

# シングルキャリア送受信協調 MMSE-FDE を用いる 送受信アンテナダイバーシチ

松川 隆介<sup>†</sup> 小原 辰徳<sup>†</sup> 山本 哲矢<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>† ‡</sup> 東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻  
〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup> {matsukawa, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 最小平均自乗誤差(MMSE)規範に基づいた周波数領域等化(FDE)を送受信機の双方で行う広帯域シングルキャリア(SC)送受信協調 MMSE-FDE では、受信機のみならず送信機においてもチャネル情報(CSI)を用いて FDE を行うことにより、受信 MMSE-FDE に比べて優れた伝送特性が得られる。これを送受信アンテナダイバーシチに導入すれば、より優れた伝送特性を実現できる。本報告では、送受信協調 FDE を用いる送受信ダイバーシチの送受信 MMSE-FDE 重みを導出し、受信 FDE を併用する時空間符号化送信ダイバーシチ(FD-STTD)より優れた平均ビット誤り率(BER)特性を達成できることを計算機シミュレーションにより示している。

キーワード シングルキャリア伝送, アンテナダイバーシチ, MMSE-FDE

## Transmit/Receive Antenna Diversity Using Single-carrier Joint-Transmit/Receive MMSE-FDE

Ryusuke MATSUKAWA<sup>†</sup> Tatsunori OBARA<sup>†</sup> Tetsuya YAMAMOTO and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>† ‡</sup> Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University  
6-6-05, Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: <sup>†</sup> {matsukawa, obara, yamamoto}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Joint transmit/receive minimum mean square error based frequency-domain equalization (MMSE-FDE) for broadband single-carrier (SC) transmissions, in which MMSE-FDE is applied both at the transmitter/receiver, can achieve better transmission performance compared to receive MMSE-FDE by using channel state information (CSI) both at the transmitter and the receiver. By introducing joint transmit/receive MMSE-FDE to multi-input multi-output (MIMO) antenna diversity techniques, the transmission quality can be further improved. In this paper, we propose a MIMO antenna diversity technique which uses the joint transmit/receive MMSE-FDE. Assuming a MIMO transmission system, we derive the transmit/receive FDE weights based on MMSE criterion. Simulation results demonstrate that the proposed method can obtain better bit error rate (BER) performance than frequency-domain space-time block coded transmit diversity (FD-STTD), which performs receive MMSE-FDE and a well-known space-time block coding (STBC).

**Keywords** Single-carrier transmission, antenna diversity, MMSE-FDE

### 1. はじめに

次世代の移動無線通信では、Gbps クラスの広帯域サービスが期待されている。しかし、シングルキャリア(SC)伝送を用いる超高速伝送では、遅延時間の異なる伝搬路から形成される周波数選択性フェージングの影響により符号間干渉(ISI)が生じ、深刻な平均ビット誤り率(BER)特性の劣化を引き起こす[1]。最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、低演算量ながら比較的優れた平均ビット誤り率(BER)特性を達成できる[2, 3]。

チャネル情報(CSI)が送受信機双方で既知であれば、MMSE-FDE を送受信機で用いる送受信協調 MMSE-FDE により受信 MMSE-FDE に比べて優れた伝送特性が得られる[4-6]。送受信協調 MMSE-FDE では、送信

FDE, 伝搬路と受信 FDE をまとめて一つの等価チャネルとみなし、等価チャネル出力の誤差を最小にするように送信および受信 FDE 重みを決定する。このような送受信協調 FDE では、チャネル状態に適応した各直交サブキャリア間の送信電力配分が行われるので、受信 MMSE-FDE に比べ優れた特性を達成できる。しかし、送受信協調 MMSE-FDE を用いても完全には ISI を抑圧できないため、整合フィルタ限界 (MF 限界: Matched filter bound) より伝送特性は劣化してしまう。

伝送特性を MF 限界に近づける技術として有効なのは、アンテナダイバーシチ技術[7-13]である。特に送受信アンテナダイバーシチでは、複数の送受信アンテナを用いることで大きなダイバーシチ利得を得ることができ、希望信号電力が改善されて ISI の影響を抑圧

できる. 良く知られた送受信ダイバーシチ技術として, 時空間符号化送信ダイバーシチ(STTD) [7, 8]がある. STTD では, 時空間符号化(STBC)を施して複数送信アンテナから信号を送信し, CSI を利用した受信等化と STBC 復号を行う. これにより, 最大比送受信ダイバーシチ利得を獲得できる. 但し, 送信機で CSI を有しないために各送信アンテナへの送信電力配分が行えず, 送信アンテナ本数に比例して受信信号対雑音電力比(SNR)の改善量が低下してしまう. また, 送信 CSI のみを利用して送信等化を行う時空間符号化送受信ダイバーシチ(STBC- JTRD)[12, 13]も魅力的な技術であるが, 受信 CSI を用いていないためにやはり受信 SNR の劣化が生じる.

