (STBC) ダイバーシチがある [6-8]。STBC ダイバーシチでは、送信機でチャンネル情報を用いることなく、送信アンテナ本数×受信アンテナ本数の最大比空間ダイバーシチ利得を獲得することができる。ここで、SC-STBC ダイバーシチは複数の高速フーリエ変換 (FFT) ブロックから構成される STBC 符号語単位で行われ、準静的フェージング環境下では STBC 符号語内におけるチャンネルの時間変動は無視できるという性質を用いて送信機における信号処理の簡易化を実現している。したがって、1STBC 符号語内でチャン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で干渉（以降、STBC 符号干渉とよぶ）が発生し、特性が大きく劣化してしまう。

この問題の克服を目指し、以前筆者らは高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチに適したロバスト FDE を提案した[9]。ロバスト FDE では、1STBC 符号語を構成する複数のブロックに対応して複数の FDE 重みを用いる。そして 1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮して複数の FDE 重みを同時に最適化することで、STBC 符号干渉を抑圧する。これまでの検討により、ロバスト FDE を用いることで従来の FDE を用いる場合よりも常に優れた平均 BER 特性を達成できることを明らかにした。しかしながら、高速移動環境下におけるロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチに関するこれまでの検討は、計算機シミュレーションによってのみ行っていた。

そこで本稿では、高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチの理論解析を行っている。1FFT ブロック内のチャンネルの時間変動をも考慮した上で、高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチでの STBC 復号後の瞬時受信信号対干渉雑音電力比 (SINR) と条件付き BER の厳密解を導出している。そして高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチでは、1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動により新たな ISI が発生すること、ロバスト FDE を用いることで STBC 符号干渉だけでなく、1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動に起因する新たな ISI をも抑圧できることを明らかにしている。また計算機シミュレーションにより、計算機シミュレーション結果と導出した BER 理論特性はよく一致し、本理論解析が妥当であることを明らかにしている。

本稿の構成は以下のとおりである。第 2 章において SC-STBC ダイバーシチにおける信号表現およびロバスト FDE について述べた後、第 3 章にて、高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチでの瞬時受信 SINR と条件付き BER の厳密解を導出している。第 4 章において計算機シミュレーション結果を述べた後、第 5 章にてまとめる。

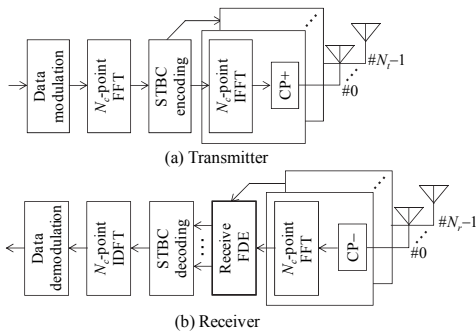


図 1 送受信機構成

2. SC-STBC ダイバーシチ

2.1. 信号表現

本稿では、高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチを仮定している。また送信機は N_t 本、受信機は N_r 本のアンテナをそれぞれ搭載しているものとする。図 1 に SC-STBC ダイバーシチにおける送受信機構成を示す。以降、シンボル間隔 T_s の離散時間等価低域表現を用いる。またページ数の都合上、送信アンテナ本数

が $N_t=2$ 本の場合に着目して述べる。

送信機ではまず $J \times N_c$ 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。そして生成した送信信号ブロックに対して N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換した後、周波数領域において STBC 符号化を行う。第 j 周波数領域送信信号ブロックを $\{D_j(k):k=0,\dots,N_c-1, j=0,\dots,N_c-1\}$ とすると、第 n_t アンテナにおける第 q 符号化送信信号 $\{S_q(n_t,k):k=0,\dots,N_c-1, q=0,\dots,Q-1\}$ は次式で与えられる。

$$\begin{pmatrix} S_0(0,k) & S_1(0,k) \\ S_0(1,k) & S_1(1,k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} D_0(k) & -D_1^*(k) \\ D_1(k) & D_0^*(k) \end{pmatrix} \quad (1)$$

その後、STBC 符号化周波数領域送信信号に対して N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を適用して時間領域信号に変換する。最後にブロックの先頭のガード区間にサイクリックプレフィックス (CP) を挿入した後、 Q タイムスロットを用いて N_t 本のアンテナから送信する。

