

SC-CDMA 周波数領域等化における送受信アンテナダイバーシチ

Transmit/receive Antenna Diversity for SC-CDMA with Frequency-domain Equalization

武田 和晃 留場 宏道 安達 文幸
Kazuaki Takeda Hiromichi Tomeba Fumiuyuki Adachi

東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻
Department of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

1. まえがき

高速なデータ伝送が要求される次世代移動体通信では、無線チャネルは多数の異なる遅延パスから構成され、周波数選択性の強いチャネルとなる[1]。このようなチャネルでは、Rake 合成を用いるシングルキャリア符号分割マルチアクセス (SC-CDMA) のビット誤り率 (BER) 特性が大幅に劣化してしまう。Rake 合成に代えて最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を適用すれば、周波数ダイバーシチ効果が得られるので優れた BER 特性が得られる [2], [3]。更なる伝送特性の改善には送受信アンテナダイバーシチの適用が有効である[4], [5]。本論文では、SC-CDMA/MMSE-FDE における周波数ダイバーシチ効果およびアンテナダイバーシチ効果について述べている。

2. MMSE-FDE を用いる信号伝送系

周波数選択性フェージングチャネルを伝搬し受信された受信信号ブロックの第 k 周波数成分は $R(k) = H(k)S(k) + \Pi(k)$ で表せる。ここで、 $S(k)$ は送信チップブロック $\{s(t); t=0 \sim N_c-1\}$ の第 k 周波数成分、 $H(k)$ はチャネル利得、および $\Pi(k)$ は平均 0 で分散 $2\sigma^2$ のガウス雑音成分である。1 タップの MMSE-FDE を $\hat{R}(k) = W(k)R(k)$ のように行う。ここで $W(k)$ は次式で与えられる MMSE-FDE 重みである[3]。

$$W(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + \left(\frac{C}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (1)$$

ここで、 SF は拡散率、 C はコード多重数および E_s/N_0 は 1 シンボル当たりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度である。FDE 後に N_c ポイント逆高速フーリエ変換 (IFFT) を適用して、時間領域のチップブロック $\{\hat{r}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $\hat{r}(t)$ は次式で与えられる。

$$\hat{r}(t) = \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) s(t) + \mu(t) + \eta(t) \quad (2)$$

ここで、 $\hat{H}(k) = W(k)H(k)$ は FDE 後の等価チャネル利得、 $\mu(t)$ は MMSE-FDE 後の残留 ICI 成分、および $\eta(t)$ は雑音成分である。式(2)の第 1 項の $\left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right)$ は時間領域信号のパス利得であり、全周波数成分 ($k=0 \sim N_c-1$) にわたる等価チャネル利得 $\hat{H}(k)$ の平均であることから、周波数ダイバーシチ効果が得られていることが分かる。

最後に逆拡散およびターボ復号を行い、データ復調する。

3. 送受信アンテナダイバーシチと MMSE-FDE

SC-CDMA の BER 特性の改善には、送受信アンテナダイバーシチの適用が有効である。送信ダイバーシチとして、

循環遅延送信ダイバーシチ (CDTD) [5] および時空間送信ダイバーシチ (STTD) [4] を考える。以下では、 N_t 本の送信アンテナおよび N_r 本の受信アンテナを有する SC-CDMA 送受信系について説明する。

3.1 CDTD と受信アンテナダイバーシチ

アンテナ毎に異なる循環遅延 $n\Delta$ ($n=0 \sim N_t-1$) を送信データチップブロックに与えて同時に送信するのが CDTD である。CDTD では、等価的なパス数を増やすことができるため、大きな周波数ダイバーシチ効果が得られる。CDTD を用いるとき、第 m ($m=0 \sim N_r-1$) 受信アンテナで受信された受信信号ブロックの第 k 周波数成分は $R_m(k) = H_{CD,m}(k)S(k) + \Pi_m(k)$ のように表せる。 $H_{CD,m}(k)$ は複合チャネル利得であり、次式で与えられる。

$$H_{CD,m}(k) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,m,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta + \tau_l}{N_c}\right) \quad (3)$$