そこで本稿では, 送受信機の双方で共通の CSI を利用し, 送受信協調 MMSE-FDE を適用する新たな送受信ダイバーシチ手法を提案する. 提案法では, 固有値分解[14]を用いて MIMO チャネルを直交チャネルに分解し, MMSE 規範に基づいて送受信 FDE を適用する. 本稿では, このような送受信 FDE 重みの導出を行っている. また, 受信 MMSE-FDE のみを用いる STTD (FD-STTD)[9]との比較を行い, 提案法が優れた伝送特性を実現できることを計算機シミュレーションにより明らかにしている.

本稿の構成は以下の通りである. まず, 第 2 章において送受信信号表現を示し, 第 3 章で送受信 FDE 重みを導出する. 第 4 章では, 提案受信ダイバーシチにより達成可能な平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより求め, 送受信アンテナ本数や FDE 重みが与える影響について考察する. 第 5 章でまとめる.

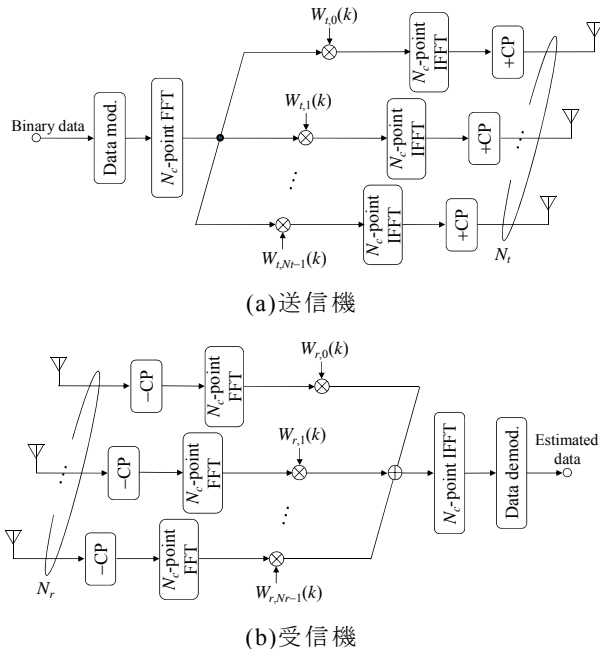


図 1 送受信系

## 2. 送受信信号表現

図 1 に, 送受信協調 MMSE-FDE を用いる MIMO 送受信ダイバーシチのシステムモデルを示す. 送信機では,  $N_c$  個の変調データシンボルから構成される時間領

域シンボルブロックに対し, 高速フーリエ変換(FFT)を適用することにより周波数領域シンボルブロックに変換し, 送信 FDE を適用する. 得られた  $N_t$  個の送信シンボルブロックそれぞれに逆 FFT (IFFT)を用いて時間領域シンボルブロックに変換した後, 各ブロックのガードインターバル(GI)に後部  $N_g$  個のサイクリックプレフィックス(CP)を挿入し,  $N_t$  本のアンテナより送信する. 受信機では,  $N_r$  本のアンテナで受信した各受信信号ブロックから GI を除去し, FFT 後の周波数領域シンボルブロックについて受信 FDE を適用する. 最後に,  $N_c$  個のシンボルから成る周波数領域シンボルブロックに対して IFFT を適用することにより, 時間領域の軟判定シンボルブロックを得る.

### 2.1. 送信信号

送信機では, 変調後のデータシンボルベクトル  $\mathbf{d}=[d(0), \dots, d(t), \dots, d(N_c-1)]^T$  に対して  $N_c$  ポイント FFT を適用し, 周波数領域ブロックに変換する. FFT 適用後の周波数領域シンボルベクトル  $\mathbf{D}=[D(0), \dots, D(k), \dots, D(N_c-1)]^T$  は次式で与えられる.

$$\mathbf{D} = \mathbf{F} \mathbf{d}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{-j2\pi \frac{|x|}{N_c}} & e^{-j2\pi \frac{|x|}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{|x|(N_c-1)}{N_c}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1)|x|}{N_c}} & \dots & e^{-j2\pi \frac{(N_c-1)(N_c-1)}{N_c}} \end{bmatrix} \mathbf{d} \quad (1)$$

なお,  $\mathbf{F}$  は  $N_c \times N_c$  の DFT 行列を表す. 得られた  $N_c$  個のシンボルに対して送信 FDE を適用する. 第  $k$  番目の直交サブキャリアにおける, 送信 FDE 適用後の周波数領域送信シンボルベクトルは次式のように表せる.

$$\mathbf{S}(k) = [S_0(k), \dots, S_n(k), \dots, S_{N_t-1}(k)]^T$$

$$= \mathbf{W}_t(k) \mathbf{D}(k) \quad (2)$$

ここで,  $\mathbf{W}_t(k)=[W_{t,0}(k), \dots, W_{t,n}(k), \dots, W_{t,N_t-1}(k)]^T$  は  $(N_t \times 1)$  の送信 FDE 重みベクトルを表す. 得られた  $N_t$  個の送信信号ブロック  $\{S_n(k); k=0 \sim N_c-1\}$ ,  $n=0 \sim N_t-1$  に対して  $N_c$  ポイント IFFT を適用し, CP を付加して各アンテナより送信する.