受信機では、時間・周波数二重選択性フェージングチャンネルを伝搬して受信された信号から CP を除去する。第 q タイムスロットにおける第 n_r 受信アンテナの時間領域受信信号 $\{r_q(n_r,t):t=0,\dots,N_c-1, n_r=0,\dots,N_r-1\}$ は次式で与えられる。

$$r_q(n_r,t) = \sqrt{\frac{2P}{N_t}} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{q,l}(n_r,n_t,t) s_q(n_t,(t-\tau_l) \bmod N_c) + n_q(n_r,t) \quad (2)$$

ただし、 P は総送信電力である。 $h_{q,l}(n_r,n_t,t)$ は第 q タイムスロット第 t シンボル受信時点における第 n_t 送信アンテナ—第 n_r 受信アンテナ間のチャンネルの第 $l(l=0,\dots,L-1)$ 複素パス利得であり、 τ_l は第 l 複素パス利得の遅延時間である。また $s_q(n_t,t)$ は第 n_t 送信アンテナにおける第 q 時間領域送信信号である。 $n_q(n_r,t)$ は零平均分散 $2N_0/T_s$ の加法性白色ガウス雑音 (AWGN) であり、 N_0 は片側雑音電力スペクトル密度である。その後受信機は CP 除去後の受信信号に N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号に変換する。第 q タイムスロットにおける第 n_r アンテナの周波数領域受信信号を $\{R_q(n_r,k):k=0,\dots,N_c-1, n_r=0,\dots,N_r-1\}$ とすると第 q タイムスロットにおける周波数領域受信信号ベクトル $\mathbf{R}_q(k)=[R_q(0,k),\dots,R_q(N_r-1,k)]^T$ は次式で表される。

$$\mathbf{R}_q(k) = \sqrt{\frac{2P}{N_t}} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \mathbf{H}_q(k,k') \mathbf{S}_q(k') + \mathbf{N}_q(k) \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{H}_q(k,k')=[\mathbf{H}_q(0,k,k'),\dots,\mathbf{H}_q(N_r-1,k,k')]^T$ は 1FFT ブロック内のチャンネルの時間変動を考慮した場合の第 q タイムスロットにおける $N_r \times N_t$ の周波数領域チャンネル利得行列であり、 $\mathbf{H}_q(n_t,k,k')=[H_q(0,n_t,k,k'),\dots,H_q(N_r-1,n_t,k,k')]^T$ で表される。また $H(n_r,n_t,k,k')$ は第 q タイムスロットにおける第 n_t 送信アンテナ—第 n_r 受信アンテナ間のチャンネルの伝達関数であり次式で表される。

$$H_q(n_t,n_r,k,k') = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \left(\sum_{l=0}^{L-1} h_{q,l}(n_r,n_t,t) \exp\left(-\frac{2\pi k' t \tau_l}{N_c}\right) \right) \exp\left(-\frac{j2\pi(k-k')t}{N_c}\right) \quad (4)$$

また $\mathbf{S}_q(k)=[S_q(0,k),\dots,S_q(N_t-1,k)]^T$ は第 q STBC 符号化送信信号ベクトルである. $\mathbf{N}_q(k)=[N_q(0,k),\dots,N_q(N_r-1,k)]^T$ は周波数領域雑音ベクトルであり, $N_q(n_r,k)$ は AWGN である. 式(3)で示されるように, 1FFT ブロック内でもチャンネルが時間変動するような高速移動環境下では各周波数成分がもはや直交していないことが分かる. これは 1 ブロック内でチャンネルが時間変動すると, 受信信号が伝搬チャンネルと送信信号との循環畳み込み和とはならないためである.

その後, 受信機は受信信号に対してロバスト FDE を適用する. ロバスト FDE 後の第 q 周波数領域受信信号ベクトル $\hat{\mathbf{R}}_q(k)=[\hat{R}_q(0,k),\dots,\hat{R}_q(N_t-1,k)]^T$ は $\hat{\mathbf{R}}_q(k)=\mathbf{W}_q(k)\mathbf{R}_q(k)$ で与えられる. ただし, $\mathbf{W}_q(k)=[\mathbf{W}_q^T(0,k),\dots,\mathbf{W}_q^T(N_t-1,k)]^T$ は第 q タイムスロットにおける受信信号ブロックに対する $N_r \times N_t$ FDE 重み行列であり, $\mathbf{W}_q(n_t,k)=[W_q(n_t,0,k),\dots,W_q(n_t,N_r-1,k)]$ である. ついでロバスト FDE 後の受信信号に対して STBC 復号を行う. STBC 復号後の第 j 受信信号ブロック $\{\hat{D}_j(k):k=0,\dots,N_c-1,j=0,\dots,J-1\}$ は次式で与えられる.

$$\begin{pmatrix} \hat{D}_0(k) \\ \hat{D}_1(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{R}_0(0,k) + \hat{R}_1^*(1,k) \\ \hat{R}_0(1,k) - \hat{R}_1^*(0,k) \end{pmatrix} \quad (5)$$

最後に STBC 復号後の周波数領域受信信号に対して N_c ポイント 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.

