

Overlap FDE を用いる MC-CDMA 伝送における STTD の BER 特性改善効果

留場 宏道[†] 武田 和晃[†] 安達 文幸[‡]

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

E-mail: [†] {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし—最近、高速移動無線アクセス技術としてマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)が注目されている。MC-CDMA では最小平均二乗誤差 (MMSE)規範に基づいた周波数領域等化(FDE)により厳しい周波数選択性フェージング環境下においても優れたビット誤り率(BER)特性を得ることができる。従来の周波数領域等化ではブロック間干渉を避けるためにガードインターバル(GI)の挿入が必要であるが、GI 挿入によって伝送効率が低下してしまう。GI 挿入を必要としない周波数領域等化(Overlap FDE)を用いることにより伝送効率の低下を防ぐことができる。更に伝送特性を改善する技術として最近、時空間ブロック符号化送信ダイバーシチ(STTD)が注目を集めている。従来のGI 挿入を用いる FDE は STTD 復号と容易に組み合わせることができ、優れた BER 特性改善効果が得られることが報告されている。しかし、Overlap FDE と STTD 復号の併用は非常に困難であり、その BER 特性改善効果も明らかにされていない。そこで本論文では Overlap FDE を用いる MC-CDMA 下りリンク伝送を対象とした STTD 復号法を提案する。そして、Overlap FDE でも STTD を用いることにより、従来の FDE とほぼ同等の BER 特性改善効果が得られることを計算機シミュレーションによって明らかにしている。

キーワード—周波数選択性フェージングチャネル, Overlap FDE, STTD, MC-CDMA

BER Performance Improvement of STTD for MC-CDMA using Overlap FDE

Hiromichi TOMEBA[†] Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†] {tomeba, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract— Recently, multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) has been attracting much attention as a broadband wireless access technique for the next generation mobile communications systems. Frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion can take advantage of the channel frequency-selectivity and improve the average bit error rate (BER) performance due to frequency-diversity gain. Conventional FDE requires the insertion of guard interval (GI) which reduces the transmission efficiency. Overlap FDE technique requires no GI insertion and hence, does not reduce the transmission efficiency. Antenna diversity is an effective technique to improve the transmission performance. Space-time transmit diversity (STTD) is suitable for the downlink transmission. In the case of conventional FDE, STTD decoding can easily be combined with FDE. However, combining STTD decoding and overlap FDE is not straightforward. In this paper, we propose a technique to combine STTD decoding and overlap FDE for the MC-CDMA transmission and then, its BER performance is evaluated by computer simulation.

Keyword— Frequency-selective fading channel, Overlap FDE, STTD, MC-CDMA.

1. まえがき

次世代の移動無線通信では高速、高品質な伝送が要求されている。高速移動無線チャネルは、様々な遅延時間の伝播路から構成される周波数選択性フェージングチャネルであるのが特徴であり、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, 2]。最近、マルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)が注目されている[3-5]。MC-CDMA では周波数領域の拡散と、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づいた周波数領域等化(FDE)によりチャネルの周波数選択性を利用して周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、厳しい周波数選択性フェージング環境下においてもマルチアクセス能力を持ちつつ優れたビット誤り率(BER)特性を得ることができる。従来の FDE ではブロック間干渉を避けるため

にガードインターバル(GI)の挿入が必要であるが、GI 挿入によって伝送効率が低下してしまう。そこで、著者らは MC-CDMA 伝送を対象に GI を用いない周波数領域等化(Overlap FDE)[6, 7]について検討し、従来の周波数領域等化とほぼ同等のビット誤り率(BER)特性が得られることを明らかにした[8, 9]。

ところで、周波数選択性フェージングチャネルにおける BER 特性改善にはアンテナダイバーシチ技術が有効である[1]。最近、送信アンテナダイバーシチ技術が移動端末の複雑性を回避できることから注目を集めており、特に時空間ブロック符号化送信ダイバーシチ(STTD)[10]と FDE の併用が盛んに研究されており、マルチキャリア伝送においても優れた BER 特性改善効果が得られることが報告されている[11, 12]。