### 2.2. 受信信号

受信機では,  $N_r$  本のアンテナで得られた各受信シンボルブロックから CP を除去し,  $N_c$  ポイント FFT を適用して周波数領域シンボルブロックに変換する. 第  $k$  直交サブキャリアにおける  $(N_r \times 1)$  受信シンボルベクトルは次式のように表せる.

$$\mathbf{R}(k) = \sqrt{2P_t} \mathbf{H}(k) \mathbf{S}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (3)$$

ここで  $P_t = E_s / T_s$  は平均送信電力を表し,  $E_s$ , 及び  $T_s$  はそれぞれ平均送信シンボルエネルギー, 及びシンボル長を表す. また,  $\mathbf{H}(k)$  は第  $k$  番目のサブキャリアにおける  $(N_r \times N_t)$  のチャネル行列を表す.  $\mathbf{N}(k)=[N_0(k), \dots, N_m(k), \dots, N_{N_r-1}(k)]^T$  は複素雑音ベクトルを表しており, 各要素は平均 0 で分散  $2N_0/T_s$  の加法的白色ガウス雑音(AWGN)である.

$\mathbf{R}(k)$ に対し、次式で示すように受信 FDE 重みベクトルを乗算し、受信 FDE 及びダイバーシチ合成を行う。

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{D}}(k) &= \mathbf{W}_r(k)\mathbf{R}(k) \\ &= \sqrt{2P_t}\mathbf{W}_r(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_t(k)\mathbf{D}(k) + \mathbf{W}_r(k)\mathbf{N}(k)\end{aligned}\quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{W}_r(k)=[W_{r,0}(k), \dots, W_{r,m}(k), \dots, W_{r,N_r-1}(k)]$ は $(1 \times N_r)$ の受信 FDE 重みベクトルを表す。得られた周波数シンボルブロック  $\hat{\mathbf{D}}=[\hat{\mathbf{D}}(0), \dots, \hat{\mathbf{D}}(k), \dots, \hat{\mathbf{D}}(N_c-1)]^T$  に対して  $N_c$  ポイント IFFT を適用し、軟判定シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{d}}=[\hat{d}(0), \dots, \hat{d}(t), \dots, \hat{d}(N_c-1)] = \mathbf{F}^H \hat{\mathbf{D}}$  を得る。

### 3. 送受信 FDE 重みの導出

#### 3.1. 目的関数の定式化

変調データシンボルベクトル  $\mathbf{d}$  と軟判定シンボルベクトル  $\hat{\mathbf{d}}$  の合計 MSE は以下のように定義できる。

$$\begin{aligned}\varepsilon &= E\left[tr\left\{\left(\mathbf{d}-\hat{\mathbf{d}}/\sqrt{2P_t}\right)\left(\mathbf{d}-\hat{\mathbf{d}}/\sqrt{2P_t}\right)^H\right\}\right] \\ &= E\left[tr\left\{\left(\mathbf{D}-\hat{\mathbf{D}}/\sqrt{2P_t}\right)\left(\mathbf{D}-\hat{\mathbf{D}}/\sqrt{2P_t}\right)^H\right\}\right]\end{aligned}\quad (5)$$

式(4), (5)より、合計 MSE は次式のように書き改めることができる。

$$\varepsilon = \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \left[1 - \mathbf{W}_r(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_t(k)\right] \left[1 - \mathbf{W}_r(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_t(k)\right]^H + \gamma^{-1} \cdot \mathbf{W}_r(k)\mathbf{W}_r^H(k) \right\} \quad (6)$$

ここで  $E[\mathbf{D}(k)\mathbf{D}^*(k)]=1$ ,  $E[\mathbf{N}(k)\mathbf{N}^H(k)]=2N_0/T_s \cdot \mathbf{I}$  を用いた。また、簡単のため  $\gamma=E_s/N_0$  とおく。式(6)で示す MSE を目的関数とし、送信電力を制約条件とすることで、最適化問題は以下のように定義される。

$$\min_{\{\mathbf{W}_t(k), \mathbf{W}_r(k); k=0-N_c-1\}} \varepsilon \quad (7)$$

$$s.t. \sum_{k=0}^{N_c-1} tr[\mathbf{W}_t(k)\mathbf{W}_t^H(k)] \leq N_c \quad (8)$$