2.2. ロバスト FDE

FDE 重みは, STBC 復号前の送信信号と STBC 復号後の受信信号との平均二乗誤差 (MSE) を最小とするように決定される. MSE, e , は次式で与えられる.

$$e_{RX} = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=0}^{N_c-1} E \left[\left| \hat{D}_j(k) - \sqrt{\frac{2P}{N_t}} D_j(k) \right|^2 \right] \quad (6)$$

(a) 従来 FDE[8]

従来 FDE では, 1STBC 符号語内でチャンネルが時間変動しないものと仮定し, かつ STBC 符号語内で共通の FDE 重みを用いるという条件下で MSE を最小とするように FDE 重みを決定する. 従来 FDE 重みは次式で与えられる (導出略).

$$\mathbf{W}(n_t,k) = \bar{\mathbf{H}}^H(n_t,k,k) \left\{ \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \|\bar{\mathbf{H}}(n_t,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \right\}^{-1} \quad (7)$$

ただし,

$$\bar{\mathbf{H}}^H(n_t,k,k) = \frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \mathbf{H}_q^H(n_t,k,k) \quad (8)$$

である. 従来 FDE は, 1STBC 符号語内でチャンネルが時間変動しないものとして仮定して設計されているため, 高速移動環境下では 1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動に追従できない. その結果, STBC 符号干渉が発生し特性が大きく劣化してしまう.

(b) ロバスト FDE[9]

ロバスト FDE では, STBC 符号語内で複数の FDE 重みを用いることを許容し, かつ 1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動を考慮した上で MSE を最小とするように FDE 重みを決定する. ロバスト FDE 重みは次式

で与えられる (導出略).

$$\begin{cases} \mathbf{W}_0(0,k) = \frac{\mathbf{H}_0^H(0,k,k) - \mathbf{H}_0^H(1,k,k) (\tilde{H}_2(k)/\tilde{H}_1(k))}{\tilde{H}_0(k) - \left(\tilde{H}_2(k)^2 / \tilde{H}_1(k) \right)} \\ \mathbf{W}_0(1,k) = \frac{\mathbf{H}_0^H(1,k,k) - \mathbf{H}_0^H(0,k,k) (\tilde{H}_3(k)/\tilde{H}_0(k))}{\tilde{H}_1(k) - \left(\tilde{H}_3(k)^2 / \tilde{H}_0(k) \right)} \\ \mathbf{W}_1(0,k) = \frac{\mathbf{H}_1^H(0,k,k) - \mathbf{H}_1^H(1,k,k) (\tilde{H}_2^*(k)/\tilde{H}_0(k))}{\tilde{H}_1(k) - \left(\tilde{H}_3(k)^2 / \tilde{H}_0(k) \right)} \\ \mathbf{W}_1(1,k) = \frac{\mathbf{H}_1^H(1,k,k) - \mathbf{H}_1^H(0,k,k) (\tilde{H}_2^*(k)/\tilde{H}_1(k))}{\tilde{H}_0(k) - \left(\tilde{H}_2(k)^2 / \tilde{H}_1(k) \right)} \end{cases} \quad (9)$$

ただし,

$$\begin{cases} \tilde{H}_0(k) = \|\mathbf{H}_0(0,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_1(1,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_1(k) = \|\mathbf{H}_0(1,k,k)\|^2 + \|\mathbf{H}_1(0,k,k)\|^2 + N_t \left(\frac{P}{N} \right)^{-1} \\ \tilde{H}_2(k) = \mathbf{H}_0^H(0,k,k)\mathbf{H}_0(1,k,k) - \mathbf{H}_1^H(0,k,k)\mathbf{H}_1(1,k,k) \\ \tilde{H}_3(k) = \mathbf{H}_0^H(1,k,k)\mathbf{H}_0(0,k,k) - \mathbf{H}_1^H(1,k,k)\mathbf{H}_1(0,k,k) \end{cases} \quad (10)$$

である. 式(9)右辺における分子/分母第 2 項が 1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動に起因する STBC 符号干渉を抑圧する項である. 1STBC 符号語内のチャンネルの時間変動が十分小さい場合は, これらの項が 0 となり, 式(8)で与えられる従来 FDE 重み[8]と一致する.