ここで、 $h_{n,m,l}$ は第 n 送信アンテナと第 m 受信アンテナ間の複素パス利得である。

1 タップ MMSE-FDE と受信アンテナダイバーシチ合成とを $\hat{R}(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} W_m(k)R_m(k)$ のように同時に行う。ここで、 $W_m(k)$ は次式で与えられる受信アンテナダイバーシチ合成と一体となった MMSE-FDE 重みである。

$$W_m(k) = \frac{H_{CD,m}^*(k)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{CD,m}(k)|^2 + \left(\frac{1}{N_t} \frac{C}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (4)$$

最後に N_c ポイント IFFT、逆拡散、およびターボ復号を行い、データ復調する。

3.2 STTD と受信アンテナダイバーシチ

$N_t=2$ の STTD [4] を考える。偶数および奇数番目の送信データチップブロックを $\{s_{e(o)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ のように表す。次式のように $\{s_e(t)\}$ および $\{s_o(t)\}$ に時間領域 STTD 符号化を行う [6], [7]。

$$\begin{pmatrix} \bar{s}_{0,0}(t) & \bar{s}_{1,0}(t) \\ \bar{s}_{0,1}(t) & \bar{s}_{1,1}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} s_e(t) & -s_o^*((N_c-t) \bmod N_c) \\ s_o(t) & s_e^*((N_c-t) \bmod N_c) \end{pmatrix}, t=0 \sim N_c-1 \quad (5)$$

ここで、 $\{\bar{s}_{q,n}(t)\}$ は、第 n 送信アンテナにおける q ($=0, 1$) 番目の符号化送信ブロックである。

受信側では、FFT により得られた周波数領域の 2 つの受信信号ブロック $\{R_{e,m}(k)\}$ および $\{R_{o,m}(k)\}$ を用いて、次式のように 1 タップ MMSE-FDE、STTD 復号と受信アンテナダイバーシチ合成を同時に行う。

$$\begin{cases} \hat{R}_e(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} \{R_{e,m}(k)W_{0,m}^*(k) + R_{o,m}^*(k)W_{1,m}(k)\} \\ \hat{R}_o(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} \{R_{e,m}(k)W_{1,m}^*(k) - R_{o,m}^*(k)W_{0,m}(k)\} \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 $W_{0(or1),m}(k)$ は、次式で表わされる STTD 復号および受信アンテナダイバーシチ合成と一体となった MMSE-FDE 重みである[7].

$$W_{0(or1),m}(k) = \frac{H_{0(or1),m}(k)}{\sum_{n=0}^{N_r-1} \sum_{m=0}^{N_r-1} |H_{n,m}(k)|^2 + \left(\frac{1}{N_r} \frac{C}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \quad (7)$$

最後に N_c ポイント IFFT, 逆拡散およびターボ復号を行い、データ復調する.

4. 計算機シミュレーション

QPSK データ変調, FFT ポイント数を $N_c=256$ チップ, ガードインターバル長を $N_g=32$ チップとした. また, チャネルは, 等電力遅延プロファイルを有する L 個の独立なパスから構成される周波数選択性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. ブロックチャネルインターリーブを用い, ターボ復号の繰り返し回数を 8 回とした. 図 1 にパス数 L をパラメータとしてプロットした, $N_r=N_t=1$ および $N_r=N_t=2$ のときの SC-CDMA/MMSE-FDE の平均受信 E_b/N_0 対平均 BER 特性を示す. $SF=C=16$ とした. また, 比較のため, OFDM の平均 BER 特性も示す. OFDM では, L が大きくなる (周波数選択性が強くなる) につれ, 大きな符号化利得が得られるので, $N_r=N_t=1$ のときでも BER 特性が改善している. 一方, SC-CDMA では, 大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるので, OFDM に近い BER 特性が得られている. OFDM からの特性劣化の主な原因は, MMSE-FDE 後の残留 ICI によるものである. $N_r=N_t=2$ の CDTD を用いれば, 大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので, BER 特性を改善できる. 一方, STTD を用いれば, アンテナダイバーシチ効果を得ることができるため, CDTD より若干優れた特性が得られる.

図 2 に残留 ICI を除去しつつ MMSE-FDE を行う MMSE ターボ等化を用いるときの平均 BER 特性を示す[8]. $L=16$ とした. MMSE ターボ等化を用いれば, 残留 ICI を除去できるので, OFDM とほぼ同等かそれより優れた特性が得られている.