式(7), (8)を満たす送受信重みのセットが、MMSE 重みの最適解である。しかし、1つの目的関数に対して  $\mathbf{W}_t(k)$ ,  $\mathbf{W}_r(k)$  の2変数が存在していることから、これらを同時に求めることは難しい。そこで本稿では、文献[6]と同様、(送信 FDE+チャネル)を等価チャネルと見なして先ず受信重みベクトル  $\mathbf{W}_r(k)$  を導出する。次いで、そのような受信 FDE が行われることを前提として(即ち、目的関数に  $\mathbf{W}_r(k)$  を代入して)最適化問題を解き、 $\mathbf{W}_t(k)$  を求める。

#### 3.2. 受信 FDE 重み

前節で述べた通り、 $\bar{\mathbf{H}}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{W}_t(k)$  を等価的なチャネル伝達関数とみなし、受信 FDE 重みベクトル  $\mathbf{W}_r(k)$  を求める。このとき、 $\mathbf{W}_r(k)$  は受信ダイバーシチを用いる従来の受信 MMSE-FDE と同様に求めることができ、次式で与えられる[3]。

$$\mathbf{W}_r(k) = \left\{ \bar{\mathbf{H}}^H(k)\bar{\mathbf{H}}(k) + \gamma^{-1} \right\}^{-1} \bar{\mathbf{H}}^H(k) \quad (9)$$

なお、ここで逆行列の補助定理[1]を用いた。式(9)より、第  $m$  番目の受信アンテナにおける第  $k$  直交サブキャリア

に対する受信 FDE 重みは次式のように表すことができる。

$$W_{r,m}(k) = \frac{\left( \sum_{n=0}^{N_r-1} H_{m,n}(k)W_{t,n}(k) \right)^*}{\sum_{m=0}^{N_r-1} \left| \sum_{n=0}^{N_r-1} H_{m,n}(k)W_{t,n}(k) \right|^2 + \gamma^{-1}} \quad (10)$$

ここで  $H_{m,n}(k)$  は、第  $n$  番目の送信アンテナと第  $m$  番目の受信アンテナ間における第  $k$  直交サブキャリアのチャネル利得を表す。

#### 3.3. 送信 FDE 重み

3.2 節にて求めた受信 FDE 重みベクトル  $\mathbf{W}_r(k)$  を目的関数に代入し、目的関数を  $\mathbf{W}_t(k)$  の一変数関数として表す。式(9)を式(7)に代入し、逆行列の補助定理を用いて整理することにより、式(7)は次式のように与えられる。

$$\min_{\{\mathbf{W}_t(k); k=0-N_c-1\}} \varepsilon = \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ 1 + \gamma \cdot \mathbf{W}_t^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_t(k) \right\}^{-1} \quad (11)$$

第  $k$  直交サブキャリアについて考えると、 $\{1 + \gamma \cdot \mathbf{W}_t^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_t(k)\}^{-1}$  は、 $\mathbf{W}_t^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_t(k)$  が最大るとき明らかに最小である。また、 $\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)$  は  $(N_t \times N_t)$  のエルミート行列であり、固有値分解[11]を用いて以下のように変形できる。

$$\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k) = \mathbf{U}(k)\mathbf{\Lambda}(k)\mathbf{U}^H(k) \quad (12)$$

ここで、 $\mathbf{\Lambda}(k)$  は各固有値を対角要素に持つ  $(N_t \times N_t)$  の対角行列、 $\mathbf{U}(k)=[\mathbf{u}_0(k), \dots, \mathbf{u}_n(k), \dots, \mathbf{u}_{N_t-1}(k)]$  は  $(N_t \times N_t)$  の固有行列を表す。 $\mathbf{u}_n(k)=[u_{0,n}(k), \dots, u_{n',n}(k), \dots, u_{N_t-1,n}(k)]^T$  は第  $n$  固有値に対応した固有ベクトルである。このとき、レイリー・リッツの定理より、 $\mathbf{W}_t^H(k)\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)\mathbf{W}_t(k) \leq tr[\mathbf{W}_t(k)\mathbf{W}_t^H(k)] \cdot \lambda_0(k)$  が成り立つことが知られている ( $\lambda_0(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} \sum_{n=0}^{N_r-1} |H_{m,n}(k)|^2$  は  $\mathbf{H}^H(k)\mathbf{H}(k)$  の最大固有値である)[11, 14]。なお、等号は  $\mathbf{W}_t(k)$  が  $\lambda_0(k)$  に対応する固有ベクトル  $\mathbf{u}_0(k)$  に比例するとき成立する。以上より、 $\mathbf{W}_t(k)$  は以下のように表すことができる。