3. 瞬時受信 SINR の厳密解の導出

本章では, 1FFT ブロック内のチャンネルの時間変動をも考慮した上で, 高速移動環境下における STBC 復号後の瞬時 SINR および条件付き BER の厳密解を導出している.

式(1), (3)および(5)より, STBC 復号後の第 j 周波数領域受信信号 $\hat{D}_j(k)$ は次式で表される.

$$\begin{aligned} \hat{D}_j(k) &= \sqrt{\frac{2P}{N_t}} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k,k') D_j(k') \\ &+ \sqrt{\frac{2P}{N_t}} \sum_{j'=0}^{J-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{B,j,j'}(k,k') D_{j'}(k') + \hat{N}_j(k) \end{aligned} \quad (11)$$

ここで, $\hat{H}_{A,j}(k,k')$ は STBC 復号後の希望信号に対する等価チャンネルであり, 次式で表される.

$$\begin{cases} \hat{H}_{A,0}(k,k') = \mathbf{W}_0(0,k)\mathbf{H}_0(0,k,k') + \mathbf{H}_1^H(1,k,k')\mathbf{W}_1^H(1,k) \\ \hat{H}_{A,1}(k,k') = \mathbf{W}_0(1,k)\mathbf{H}_0(1,k,k') + \mathbf{H}_1^H(0,k,k')\mathbf{W}_1^H(0,k) \end{cases} \quad (12)$$

また $\hat{H}_{B,j,j'}(k,k')$ は STBC 復号後の STBC 符号干渉成分に対する等価チャンネルであり, それぞれ次式で表される.

$$\begin{cases} \hat{H}_{B,0,1}(k,k') = \mathbf{W}_0(0,k)\mathbf{H}_0(1,k,k') - \mathbf{H}_1^H(0,k,k')\mathbf{W}_1^H(1,k) \\ \hat{H}_{B,1,0}(k,k') = \mathbf{W}_0(1,k)\mathbf{H}_0(0,k,k') - \mathbf{H}_1^H(1,k,k')\mathbf{W}_1^H(0,k) \end{cases} \quad (13)$$

さらに, $\hat{N}_{R,j}(k)$ は STBC 復号後の雑音成分であり, 次式で表される.

$$\begin{cases} \hat{N}_0(k) = \mathbf{W}_0(0,k)\mathbf{N}_0(k) + \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_1^H(1,k) \\ \hat{N}_1(k) = \mathbf{W}_0(1,k)\mathbf{N}_0(k) - \mathbf{N}_1^H(k)\mathbf{W}_1^H(0,k) \end{cases} \quad (14)$$

式(11)より、STBC 復号後の第 j 時間領域受信信号 $\{\hat{d}_j(t):t=0,\dots,N_c-1, j=0,\dots,J-1\}$ は次式で表される。

$$\begin{aligned}\hat{d}_j(t) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{D}_j(k) \exp(j2\pi kt/N_c) \\ &= \sqrt{\frac{2P}{N_t}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k,k) \right) d_j(t) \\ &\quad + \mu_j^{PN}(t) + \mu_j^{ISI}(t) + \mu_j^{SI}(t) + \mu_j^{noise}(t)\end{aligned}\quad (15)$$

ただし、 $\{d_j(t):t=0,\dots,N_c-1, j=0,\dots,J-1\}$ は第 j 時間領域送信信号である。 $\mu_j^{PN}(t)$ は 1 ブロック内のチャネルの時間変動に起因する位相雑音成分であり、 $\mu_j^{ISI}(t)$ は残留 ISI 成分である。 また $\mu_j^{SI}(t)$ は残留 STBC 符号干渉成分であり、 $\mu_j^{noise}(t)$ は雑音成分である。 それぞれ次式で表される。

$$\begin{cases} \mu_j^{PN}(t) = \sqrt{\frac{2P}{N_t}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{k-k'}{N_c} t\right) \right) d_j(t) \\ \mu_j^{ISI}(t) = \sqrt{\frac{2P}{N_t}} \frac{1}{N_c} \sum_{t' \neq t} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{kt-k't'}{N_c}\right) d_j(t') \\ \mu_j^{SI}(t) = \sqrt{\frac{2P}{N_t}} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{t'=0}^{N_c-1} \left(\sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{B,j,j'}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{kt-k't'}{N_c}\right) \right) d_{j'}(t') \\ \mu_j^{noise}(t) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{N}_j(k) \exp(j2\pi kt/N_c) \end{cases}\quad (16)$$

