

# DSSS 周波数領域等化における判定帰還チャネル推定を用いる STBC 復号

Pilot-assisted Decision Feedback Channel Estimation for STBC Decoding in DSSS Frequency-domain Equalization

石原浩一 武田和晃 安達文幸

Koichi ISHIHARA Kazuaki TAKEDA Fumiyuki ADACHI

東北大学大学院工学研究科 電気・通信工学専攻

## 1. まえがき

周波数選択性が強い移動無線チャネルでは、Rake 受信の代わりに周波数領域等化(FDE)を直接拡散方式(DSSS)に適用すればビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる[1]. DSSS-FDE では周波数成分毎に、時空間ブロック符号化(STBC)[2],[3]を適用することにより送受信ダイバーシチ効果を得ることができるので、BER 特性を更に改善することができる。STBC 復号では高精度なチャネル推定が必要である。そこで本稿では、OFDM を対象とした判定帰還チャネル推定 STBC 復号[4]を DSSS-FDE に適用し、そのときの BER 特性改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

## 2. 判定帰還チャネル推定を用いる STBC 復号

送信機では、送信データ系列を QPSK シンボル系列に変換し、拡散して  $2N_c$  チップ毎に STBC 演算を行う(ここで  $N_c$  は FFT ブロック長)。第  $n$  番目の  $2N_c$  チップブロックの前半を  $s_{e,n}(t)$ 、後半を  $s_{o,n}(t)$  とする。STBC 演算により第 0 アンテナからおよび第 1 アンテナから送信されるチップ系列はそれぞれ  $\{s_{e,n}(t), -s_{o,n}^*(N_c - t)\}$  および  $\{s_{o,n}(t), s_{e,n}^*(N_c - t)\}$  となる[3]。そして、 $N_c$  チップ毎にガードインターバル(GI)を付加した後、2 つのアンテナから送信する。送信フレーム構成を図 1 に示す。N ブロック毎にパイロットブロックを送信する。図 2 に受信系の構成を示す。受信機では、GI を取り除いた後に FFT を用いて受信信号を  $N_c$  個の周波数成分に分解した後、周波数毎に次式に示すような STBC 復号と MMSE-FDE を同時に行う。

$$\begin{pmatrix} \tilde{S}_{e,n}(k) \\ \tilde{S}_{o,n}(k) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} w_{0,n}^*(k) & w_{1,n}(k) \\ w_{1,n}^*(k) & -w_{0,n}(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_{e,n}(k) \\ R_{o,n}(k) \end{pmatrix} \quad (1)$$

ここで、 $R_{e(or)o,n}(k)$  は第  $n$  ブロックの前半および後半部分の受信信号の第  $k$  周波数成分であり、 $\tilde{S}_{e,n}(k)$  および  $\tilde{S}_{o,n}(k)$  はそれぞれ  $s_{e,n}(t)$  および  $s_{o,n}(t)$  に対応する受信周波数成分である。 $w_{0(or)1,n}(k)$  は MMSE 等化重み[3]であり、次式によって与えられる。

$$w_{0(or)1,n}(k) = \frac{\hat{H}_{0(or)1,n}^*(k)}{|\hat{H}_{0,n}(k)|^2 + |\hat{H}_{1,n}(k)|^2 + 2\sigma_n^2} \quad (2)$$

ここで、 $\hat{H}_{0(or)1,n}(k)$  は送信アンテナ 0(1)と受信アンテナ間のチャネル利得の推定値であり、 $2\sigma_n^2$  は各周波数点の雑音電力である。 $N_c$  ポイント IFFT を  $\{\tilde{S}_{e(or)o,n}(k)\}$  に適用して時間チップ系列に変換し、逆拡散して軟判定値系列を得る。この系列を硬判定し、再び拡散し、FFT を行って送信信号レプリカ  $\bar{S}_{e(or)o,n}(k)$  を生成し、それを用いて次式のように瞬時チャネル利得を推定する。

$$\begin{pmatrix} \bar{H}_{0,n}(k) \\ \bar{H}_{1,n}(k) \end{pmatrix} = \frac{1}{2N_c} \begin{pmatrix} \bar{S}_{e,n}^*(k) & -\bar{S}_{o,n}(k) \\ \bar{S}_{o,n}^*(k) & \bar{S}_{e,n}(k) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} R_{e,n}(k) \\ R_{o,n}(k) \end{pmatrix} \quad (3)$$