$$\mathbf{W}_t(k) = \sqrt{P_t(k)} \mathbf{u}_0(k) \quad (13)$$

$P_t(k)$  は、第  $k$  直交サブキャリアへの送信電力配分係数と考えることができる。式(13)を代入することにより、最適化問題は次式のように書き改められる。

$$\min_{\{P_t(k); k=0-N_c-1\}} \varepsilon = \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ 1 + \gamma \cdot P_t(k) \lambda_0(k) \right\}^{-1} \quad (14)$$

$$s.t. \begin{cases} \sum_{k=0}^{N_c-1} P_t(k) - N_c \leq 0 \\ -P_t(k) \leq 0, \quad 0 \leq k \leq N_c - 1 \end{cases} \quad (15)$$

これは、ラグランジュの未定乗数法[15]を用いることで以下の通り求めることができる(導出略)。

$$P_t(k) = \max \left\{ \frac{1}{\sqrt{\alpha}} \frac{1}{\sqrt{\gamma \lambda_0(k)}} - \frac{1}{\gamma \lambda_0(k)}, 0 \right\} \quad (16)$$

ここで、 $\alpha$  は拘束条件を満たすよう設定される正規化係数である。提案法における電力配分の例を図2に示

す. 第一項を水面, 第二項を水底とすれば, 式(16)は良く知られた注水定理[16]に基づく電力配分係数と非常に似た形であることが分かる. 即ち, チャンネル利得行列  $\mathbf{H}(k)$  における最大固有値  $\lambda_0(k)$  の逆数に比例して各直交サブキャリアに電力を割り当て, かつ  $\lambda_0(k)$  が大きく落ち込むチャンネルに対応する直交サブキャリアに対しては電力を割り当てない. 但し従来の注水定理とは異なり, 電力の閾値(式(16)の第一項)は各直交サブキャリアによって異なる値をとる. このため,  $\lambda_0(k)$  が比較的小さい場合でも電力が割り当てられることがあり, これにより ISI の増大を回避していると考えられる.

以上では, MIMO ダイバーシチにおける送受信 MMSE-FDE 重みを求める解法として, 受信重みベクトル  $\mathbf{W}_r(k)$  を先に求め, 次いで送信重みベクトル  $\mathbf{W}_t(k)$  を求める手法を用いた. これとは反対に,  $\mathbf{W}_t(k)$  を求めた後に  $\mathbf{W}_r(k)$  を導出しても同様の重みを導出することが可能である(導出略).

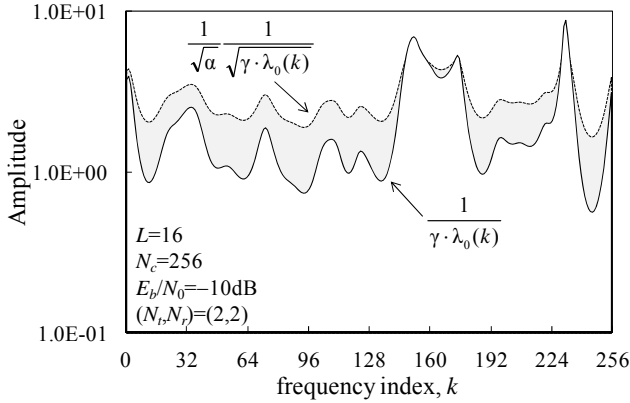


図 2 電力配分の様子

## 4. 計算機シミュレーション結果

### 4.1. シミュレーション諸元

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す.  $L=16$  パスの等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングチャンネルを仮定し, 各パスの遅延時間はシンボル長間隔であるものとする. また, 各送受信アンテナ間のチャンネルは無相関とし, 送受信機におけるチャンネル推定は理想とした.

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter & Receiver	Data modulation	QPSK
	No. of FFT points	$N_c=256$
	Guard interval length	$N_g=32$
	No. of transmit antennas	$N_t=1, 2, 4$
	No. of receive antennas	$N_r=1, 2, 4$
Channel model	Channel estimation	Ideal
	Fading	Frequency-selective block Rayleigh
	Path model	$L=16$ with uniform power delay profile
	Time delay	$\tau_l=l$

### 4.2. 等価チャンネルの観察

本稿では, 比較対象として FD-STTD を用いている. FD-STTD では,  $N_c$  個のシンボルから成る情報ブロックに対して Alamouti の STBC を用いることにより, 送信機で CSI を用いることなく送受信ダイバーシチ利得を獲得できる. また, 復号処理に MMSE-FDE を併用することで伝送特性を改善できることが報告されている[9]. FD-STTD において, (チャンネル+受信 FDE)を等価チャンネル  $\hat{H}_{std}(k)$  と見なすと,  $\hat{H}_{std}(k)$  は次のように表現することができる.

$$\hat{H}_{std}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} \sum_{m=0}^{N_t-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} W_{m,n}^{std}(k) H_{m,n}(k) \quad (17)$$

ここで, FD-STTD では各アンテナに等しく電力を配分するため, 等価チャンネルが  $1/\sqrt{N_t}$  倍となることに注意する. これにより, FD-STTD の受信 SNR は理想的な最大比合成送受信ダイバーシチと比べて  $1/N_t$  倍となる. また,  $W_{m,n}^{std}(k)$  は FD-STTD における受信 MMSE 重みであり, 次式で与えられる.