式(16)より、位相雑音成分、残留 ISI 成分、残留 STBC 符号干渉成分および雑音成分は多数の確率変数の平均値であり、中心極限定理よりガウス分布に従うため、それらの和 $\mu_j(t) = \mu_j^{PN}(t) + \mu_j^{ISI}(t) + \mu_j^{SI}(t) + \mu_j^{noise}(t)$ は新たなガウス変数とみなせることがわかる。さらに、これらの干渉は互いに独立であるため、 $\mu_j(t)$ の分散 $2\sigma_{\mu_j}^2(t)$ は次式で与えられる。

$$2\sigma_{\mu_j}^2(t) = E\left[\mu_j(t)^2\right] = 2\sigma_{\mu_j^{PN}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_j^{ISI}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_j^{SI}}^2(t) + 2\sigma_{\mu_j^{noise}}^2(t)\quad (17)$$

ただし $2\sigma_{\mu_j^{PN}}^2(t)$ 、 $2\sigma_{\mu_j^{ISI}}^2(t)$ 、 $2\sigma_{\mu_j^{SI}}^2(t)$ および $2\sigma_{\mu_j^{noise}}^2(t)$ はそれぞれ、位相雑音成分、残留 ISI 成分、残留 STBC 符号干渉成分および雑音成分の分散である。 それぞれ次式で与えられる。

$$2\sigma_{\mu_j^{PN}}^2(t) = \frac{2P}{N_t} \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t\right) \right|^2\quad (18)$$

$$2\sigma_{\mu_j^{ISI}}^2(t) = \frac{2P}{N_t} \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k_1,k') \hat{H}_{A,j}^*(k_2,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1-k_2)}{N_c} t\right) \right. \\ \left. - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t\right) \right|^2 \right\}\quad (19)$$

$$2\sigma_{\mu_j^{SI}}^2(t) = \frac{2P}{N_t} \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \left\{ \hat{H}_{B,j,j'}(k_1,k') \hat{H}_{B,j,j'}^*(k_2,k') \right. \\ \left. \cdot \exp\left(j2\pi \frac{(k_1-k_2)}{N_c} t\right) \right\}\quad (20)$$

$$\begin{cases} 2\sigma_{\mu_{j0}}^2(t) = \frac{2N}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\mathbf{w}_0(0,k) \mathbf{w}_0^H(0,k) + \mathbf{w}_1^*(1,k) \mathbf{w}_1^T(1,k)) \\ 2\sigma_{\mu_{j1}}^2(t) = \frac{2N}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} (\mathbf{w}_0(1,k) \mathbf{w}_0^H(1,k) + \mathbf{w}_1^*(0,k) \mathbf{w}_1^T(0,k)) \end{cases}\quad (21)$$

したがって、式(15)、(18)、(19)、(20)および(21)より、高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチにおける瞬時受信 SINR、 $\gamma_j(t)$ の厳密解は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}\gamma_j(t) &= \frac{2P \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k,k') \right|^2}{\sigma_{\mu_j}^2} \\ &= \frac{2P \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k,k') \right|^2}{P \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{\substack{k'=0 \\ \neq k}}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t\right) \right|^2} \\ &\quad + P \left\{ \frac{1}{N_c} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k_1,k') \hat{H}_{A,j}^*(k_2,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1-k_2)}{N_c} t\right) \right. \\ &\quad \left. - \left| \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{A,j}(k,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k-k')}{N_c} t\right) \right|^2 \right\} \\ &\quad + P \frac{1}{N_c} \sum_{\substack{j'=0 \\ \neq j}}^{J-1} \sum_{k_1=0}^{N_c-1} \sum_{k_2=0}^{N_c-1} \sum_{k'=0}^{N_c-1} \hat{H}_{B,j,j'}(k_1,k') \hat{H}_{B,j,j'}^*(k_2,k') \exp\left(j2\pi \frac{(k_1-k_2)}{N_c} t\right) \\ &\quad + N_t \sigma_{\mu_j^{noise}}^2(t)\end{aligned}\quad (22)$$

最後に、QPSK データ変調を用いるものと仮定すると、チャネル利得が与えられた時の条件付き BER、 $p_{e,j}(t)$ は次式で与えられる。

$$p_{e,j}(t) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{\gamma_j(t)}{4}} \right]\quad (23)$$