その後、判定誤りの影響を軽減するため、 $\{\bar{H}_{0(or)1,n}(k)\}$  に IFFT を適用し、遅延時間領域窓関数[5]および忘却係数  $\beta$  を用いた時間領域 1 次フィルタリングを行ってから FFT により周波数領域に戻し、チャネル推定値を得、これを第  $n+1$  ブロックの MMSE 重みに必要なチャネル推定値  $\hat{H}_{0(or)1,n+1}(k)$  として用いる。

## 3. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーションでは FFT ポイント数  $N_c=256$ , GI 長を  $N_g=32$  チップ,  $N=16$  とした。また、フェージングチャネルは、等電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャネルであるものとし

た。正規化最大ドップラー周波数は  $f_D T_c N_c=0.001, 0.01$  としている ( $T_c$  はチップ長)。なお、本論文では忘却係数  $\beta$  は  $f_D T_c N_c$  の各値について最適化している。図 3 に計算機シミュレーションで得られた平均 BER 特性を示す。フェージングの時間選択性が比較的小さい場合 ( $f_D T_c N_c=0.001$ )、拡散率  $SF=1, 16$  共に優れた BER 特性が得られ、理想チャネル推定からの  $BER=10^{-3}$  を得るための所要  $E_b/N_0$  の劣化は約 0.6dB である(但し、0.26dB のパイロット挿入損含む)。また、高速フェージング環境下 ( $f_D T_c N_c=0.01$ ) では、 $SF=1$  のとき誤りフロアが見られるが、 $SF=16$  のとき誤りフロアは見られず、所要  $E_b/N_0$  の劣化は 1.3dB 程度である。ここで、 $f_D T_c N_c=0.01(0.001)$  は、搬送波周波数 5GHz でチップレート 100Mcps のとき移動速度が  $v=844(84.4)$ km/h に相当する。このことから、チャネルの激しい時間変動にも追従したチャネル推定ができていことが分かる。

## 4. むすび

文献[4]で提案した STBC における判定帰還チャネル推定は DSSS においても有効であり、優れた特性が得られることを示した。

## 5. 参考文献

- [1] F. Adachi and K. Takeda, IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No.10, pp.2991-3002, Oct. 2004.
- [2] S. Alamouti, IEEE Journal on Selected Areas in Commun., Vol. 16, No. 8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [3] T. Itagaki, K. Takeda, and F. Adachi, IEICE Trans. Commun., vol. E87-B, No. 9, pp.2719-2728, Sep. 2004.
- [4] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, No.2, Feb. 2005.
- [5] J.-J. van de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, Proc. 45th IEEE Veh. Technol. Conf., pp. 815-819, Chicago, IL, July 1995.

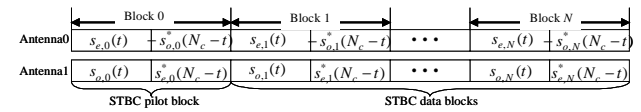


図1 送信フレームの構成

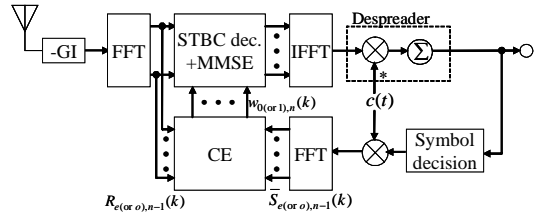


図2 DSSS 受信系の構成

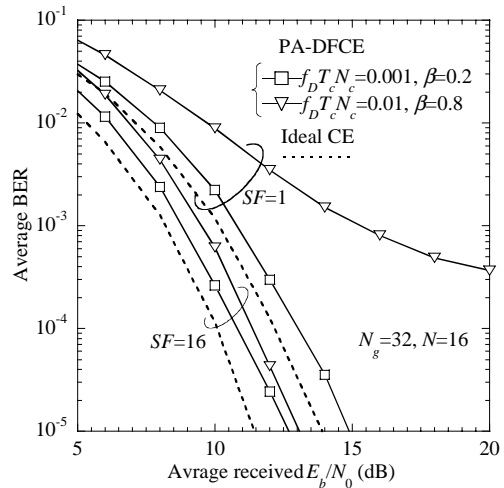


図3 平均 BER 特性