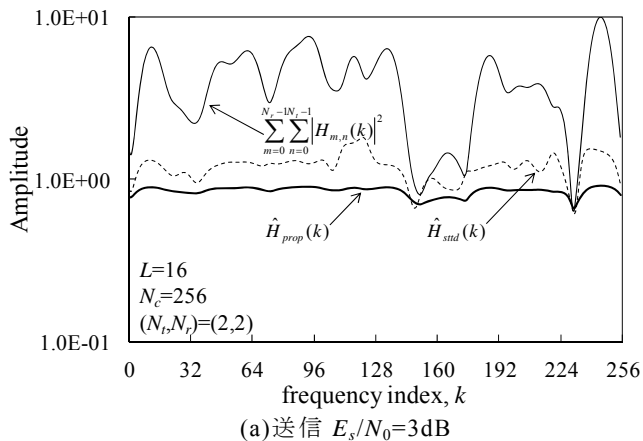
$$W_{m,n}^{std}(k) = \frac{H_{m,n}^*(k)}{\sum_{m=0}^{N_t-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} |H_{m,n}(k)|^2 + \gamma^{-1}} \quad (18)$$

また, 提案法における等価チャンネルを以下のように定義し直す.

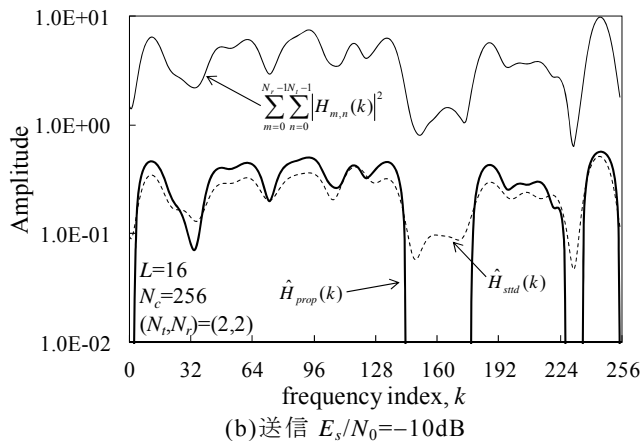
$$\begin{aligned} \hat{H}_{prop}(k) &= \mathbf{W}_r(k) \mathbf{H}(k) \mathbf{W}_t(k) \\ &= \frac{\sum_{m=0}^{N_t-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} |H_{m,n}(k)|^2}{\sum_{m=0}^{N_t-1} \sum_{n=0}^{N_t-1} |H_{m,n}(k)|^2 + \{\gamma \cdot P_t(k)\}^{-1}} \end{aligned} \quad (19)$$

送受信協調 MMSE-FDE の動作を確認するため, 提案法と FD-STTD における等価チャンネルの一例を図 3 に示す. ここで  $(N_t, N_r)=(2,2)$  としており, 図 3(a)は送信  $E_s/N_0=3\text{dB}$  の例を, 図 3(b)は送信  $E_s/N_0=-10\text{dB}$  の例を示している. 図 3(a)(b)より, 提案法と FD-STTD の等価チャンネルは異なる挙動を示していることが分かる. まず送信  $E_s/N_0=3\text{dB}$  の場合, MIMO ダイバーシチ利得により十分に高い受信 SNR を達成できる. このとき, 提案法における送受信 MMSE-FDE, 及び FD-STTD における受信 MMSE-FDE は, どちらも ISI を低減することで特性を改善するよう動作する. 提案法では, 送受信機が協調して FDE を行うことで, FD-STTD と比較してよりフラットな等価チャンネルを形成できていることが分かる.

送信  $E_s/N_0=-10\text{dB}$  の場合, たとえ MIMO ダイバーシチを用いても受信 SNR は大幅に低下してしまう. このとき, 残留 ISI よりも雑音による影響が支配的になるため, MMSE-FDE は等化後の受信 SNR を増大させることで特性を改善するよう動作する. 特に提案法では, チャンネル利得の低い直交サブキャリアに電力を割り当てず, その分他の直交サブキャリアへ電力を注ぐことにより受信 SNR の改善を図っていることが図 3(b)より確認できる.