ただし、 $\operatorname{erfc}(x) = (2/\pi) \int_x^\infty \exp(-u^2) du$ は誤差補関数である。

式(22)右辺分母第 1 項が 1 ブロック内のチャネルの時間変動に起因する位相雑音成分であり、第 2 項が残留 ISI 成分、第 3 項が残留 STBC 符号干渉成分である。また第 4 項が雑音成分である。式(22)より、1FFT ブロック内でチャネルが時間変動するような超高速移動環境下では、位相雑音成分、残留 ISI 成分および残留 STBC 符号干渉成分が 1 ブロック内で時間変動することが分かる。

なお筆者らは、送信アンテナ本数が $N_t=3,4$ 本の場合における瞬時受信 SINR の厳密解も同様に求めたが、本稿ではページ数の都合上割愛する。

4. 計算機シミュレーション

数値計算および計算機シミュレーションにより、ロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける BER 特性を求めた。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 $N_g=32$ とする。一様電力遅延プロファイルを有する $L=16$ パスの時間周波数二重選択性フェージングを仮定しており、チャネル情報は理想的に得られるものと仮定している。

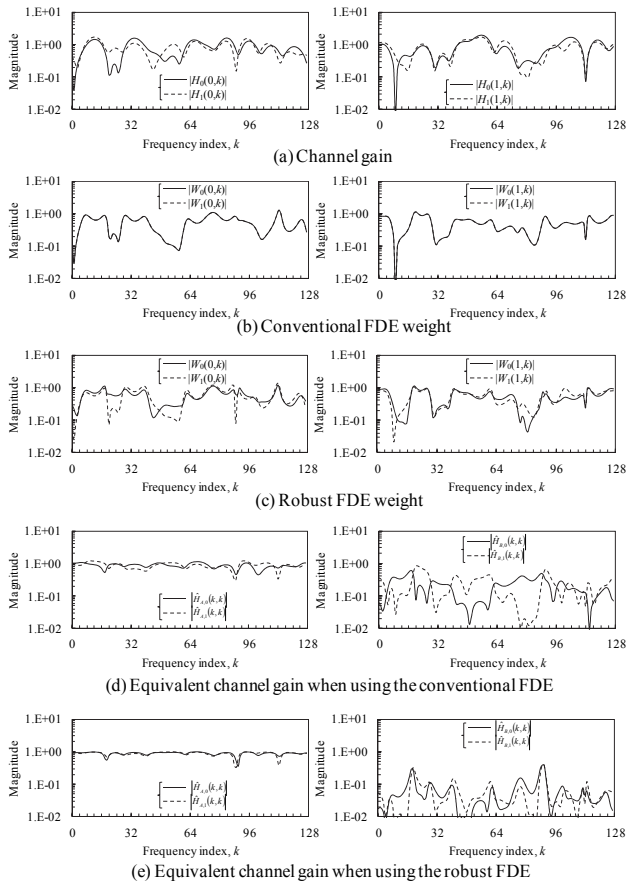


図2 FDE 重みおよび等価チャネルの動作

4.1. ロバスト FDE 重みおよび等価チャネルの変動

図2にロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバシティにおける伝搬チャネル、FDE 重みおよび STBC 復号後の等価チャネルの時間・周波数変動を示す。ただし、送信アンテナ本数 N_t および受信アンテナ本数 N_r はそれぞれ $N_t=2$ および $N_r=1$ としている。またビットあたりの送信信号エネルギー対片側雑音電力スペクトル密度比 E_b/N_0 は 10dB とし、ブロック長 $T_B=(N_c+N_g)T_s$ で正規化された正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ は $f_D T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来 FDE を用いる SC-STBC ダイバシティにおける FDE 重みおよび STBC 復号後の等価チャネルの時間・周波数変動も同様に図2に示す。

図2(a), (b)および(c)より、チャネル利得が大きい周波数成分では従来 FDE 重みおよびロバスト FDE 重みともに、残留 ISI が小さくなるようチャネルの逆関数となるように動作していることが分かる。また第0タイムスロットと第1タイムスロットとでチャネルが異なる周波数成分に着目すると、従来 FDE では等しい重みが用いられているのに対し、ロバスト FDE ではタイムスロット間で異なる重みが用いられていることが分かる。さらにロバスト FDE では、チャネル利得が大きいタイムスロットにおける重みは小さくなり、チャネル利得が小さいタイムスロットにおける重みは大きくなっていることが分かる。これは1符号語内のチャネルの時間変動を小さくし、STBC 符号干渉を抑圧するためのものである。