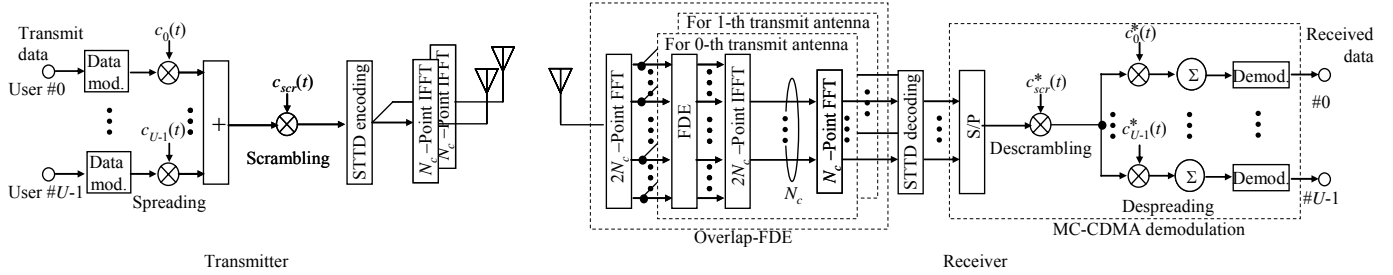
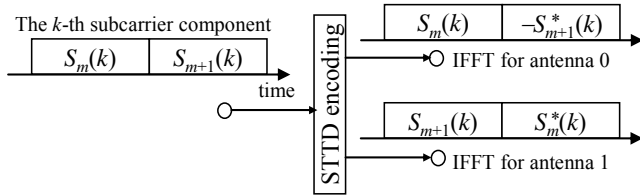
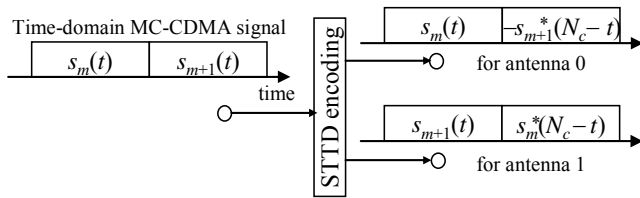


図1 Overlap FDE と STTD を用いる MC-CDMA 送受信系



(a) 周波数領域



(b) 時間領域

図2 STTD符号化[11]

文献[11, 12]では、FDE と STTD 復号をサブキャリア毎に同時に行っている。しかし、Overlap FDE では受信側の高速フーリエ変換(FFT)によって得られる周波数成分と MC-CDMA 信号のサブキャリア成分は一致しないため、従来の周波数領域 STTD 復号をそのまま適用することは出来ない。そこで本論文ではOverlap FDE を用いる MC-CDMA 下りリンク伝送を対象とした STTD 復号法を提案する。

本論文は以下のような構成になっている。第 2 章ではOverlap FDE と STTD を用いる MC-CDMA 伝送系について述べる。次いで第 3 章では、平均 BER 特性を計算機シミュレーションによって明らかにし、最後に第 4 章でまとめる。

2. 信号伝送系

本論文では下りリンクを考える。Overlap FDE と STTD を用いる MC-CDMA の送受信系を図 1 に示す。なお、送信アンテナ数は 2 本としている。

2.1. 送信信号

送信局では、 U 個の送信データシンボル系列 $\{d_u(i); u=0 \sim (U-1)\}$ にそれぞれ拡散率 SF の直交拡散符号 $\{c_u(t); t=0 \sim (SF-1), u=0 \sim (U-1)\}$ を乗算して、直交コード多重する。その後スクランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算した後、 N_c ポイント高速

逆フーリエ変換(IFFT)を用いて MC-CDMA 信号を生成する。第 m 番目の MC-CDMA 信号の第 k サブキャリア成分は次式で与えられる。

$$S_m(k) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{u=0}^{U-1} c_{scr}(k) c_u(k \bmod SF) d_u \left(\lfloor k/SF \rfloor + m \frac{N_c}{SF} \right) \quad (1)$$