(a)送信  $E_s/N_0=3\text{dB}$



(b)送信  $E_s/N_0=-10\text{dB}$

図3 等価チャネルの比較

### 4.3. 平均 BER 特性

図4に、提案法とFD-STTDの平均BER特性を示す。QPSK変調を仮定しており、横軸は送信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比( $E_b/N_0=(1/2)(E_s/N_0)(1+N_g/N_c)$ )としている。図4(a)は、 $N_r=1$ として受信アンテナ本数 $N_r$ の影響を示したものである。図4(a)において、何れの送受信アンテナの組み合わせにおいても、提案法は常にFD-STTDより優れた特性を示していることが分かる。これは4.2節で示した通り、提案法では送受信機が協調してFDEを行うことによって効果的にISIの補償と受信SNRの改善を行うためである。但し、受信アンテナ本数 $N_r$ が増加するにつれ、FD-STTDに対する提案法の特性改善量は小さくなることも確認できる。これは、受信アンテナ本数を増やすことで受信ダイバーシチ利得が得られ、ISIの影響を抑圧できるためである。この場合、受信機のみでFDEを行うFD-STTDでも十分優れた特性が得られる。

続いて、 $N_r=1$ とし、送信アンテナ本数 $N_t$ の影響を示したものを図4(b)に示す。図4(b)より、送信アンテナ本数 $N_t$ を増やすにつれ、FD-STTDと比較して提案法の特性が大幅に改善することが分かる。例えば $N_t=4$ のとき、平均BER= $10^{-2}$ を達成するために必要な送信 $E_s/N_0$ の値を比較すると、提案法はFD-STTDより送信電力を約4dB低減できる。これは、式(17)に示したように、FD-STTDでは送信アンテナ本数に比例して受信SNRの改善量が低下するためである。一方提案法では、

各アンテナ、及び各直交サブキャリアへ適応的に電力配分が行われるため、上記のような電力損は生じない。従って、送信アンテナ本数を増やすことによっても受信SNRを大きく改善できる。

図5に、複数の送受信アンテナ本数を用いる場合における提案法とFD-STTDの平均BER特性を示す。図より、複数の送受信アンテナを用いる場合でも、提案法は常にFD-STTDより優れたBER特性を示していることが分かる。また提案法では、やはり送信アンテナ本数を増やすことによる特性の改善量が大きい。例えば、FD-STTDで $(N_t, N_r)=(2,4)$ ,  $(4,4)$ の場合を比較すると、送信アンテナ本数を増やしてもBER特性はほとんど改善しないことが分かる。これは、4本の受信アンテナを用いることで得られる受信ダイバーシチ利得に比べ、 $N_t$ を増やすことによる送信ダイバーシチ利得が非常に小さいためである。これに対し提案法では、送信アンテナ本数を増やすことでさらに特性を改善できる。提案法は、多数の送受信アンテナを用いる際に特に有効な手法であると言える。

### 5. むすび

本稿では、送受信協調MMSE-FDEを用いる送受信ダイバーシチを提案した。計算機シミュレーションにより、提案法は受信MMSE-FDEのみを用いるFD-STTDより優れたBER特性を達成できることを明らかにした。本稿では伝送品質の改善を目的とした送受信ダイバーシチについて述べたが、伝送レートの向上を図る上では空間多重が有効である。空間多重への送受信協調MMSE-FDEの応用は、今後の興味深い検討課題である。

### 文 献

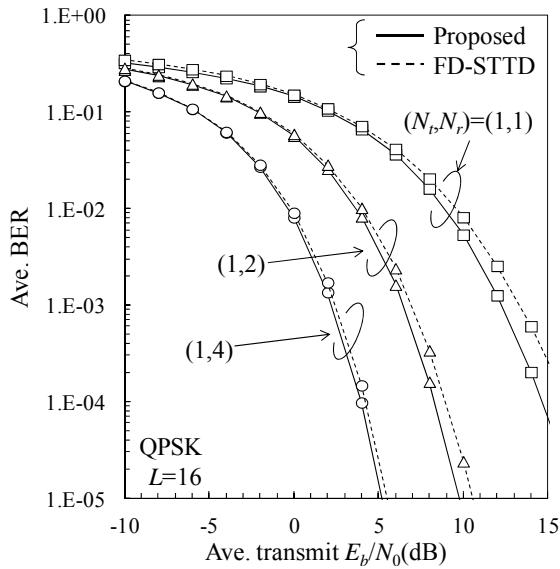
- [1] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
- [2] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar, and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 40, No. 4, pp. 58-66, Apr. 2002.
- [3] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicode DS-CDMA using frequency domain equalization in a frequency selective fading channel," *IEE Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [4] 武田一樹, 安達文幸, "マルチコード DS-CDMA におけるジョイント送信/受信 MMSE-FDE," *信学技報*, RCS2009-1, pp.1-6, 2009年5月.
- [5] K. Takeda and F. Adachi, "Single-carrier Hybrid ARQ Using Joint Transmit/Receive MMSE-FDE," 2010 IEEE 71st Vehicular Technology Conference (VTC-Spring), Taipei, Taiwan, 16-19 May 2010.
- [6] K. Takeda and F. Adachi, "Joint transmit/receive one-tap minimum mean square error frequency-domain equalization for broadband multicode direct-sequence code division multiple access," *IET Commun.*, 2010, Vol. 4, Iss. 14, pp. 1752-1764. doi: 10.1049/iet-com.2009.0502, Sep. 24, 2010.
- [7] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas. Commun.*, Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [8] B. Vucetic and J. Yuan, *Space-time coding*, John Wiley &