また図2(d)左図に着目すると、従来 FDE を用いる場合は FDE 後にも大きなスペクトル歪みが発生していることが分かる。これは FDE 重みが1符号語内のチャネルの時間変動に追従していないために、チャネルと重みの間で不整合が起こるためである。このことから、従来 FDE を用いる場合は STBC 符号干渉だけでなく残留 ISI も増加してしまうと考えられる。一方で図2(e)左図より、ロバスト FDE は1符号語内のチャネルの時間変動を考慮して設計されているため、従来 FDE を用いる場合よりスペクトル歪みを抑圧できることが分かる。また図2(d)右図および図2(e)右図より、ロバスト FDE を用いることで従来 FDE より STBC 符号干渉も抑圧できることが分かる。以上のことから、ロバスト FDE は1符号語内のチャネルの時間変動に起因する残留 ISI と残留 STBC 符号干渉の両方を抑圧できると考えられる。

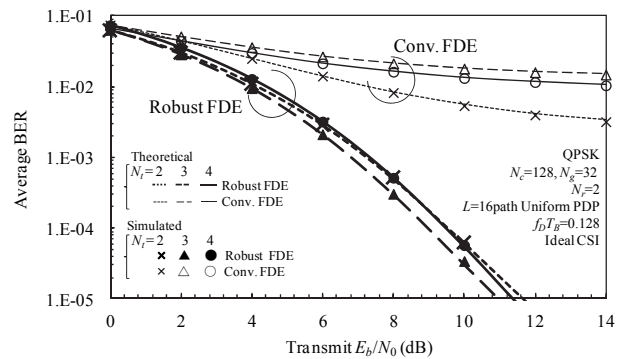


図3 E_b/N_0 対平均 BER 特性

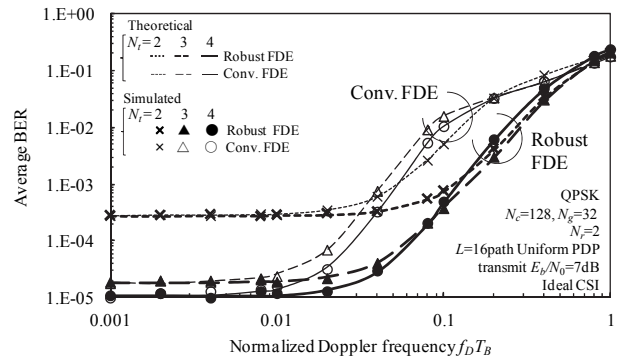


図4 $f_D T_B$ 対平均 BER 特性

4.2. BER 特性

図3にロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバシティにおける送信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す。ただし、受信アンテナ本数 N_r は $N_r=2$ とし、ブロック長 $T_B=(N_c+N_g)T_s$ で正規化された正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ は $f_D T_B=0.128$ としている。また比較のため、従来 FDE を用いる場合の特性も同様に図3に示す。また、それぞれの特性においてマーカーが計算機シミュレーション値を、線が理論特性を示している。図3より、従来 FDE を用いる場合はエラーフロアが生じていることが分かる。これは、1符号語内のチャネルの時間変動によって発生する ISI および STBC 符号干渉によ

るものである。また図3より、受信ロバスト FDE を用いることで平均 BER 特性を大幅に改善し、従来 FDE より常に優れた平均 BER 特性を達成できることが分かる。これは 1STBC 符号語内のチャネルの時間変動を考慮して最適化された FDE 重みを用いることで、ISI および STBC 符号干渉を抑圧できるためである。

図3より、従来 FDE を用いる場合は、送信アンテナ本数を2本から3本に増加させると平均 BER 特性が劣化し、3本から4本に増加させると平均 BER 特性が若干改善していることが分かる。一方で、ロバスト FDE を用いる場合は、送信アンテナ本数を2本から3本に増加させると平均 BER 特性が改善し、3本から4本に増加させると平均 BER 特性が若干劣化している。この理由については以下のように考えられる。一般的に高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチでは FDE 後の残留 ISI と残留 STBC 符号干渉によって特性が決定される。また送信アンテナ本数を増加させると、空間ダイバーシチ効果によって残留 ISI が低減するが、STBC 符号化および STBC 復号の処理が複雑になるため残留 STBC 符号干渉が増大してしまう。