ここで、 P は平均送信電力、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である。

2 アンテナを用いる STTD では連続する 2 ブロックの MC-CDMA 信号 $\{S_m(k), S_{m+1}(k)\}$ を用いて図 2(a)に示すように STTD 符号化を行う。サブキャリア毎に STTD 符号化した N_c 個の系列に N_c ポイント IFFT を適用して STTD 符号化 MC-CDMA 信号を生成する。なお、STTD 符号化は時間領域でも行うことができる。時間領域 STTD 符号化は、式(1)に N_c ポイント IFFT を適用して得られる MC-CDMA 信号 $\{s_m(t), s_{m+1}(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$:

$$\begin{cases} s_m(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} S_m(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \\ s_{m+1}(t) = \sum_{k=0}^{N_c-1} S_{m+1}(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \end{cases} \quad (2)$$

に対して図 2(b)に示すように STTD 符号化を行えばよい。なお、周波数領域 STTD 符号化と時間領域 STTD 符号化は等価である[11]。STTD 符号化された MC-CDMA 信号に GI を挿入せずに 2 つの送信アンテナより送信する。ただし、1 アンテナ送信時と送信電力を同じにするために 1 アンテナあたりの送信電力を半分にしなければならない。

2.2. 受信信号

MC-CDMA 送信信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝播して受信局に受信される。フェージング変動は十分に緩慢であるとしている。フェージングチャネルは遅延時間の異なる L 個の離散パスから構成されるものとし、第 n 番目の送信アンテナと受信アンテナ間の第 l パスの複素パス利得を $h_{n,l}$ 、遅延時間 τ_l とする。FFT/IFFT サンプリング周期を T_c としたときに $\tau_l = lT_c$ であるものとする、チャネルのインパルス応答 $h_n(\tau)$ は次式で表される。

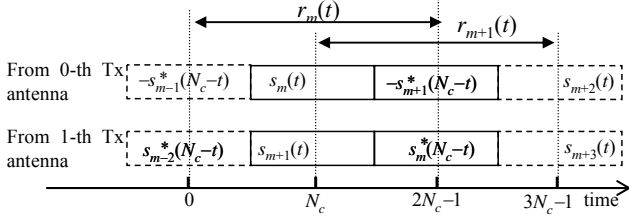


図3 受信信号について

$$h_n(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \delta(\tau-l) \quad (3)$$

STTD 復号を行うために、受信側で図3に示されているようにオーバーラップした受信信号 $\{r_m(t), r_{m+1}(t)\}$ に対して $2N_c$ ポイント FFT を適用することを考える. $\{r_m(t), r_{m+1}(t)\}$ はそれぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} r_m(t) = \sum_{n=0}^1 \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} y_{n,m}((t-\tau_l) \bmod 2N_c) + v_m(t) + \eta_m(t) \\ r_{m+1}(t) = \sum_{n=0}^1 \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} y_{n,m+1}((t-\tau_l) \bmod 2N_c) + v_{m+1}(t) + \eta_{m+1}(t) \end{cases} \quad (4)$$

ここで $\{y_{n,m}(t), n=0, 1\}$ はブロック長 $2N_c$ の周期信号成分, $v_m(t)$ は前のブロックからのブロック間干渉(ABI)成分, $\eta_m(t)$ は平均0で分散 $2N_0/T_c$ の加法性白色ガウス雑音(AWGN)をそれぞれ表しており, $y_{n,m}(t)$ および $v_m(t)$ は次式で与えられる.

$$y_{0,m}(t) = \begin{cases} -s_{m-1}^*(N_c - (t + N_c/2)), & t = 0 \sim N_c/2 - 1 \\ s_m(t - N_c/2) & , t = N_c/2 \sim 3N_c/2 - 1 \\ -s_{m+1}^*(N_c - (t - 3N_c/2)), & t = 3N_c/2 \sim 2N_c - 1 \end{cases} \quad (5a)$$

$$y_{1,m}(t) = \begin{cases} s_{m-2}^*(N_c - (t + N_c/2)) & , t = 0 \sim N_c/2 - 1 \\ s_{m+1}(t - N_c/2) & , t = N_c/2 \sim 3N_c/2 - 1 \\ s_m^*(N_c - (t - 3N_c/2)) & , t = 3N_c/2 \sim 2N_c - 1 \end{cases} \quad (5b)$$