5. 結論

本論文では, SC-CDMA/MMSE-FDE における周波数ダイバーシチ効果およびアンテナダイバーシチ効果について述べた. SC-CDMA/MMSE-FDE では周波数ダイバーシチ効果が得られるので, OFDM に近い優れた BER 特性を得ることができる. 更に, 送受信アンテナダイバーシチの適用は BER 特性の改善に有効である. また, SC-CDMA の特性劣化の主な原因は, MMSE-FDE 後の残留 ICI であることを指摘し, MMSE ターボ等化を用いれば OFDM と同等の優れた BER 特性が得られることを示した.

文献

- [1] W. C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.

- [2] 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, No. 4, pp.58-66, Apr. 2002.
- [3] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Communications Magazine*, Vol. 12, No. 2, pp.8-18, Apr. 2005.
- [4] 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.
- [5] A. Dammann and S. Kaiser, "Standard conformable antenna diversity techniques for OFDM systems and its application to the DVB-T system," *Proc. IEEE Globecom*, pp. 3100-3105, Nov. 2001.
- [6] N. Al-Dahir, "Single-carrier frequency-domain equalization for space-time block-coded transmissions over frequency-selective fading channels," *IEEE Commun., Lett.*, vol. 5, no. 7, pp.304-306, July 2001.
- [7] 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 Proceedings Communications*, vol. 151, No.6, pp.627-632, Dec. 2004.
- [8] 武田, 安達, "周波数領域等化を用いるマルチコード DS-SS-CDMA のターボ等化," *信学技報*, RCS2006-32, pp. 85-90, 2006年 5月.

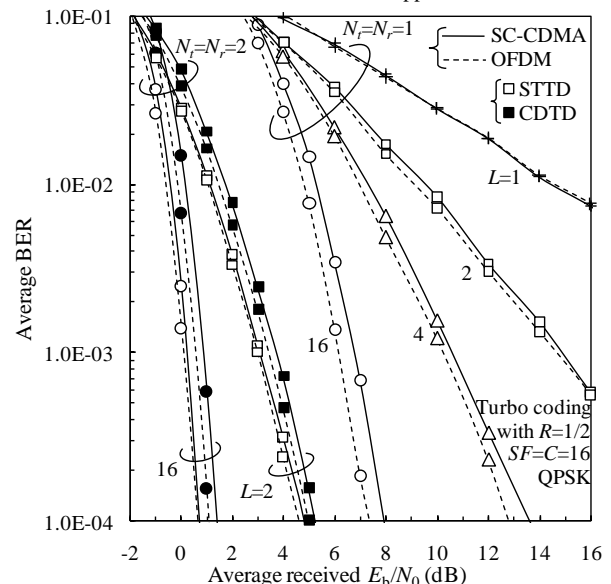


図1 符号化 SC-CDMA の平均 BER 特性

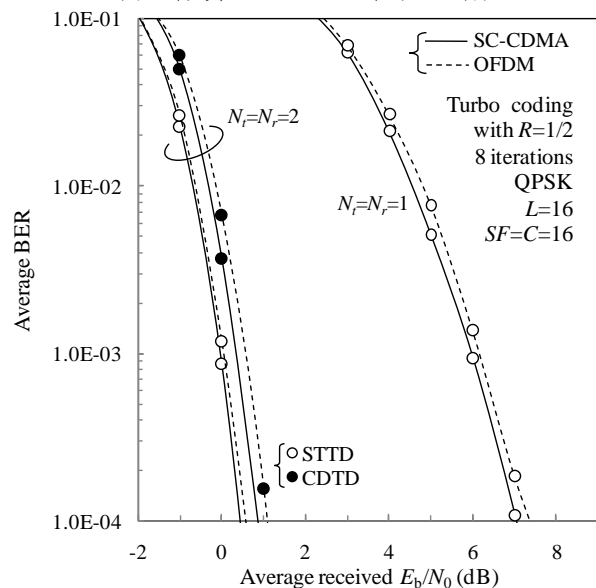


図2 ターボ等化 SC-CDMA の平均 BER 特性