まず従来 FDE では、1 符号語内のチャネルの時間変動が考慮されていないため、大きな STBC 符号干渉が発生する。また同時に 1 符号語内のチャネルの時間変動によって大きなスペクトル歪みが発生するため、残留 ISI も増大してしまう。送信アンテナ本数を2本から3本に増加させた場合、符号長が2倍になるため、残留 STBC 符号干渉が大きく増大する。そのため送信アンテナ本数を2本から3本に増加させる場合は、残留 ISI の減少より残留 STBC 符号干渉の増大の方が大きいため、特性が大きく劣化してしまう。一方で、送信アンテナ本数を3本から4本に増加させる場合は、符号長が変化しないため、残留 STBC 符号干渉の増加は小さい。したがって送信アンテナ本数を3本から4本に増加させる場合は、残留 STBC 符号干渉の増加より空間ダイバーシチ効果による残留 ISI の減少の方が大きいため、特性が若干改善する。

一方でロバスト FDE は 1 符号語内のチャネルの時間変動を考慮して設計されているため、STBC 符号干渉を効果的に抑圧できる。また同時に 1 符号語内のチャネルの時間変動に起因するスペクトル歪みも抑圧でき、残留 ISI も抑圧できる。送信アンテナ本数を2本から3本に増加させる場合は、残留 STBC 符号干渉がロバスト FDE によって抑圧されているため、残留 STBC 符号干渉の増加より空間ダイバーシチ効果による ISI の減少の方が大きい。したがって送信アンテナ本数を2本から3本に増加させると特性が改善する。一方、送信アンテナ本数が3本以上の場合、十分な空間ダイバーシチ効果により残留 ISI がすでにほぼ無視できるほど抑圧されているため、残留 STBC 符号干渉が支配的となる。したがって、送信アンテナ本数を3本から4本に増加させると、残留 STBC 符号干渉の増大によって特性が若干劣化してしまう。

また図3より、計算機シミュレーション結果と理論特性がよく一致しており、前章の理論解析が妥当であることが分かる。

図4にロバスト FDE を用いる SC-STBC ダイバーシチにおける正規化ドップラー周波数 $f_D T_B$ 対平均 BER

特性を示す。ただし、受信アンテナ本数 N_r を $N_r=2$ とし、送信 E_b/N_0 を $E_b/N_0=7\text{dB}$ としている。また比較のため、従来 FDE を用いた場合の特性も同様に図4に示す。またそれぞれの特性において、マーカーが計算機シミュレーション値を、線が理論特性を示している。図4より、ロバスト FDE を用いることで所要 BER を達成可能な許容正規化ドップラー周波数を大きくできることが分かる。たとえば送信アンテナ本数 N_t が $N_t=3$ の場合、ロバスト FDE は従来 FDE と比較して所要 BER= 10^{-4} を達成可能な許容正規化ドップラー周波数を約3倍に大きくできる。これはロバスト FDE を用いることで 1 符号語内のチャネルの時間変動に起因する ISI と STBC 符号干渉を抑圧できるためである。また図4より、正規化ドップラー周波数が非常に大きい領域においても計算機シミュレーション値と理論特性がよく一致しており、理論解析が妥当であることが分かる。

5. まとめ

本稿では高速移動環境下における SC-STBC ダイバーシチの理論解析を行った。IFFT ブロック内のチャネルの時間変動をも考慮したうえで、STBC 復号後の瞬時受信 SINR と条件付き BER の厳密解を導出し、先に提案したロバスト FDE は、STBC 符号干渉だけでなく、1STBC 符号語内のチャネルの時間変動に起因する ISI をも抑圧できることを明らかにした。また計算機シミュレーションにより、計算機シミュレーション値と導出した理論特性はよく一致し、本理論解析が妥当であることを示した。

文 献

- [1] J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGraw-Hill, 2008.
- [2] H. Sari, G. Karam and J. Jeanclaude, "Transmission technique for digital terrestrial TV broadcasting," *IEEE Commun., Mag. bol.* 40, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [3] D. Falconer, S. L. Ariyavistakul, A. Benyamin Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, pp. 58-66, April 2002.
- [4] F. Adachi, T. Sao and T. Itagaki, "Performance of multi-code DS-CDMA using frequency-domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, vol. 51, no. 7, pp. 1029-1033, July 2003.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbark, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE J. Sel. Areas. Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 451-460, Mar. 1999.
- [8] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Applization 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.
- [9] H. Miyazaki, F. Adachi, "Robust frequency-domain equalization against doubly selective fading for single-carrier STBC time-division duplex transmission," *Proc. the 10th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC2014)*, Nicosia, Cyprus, Aug. 2014.