$$y_{0,m+1}(t) = \begin{cases} s_m(t + N_c/2) & , t = 0 \sim N_c/2 - 1 \\ -s_{m+1}^*(N_c - (t - N_c/2)), & t = N_c/2 \sim 3N_c/2 - 1 \\ s_{m+2}(t - 3N_c/2) & , t = 3N_c/2 \sim 2N_c - 1 \end{cases} \quad (5c)$$

$$y_{1,m+1}(t) = \begin{cases} s_{m+1}(t + N_c/2) & , t = 0 \sim N_c/2 - 1 \\ -s_m^*(N_c - (t - N_c/2)) & , t = N_c/2 \sim 3N_c/2 - 1 \\ s_{m+3}(t - 3N_c/2) & , t = 3N_c/2 \sim 2N_c - 1 \end{cases} \quad (5d)$$

$$v_m(t) = \sum_{n=0}^1 \sum_{l=0}^{L-1} \left[h_{n,l} \{y_{n,m-2}(t-\tau_l) - y_{n,m}(t-\tau_l)\} \right] \times \{u_0(t) - u_0(t-\tau_l)\} \quad (6a)$$

$$v_{m+1}(t) = \sum_{n=0}^1 \sum_{l=0}^{L-1} \left[h_{n,l} \{y_{n,m-1}(t-\tau_l) - y_{n,m+1}(t-\tau_l)\} \right] \times \{u_0(t) - u_0(t-\tau_l)\} \quad (6b)$$

ここで $u_0(t)$ は単位ステップ関数である.

2.3. Overlap FDE

$\{r_m(t), r_{m+1}(t)\}$ に $2N_c$ ポイント FFT を適用して, $2N_c$ 個の周波数成分 $\{R_m(q), R_{m+1}(q); q=0 \sim (2N_c-1)\}$ に分解する. 第 q 周波数成分は次式で表される.

$$\begin{cases} R_m(q) = \frac{1}{2N_c} \sum_{t=0}^{2N_c-1} r_m(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{2N_c}\right) \\ = \sum_{n=0}^1 H_n(q) Y_{n,m}(q) + N_m(q) + \Pi_m(q) \\ R_{m+1}(q) = \sum_{n=0}^1 H_n(q) Y_{n,m+1}(q) + N_{m+1}(q) + \Pi_{m+1}(q) \end{cases} \quad (7)$$

ここで,

$$\begin{cases} H_n(q) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,l} \exp\left(-j2\pi q \frac{\tau_l}{2N_c}\right) \\ Y_{n,m}(q) = \frac{1}{2N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_{n,m}(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \\ N_m(q) = \frac{1}{2N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} v_m(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi_m(q) = \frac{1}{2N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_m(t) \exp\left(-j2\pi q \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (8)$$

である.

ここで, 従来の GI 挿入を行う FDE と併用するときの STTD 復号(以下, 本論文では周波数領域 STTD 復号と呼ぶ)について考える. 従来方式の場合, 送信信号のサブキャリア成分 $\{S_m(k), S_{m+1}(k)\}$ は受信信号の周波数成分 $\{R_m(q), R_{m+1}(q)\}$ から容易に復号できる(付録参照):

$$\begin{cases} \hat{S}_m(k) = R_m(k) w_0^*(k) + [R_{m+1}(k) w_1^*(k)]^* \\ \hat{S}_{m+1}(k) = R_m(k) w_1^*(k) - [R_{m+1}(k) w_0^*(k)]^* \end{cases} \quad (9)$$

ここで $\{w_n(k); n=0, 1\}$ は周波数等化重みである.