Sons Ltd, 2003.

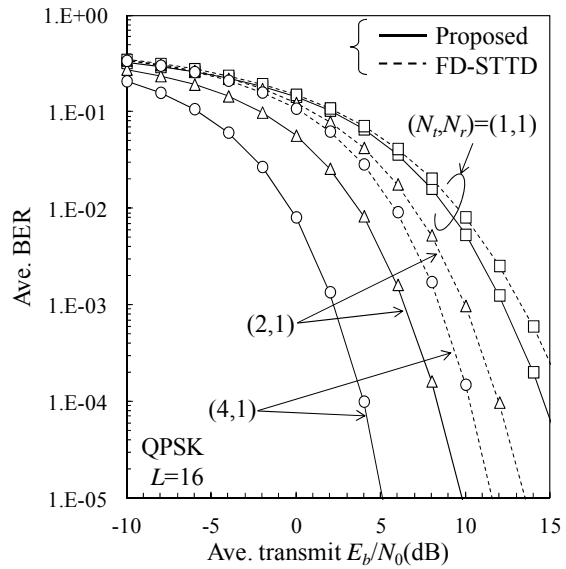
- [9] K. Takeda, T. Itagaki, and F. Adachi, "Application of space-time transmit diversity to single-carrier transmission with frequency-domain equalization and receive antenna diversity in a frequency-selective fading channel," IEE Proc.-Commun., Vol. 151, No. 6, pp. 627-632, Dec. 2004.
- [10] A. Gusmao, R. Dinis and N. Esteves, "On frequency-domain equalization and diversity combining for broadband wireless communications," IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 51, No. 7, pp. 1029-1033, Jul. 2003.
- [11] M. Kang and M. S. Alouini, "Largest Eigenvalue of Complex Wishart Matrices and Performance Analysis of MIMO MRC Systems," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 21, No. 3, pp. 418-426, April 2003.
- [12] H. Tomeba and F. Adachi, "Frequency-domain space-time block coded-joint transmit/receive diversity for the single

carrier transmission," Proc. The 10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006), Singapore, 30 Oct. - Nov. 2006.

- [13] H. Tomeba, K. Takeda and F. Adachi, "Space-Time Block Coded Joint Transmit/Receive Diversity in a Frequency-Nonselective Rayleigh Fading Channel," IEICE Trans. Commun., Vol.E89-B, No.8, pp.2189-2195, Aug. 2006
- [14] R. A. Horn and C. R. Johnson, *Matrix Analysis*, Cambridge University Press, 1985.
- [15] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*, Cambridge University Press, 2004.
- [16] J. L. Holsinger, "Digital communications over fixed time-continuous channels with memory, with special application to telephone channel," M.I.T. Lab., Electron. Rep., Vol. 430, 1964.



(a)受信アンテナ本数  $N_r$  の影響



(b)送信アンテナ本数  $N_t$  の影響

図4 提案法とFD-STTDの平均BER特性

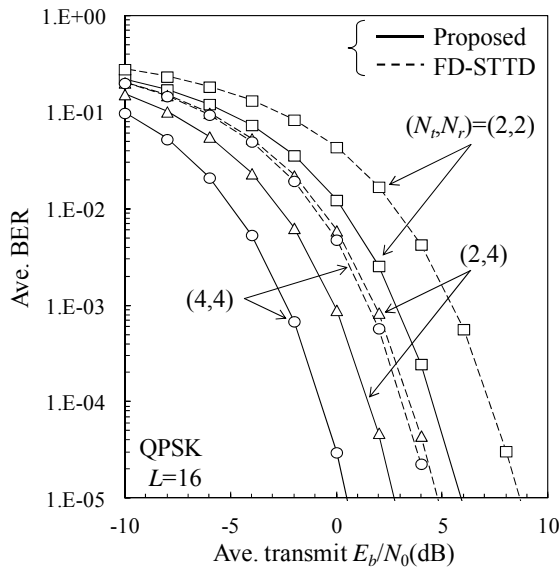


図5 複数送受信アンテナを用いた場合の平均BER特性