一方 Overlap FDE を用いる場合, 図3に示されているように, 受信側の FFT サイズがサブキャリア数 N_c の2倍になっているため, $\{S_m(k), S_{m+1}(k)\}$ は $\{R_m(q), R_{m+1}(q)\}$ から直接復号することが出来ない(式(7)参照). そこで, 本論文では FDE と STTD 復号を分離して行うことを考える. 式(9)から分かるように, 周波数領域 STTD 復号は4つの等化出力 $\{R_m(k) w_0^*(k), R_m(k) w_1^*(k), R_{m+1}(k) w_0^*(k), R_{m+1}(k) w_1^*(k)\}$ に対する加減算および共役演算によって為されている. そこで, 4つの等化出力を得るために, $\{R_m(q), R_{m+1}(q); q=0 \sim (2N_c-1)\}$ に対して周波数領域等化重み $\{w_n(q); n=0, 1\}$ を乗算する周波数領域等化を行う.

$$\begin{aligned}\tilde{R}_{n,m}(q) &= R_m(q)w_n^*(q) \\ &= \sum_{n'=0}^1 \hat{H}_{n',n}(q)Y_{n',m}(q) + \tilde{N}_{n,m}(q) + \tilde{\Pi}_{n,m}(q)\end{aligned}\quad (10)$$

ここで,

$$\begin{cases} \hat{H}_{n',n}(q) = H_{n'}(q)w_n^*(q) \\ \tilde{N}_{n,m}(q) = N_m(q)w_n^*(q) \\ \tilde{\Pi}_{n,m}(q) = \Pi_m(q)w_n^*(q) \end{cases}\quad (11)$$

である。周波数等化重み $\{w_n(q); n=0, 1\}$ は次式で与えられる。

$$w_n(q) = \frac{H_n(q)}{\frac{U}{SF} \sum_{n=0}^1 |H_n(q)|^2 + (P/2\sigma^2)^{-1}}\quad (12)$$

$2\sigma^2$ はブロック間干渉成分と雑音の電力和である。式(10)に $2N_c$ ポイント IFFT を適用し、時間領域信号 $\{\hat{r}_{n,m}(t); t=0\sim(2N_c-1)\}$ を得る：

$$\tilde{r}_{n,m}(t) = \sum_{q=0}^{2N_c-1} \tilde{R}_{n,m}(q) \exp\left(j2\pi t \frac{q}{2N_c}\right)\quad (13)$$

式(13)で与えられる等化出力の中央 N_c サンプルのみを取り出すことによりブロック間干渉(ABI)が抑圧できる。取り出す等化出力を $\{\tilde{s}_{n,m}(t); t=0\sim(N_c-1)\}$ とすると $\tilde{s}_{n,m}(t)$ は次式で与えられる。

$$\tilde{s}_{n,m}(t) = \tilde{r}_{n,m}(t + N_c/2)\quad (14)$$

2.4. STTD 復号

$\{\tilde{s}_{n,m}(t), \tilde{s}_{n,m+1}(t)\}$ に N_c ポイント FFT を適用することにより第 k サブキャリア成分 $\{\tilde{S}_{n,m}(k), \tilde{S}_{n,m+1}(k)\}$ が得られる：

$$\begin{cases} \tilde{S}_{n,m}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \tilde{s}_{n,m}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \tilde{S}_{n,m+1}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \tilde{s}_{n,m+1}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases}\quad (15)$$

STTD 復号は次式のように表される。

$$\begin{cases} \hat{S}_m(k) = \tilde{S}_{0,m}(k) + \tilde{S}_{1,m+1}^*(k) \\ \hat{S}_{m+1}(k) = \tilde{S}_{1,m}(k) - \tilde{S}_{0,m+1}^*(k) \end{cases}\quad (16)$$

STTD 復号を行った後で、逆拡散を行うことにより各ユーザの送信シンボル系列に対する軟判定値系列を得る。なお、

STTD 復号は次式で示すように時間領域で行うこともできる：

$$\begin{cases} \hat{s}_m(t) = \tilde{s}_{0,m}(t) + \tilde{s}_{1,m+1}^*(N_c - t) \\ \hat{s}_{m+1}(t) = \tilde{s}_{1,m}(t) - \tilde{s}_{0,m+1}^*(N_c - t) \end{cases}\quad (17)$$

3. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション条件を表 1 に示す。パス数は $L=16$ で一様電力遅延プロファイルを仮定し(すなわち $E[|h_{n,l}|^2]=1/L$ for all n and l)、チャネル推定は理想とした。比較のため、従来の GI 挿入を用いる FDE と STTD を併用したときの MC-CDMA の BER 特性も示した。なお、GI 長は $N_c/16$ サンプルとした。

表1 シミュレーション条件

Data modulation		QPSK
MC-CDMA	No. of subcarriers	$N_c=256$
	Scrambling code	4095-chip PN
	Spreading codes	Walsh codes
	Spreading factor	$SF=1, 16$
	No. of users	$U=1, 16$
No. of transmit antennas		$N_T=1, 2$
Channel model	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=l, l=0\sim L-1$
Overlap FDE	FFT window size	512 ($=2N_c$)
	FDE weight	MMSE
Channel estimation		Ideal

3.1. 平均 BER 特性

Overlap FDE と STTD を併用する OFDM ($SF=1$)の平均 BER 特性を図 4 に示す。STTD を用いることにより平均 BER 特性が大幅に改善できていることが確認できる。また、従来の GI 挿入を行う OFDM とほぼ同等の伝送特性が得られている。しかし、送信電力の高い領域においては残留 IBI が十分に抑圧しきれないため、Overlap FDE の BER 特性は従来方式より劣化するが、STTD を用いるときの方が従来方式からの劣化量は大きい。これは、2 つの等化出力を用いて STTD 復号を行っているため、残留 IBI の影響も 2 倍に増加してしまうためである。

周波数拡散時の平均 BER 特性を図 10 に示す。拡散率およびコード多重数を 16 とし、周波数ブロックインターリーブを適用している。周波数拡散を行った場合も STTD を適用することにより BER 特性が改善していることが分かる。なお $SF=1$ と同様に、残留 IBI の影響により、従来方式よりも BER 特性は若干劣化するものの、 $BER=10^{-3}$ を満たす所要 E_b/N_0 の劣化は $SF=16$ において 0.8 dB 程度である。

参考文献

- [1] W.C., Jakes Jr, Ed, Microwave mobile communications, Wiley, New York, 1974.
- [2] J.G Proakis, Digital communications, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDM," IEEE Commun., Mag., Vol. 35, No. 12, pp. 126-133, Dec. 1997.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Vehi. Technol., Vol. 48, No. 5, pp. 1584-1595, Sept., 1999.
- [5] T. Sao and F. Adachi, "Comparative study of various frequency equalization techniques for downlink of a wireless OFDM-CDMA systems," IEICE Trans. Commun., Vol. E86-B, No. 1, pp. 352-364, Jan., 2003.
- [6] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," IEEE Vehicular Technology Conference (VTC) '03 fall, Orlando, Florida, USA, Sept. 2003.
- [7] C. V. Sinn and J. Gotze, "Avoidance of guard periods in block transmission systems," 4-th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC) '03, pp. 432-436, Rome, Italy, June 2003.
- [8] 留場, 武田, 安達, "マルチキャリア伝送におけるブロック間干渉を抑圧する周波数領域等化," 信学技報, RCS2005-18, pp. 11-16, 機械振興会館, 2005年5月
- [9] 留場, 武田, 安達, "Overlap-FDEを用いるMC-CDMAのビット誤り率の理論解析," 信学技報, RCS2006-108, pp.19-24, 2006年8月.
- [10] 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.
- [11] K. Ishihara, K. Takeda, and F. Adachi, "Pilot-assisted decision feedback channel estimation for STTD in OFDM mobile radio," IEICE Trans. Commun., Vol. E88-B, No. 2, pp. 561-567, Feb. 2005.
- [12] D. Garg, and F. Adachi, "Joint space-time transmit diversity and minimum mean square error equalization for MC-CDMA with antenna diversity reception," IEICE Trans. Commun., Vol. E87-B, No. 4, pp. 849-857, Apr. 2004.

付録:従来の周波数領域 STTD 復号について[11, 12]

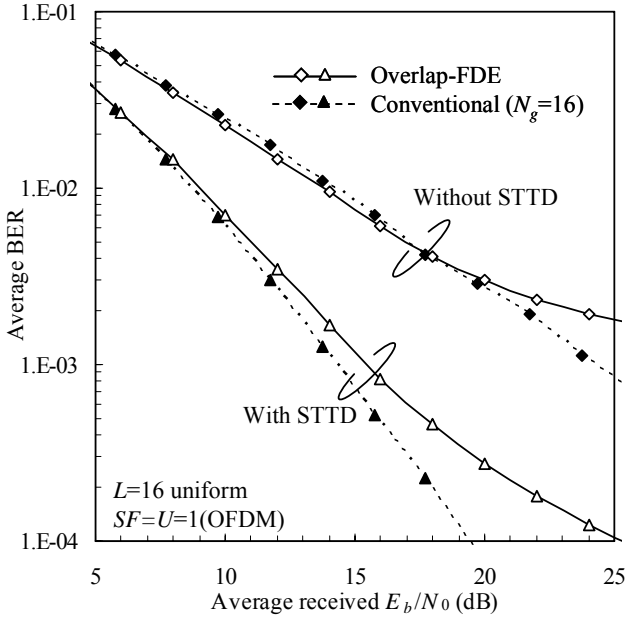
従来のGI挿入を行うFDEとSTTDを併用する場合、受信側では得られた2個のSTTD符号化MC-CDMA受信信号からGIを取り除いたあとで N_c ポイントFFTを適用して N_c 個のサブキャリア成分に分解する。第 m および第 $m+1$ 番目の受信信号の第 k サブキャリア成分 $\{R_m(k), R_{m+1}(k)\}$ は次式で与えられる。

$$\begin{cases} R_m(k) = H_0(k)S_m(k) + H_1(k)S_{m+1}(k) + \Pi_m(k) \\ R_{m+1}(k) = H_1(k)S_m^*(k) - H_0(k)S_{m+1}^*(k) + \Pi_{m+1}(k) \end{cases} \quad (A1)$$

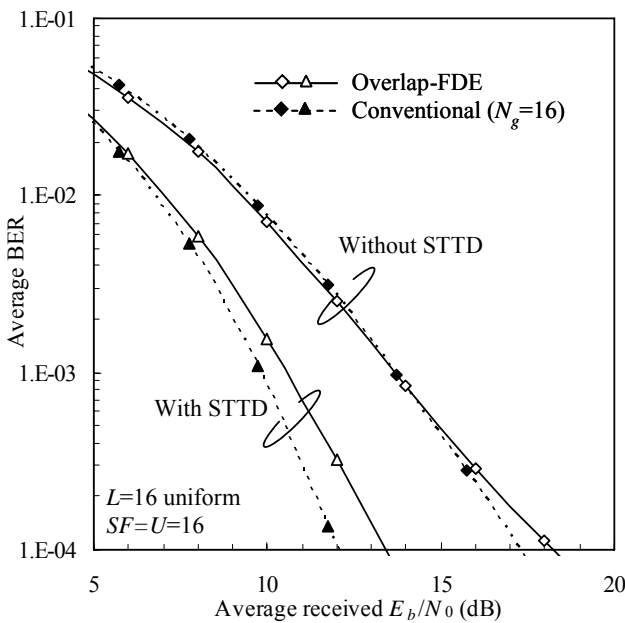
周波数領域STTD復号は次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{S}_m(k) = R_m(k)w_0^*(k) + R_{m+1}^*(k)w_1(k) \\ \hat{S}_{m+1}(k) = R_m(k)w_1^*(k) - R_{m+1}^*(k)w_0(k) \end{cases} \quad (A2)$$

STTD復号を行った後で、逆拡散を行うことにより各ユーザの送信シンボル系列に対する軟判定値系列を得る。



(a) $SF=1$



(b) $SF=16$

図4 平均BER特性

4. まとめ

本論文ではOverlap FDEを用いるSTTD符号化MC-CDMA伝送におけるSTTD復号法を提案した。周波数領域等化とSTTD復号を分離して行うことによりOverlap FDEでも従来のGI挿入を行う周波数領域等化と同様にSTTD復号が行えることを示し、そのBER特性改善効果は従来方式とほぼ同等であることを計算機シミュレーションによって明らかにした。