

循環遅延パイロットチャネル推定を適用する 2次元 MMSE 周波数領域 等化と繰り返し周波数領域干渉キャンセルを用いるマルチコード DS-CDMA MIMO 多重の伝送特性

藤森 崇文¹ 武田 一樹¹ 中島 昭範¹ 安達 文幸²

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: 1 {fujimori, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, 2 adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし マルチ送受信アンテナ(MIMO)多重では、同時に同一搬送波周波数を用いて異なるデータを送信するため、受信機では送信信号が重畳して受信される。そのため、周波数選択性チャネルでは、周波数領域等化と信号分離検出を共に用いることが必要である。最近、筆者らは 2 次元平均二乗誤差最小規範に基づく周波数領域等化(2D MMSE-FDE)を用いた繰り返し周波数領域干渉キャンセル(FDI²C)を提案した。これまで、理想チャネル推定を仮定して、伝送特性を明らかにしてきた。本論文では、循環遅延パイロットチャネル推定(CDP-CE)を適用したときの 2D MMSE-FDE と繰り返し FDI²C を用いるマルチコード DS-CDMA MIMO 多重の伝送特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

キーワード MIMO 多重, 繰り返し FDI²C, 2D MMSE-FDE, チャネル推定, 循環遅延

Performance of Multicode DS-CDMA MIMO multiplexing with Iterative FDI²C and 2D MMSE-FDE using CDP-CE

Takafumi FUJIMORI¹ Kazuki TAKEDA¹ Akinori NAKAJIMA¹ and Fumiyuki ADACHI²

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: 1 {fujimori, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, 2 adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In multiple-input multiple-output (MIMO) multiplexing, a superposition of data blocks transmitted from different transmit antennas using the same carrier frequency is received. In a frequency-selective channel, joint use of frequency-domain equalization (FDE) and signal detection of parallel transmitted signals is essential. Recently, we proposed an iterative frequency-domain interference cancelation (FDI²C) using two dimensional minimum mean square error FDE (2D MMSE-FDE). Assuming ideal channel estimation, we showed that a good bit error rate (BER) performance is obtained. In this paper, we apply a cyclic delay pilot based channel estimation (CDP-CE) and evaluate by computer simulation the BER performance of multicode direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) MIMO multiplexing with iterative FDI²C and 2D MMSE-FDE.

Keyword MIMO multiplexing, Iterative FDI²C, 2D MMSE-FDE, Channel estimation, Cyclic delay

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、100Mbps から 1Gbps の超高速伝送が期待されている[1,2]。超高速伝送では、チャネルが厳しい周波数選択性チャネルとなるため、DS-CDMA 伝送において大きなチップ間干渉(ICI)が生じ、ビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化する[3]。最近、平均二乗誤差最小規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いれば、優れた BER 特性が得られることが示されている[4,5]。また、限られた帯域幅で超高速伝送を実現できるマルチ送受信アンテナ(MIMO)

多重が目されている[6,7]。MIMO 多重では、複数の送信アンテナから異なるデータ系列を、同一搬送波周波数を用いて同時送信するため、受信機側で全送信信号が重畳されて受信される。そのため、高精度な信号分離技術が必要となる。FDE と信号分離を同時に行う周波数領域 2 次元(2D)MMSE-FDE[3]を用いることで、優れた BER 特性が得られることが知られている。しかし、2D MMSE-FDE 後の分離信号には残留干渉つまり残留アンテナ間干渉(IAI)と残留チップ間干渉(ICI)が存在する。この残留干渉は特性劣化の大きな要因となる。

これまで筆者らは、マルチコード DS-CDMA MIMO 多重を対象として、2D MMSE-FDE 後の残留干渉を抑圧する繰り返し周波数領域干渉キャンセル(FDI²C)を提案した[8]. 繰り返し FDI²C では、前回の繰り返し結果を用いて、残留 IAI と残留 ICI のレプリカを生成し、2D MMSE-FDE 後の分離信号から減算することで残留干渉を抑圧する. 繰り返し FDI²C では、全送受信アンテナ間のチャネル情報が必要であるが、これまで理想チャネル推定を仮定してきた.

シングルキャリア MIMO 多重伝送におけるチャネル推定として、筆者らは、循環遅延パイロットチャネル推定(CDP-CE)を提案した. CDP-CE では、循環遅延送信ダイバーシチ[9,10]のように、同一パイロットブロックに異なる循環遅延を与えて全送信アンテナから同時に送信する. これにより、全送信アンテナと各受信アンテナ間のインパルス応答が重ならないようにできるので、遅延時間領域窓関数と逆循環遅延操作により、同時チャネル推定ができる. また、パイロットの周波数領域スペクトルが一定でないことから、zero-forcing (ZF)チャネル推定では雑音強調が発生するが、これを抑圧するために、平均二乗誤差最小規範に基づくチャネル推定(MMSE-CE)を用いている. 文献[11]では、CDP-CE により、全送受信アンテナ間のチャネルを高精度に同時推定できる事を示した. 本論文では、CDP-CE を適用したときの繰り返し FDI²C を用いたマルチコード DS-CDMA MIMO 多重の伝送特性を計算機シミュレーションにより明らかにする.

本論文は以下のような構成になっている. 第2章でマルチコード DS-CDMA MIMO 多重の伝送系と繰り返し FDI²C について述べ、第3章では CDP-CE について述べている. 第4章では、CDP-CE を適用したときの繰り返し FDI²C を用いるマルチコード DS-CDMA MIMO 多重の平均 BER 特性を明らかにしている. 第5章は、むすびである.

2. マルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送系

2.1. 伝送系

図1に CDP-CE を適用したときの繰り返し FDI²C を用いる(N_t, N_r)マルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送系を示す. ここで、 N_t と N_r はそれぞれ送信アンテナ本数と受信アンテナ本数である. また、図2に CDP-CE を用いる場合のフレーム構成を示す. N_p 個のパイロットブロックとそれに続く N_d 個のデータブロックで1フレームを構成する.

送信機では、2値情報ビット系列を変調して、データシンボル系列を得る. その後、S/P 変換により、送信アンテナ数と等しい N_t 個の並列データシンボル系列 $\{d_{n_t}(n)\}$ に変換する. 各系列を更に C 個の並列系列 $\{d_{n_t,c}(n')\}$ に変換し、コード多重数 C のマルチコード拡散とスクランプリングを行い、マルチコードチップ系列を得る. 各系列を N_c チップからなるチップブロックに分割する. 第 n_t 送信アンテナから送信される第 m チップブロックは次式のように表せる.

$$s_{n_t}^{(m)}(t) = \sum_{c=0}^{C-1} d_{n_t,c}(n') \lfloor t/SF \rfloor C_c(t \bmod SF) C_{scr,n_t}(t) \quad (1)$$

ここで、 $C_c(t)$ 、 $C_{scr,n_t}(t)$ はそれぞれ拡散符号、およびスクランブル系列を表している. SF と C はそれぞれ拡散

率とコード多重数を表している. また、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である. 送信チップブロックの最後の N_g チップをコピーし、ブロックの先頭の GI に挿入して、第 n_t 送信アンテナから送信する. 送信電力と搬送波周波数はすべての送信アンテナで等しい.

受信機では、全送信アンテナからの信号が重畳して受信される. GI を除去した後、 N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を用いて、受信信号ブロックを N_c 個の直交周波数成分から成る周波数領域信号に変換する. 第 n_r 受信アンテナにおける受信信号の第 k 周波数成分は次式のように表せる.

$$R_{n_r}^{(m)}(k) = \sum_{n_t=0}^{N_t-1} H_{n_r,n_t}^{(m)}(k) S_{n_t}^{(m)}(k) + \Pi_{n_r}^{(m)}(k) \quad (2)$$

ここで、 $H_{n_r,n_t}^{(m)}(k)$ 、 $S_{n_t}^{(m)}(k)$ および $\Pi_{n_r}^{(m)}(k)$ は、それぞれ送信電力 S を含んだ第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間のチャネル利得、第 n_t 送信アンテナからの送信信号および平均 0 で分散 $2N_c\sigma^2 (=2N_cN_0/T_c)$ の相加性複素白色ガウス雑音(AWGN)である. ここで、 T_c 、 N_0 はそれぞれチップ長、AWGN の片側電力スペクトル密度を表している. 式(2)をベクトル表現を用いて表すと次式のようになる.

$$\mathbf{R}^{(m)}(k) = \mathbf{H}^{(m)}(k) \mathbf{S}^{(m)}(k) + \mathbf{\Pi}^{(m)}(k) \quad (3)$$

ここで、 $\mathbf{R}^{(m)}(k)$ は $N_r \times 1$ 受信信号ベクトル、 $\mathbf{H}^{(m)}(k)$ は $N_r \times N_t$ チャネル利得行列、 $\mathbf{S}^{(m)}(k)$ は $N_t \times 1$ 送信信号ベクトル、 $\mathbf{\Pi}^{(m)}(k)$ は $N_r \times 1$ 雑音ベクトルである.

この後、繰り返し FDI²C により信号分離を行う. 次章において、繰り返し FDI²C について述べる.

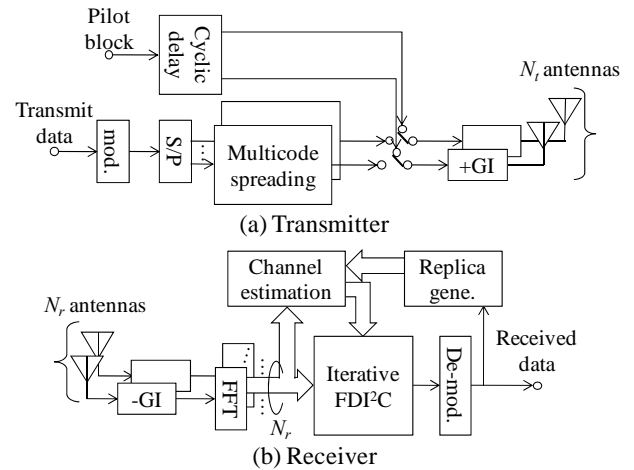


図1 (N_t, N_r)マルチコード DS-CDMA MIMO 多重伝送系

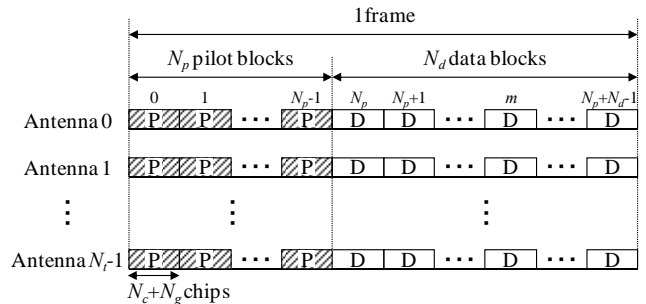


図2 送信フレーム構成

2.2. 2D MMSE-FDE を用いる繰り返し FDI²C

図3に繰り返し FDI²C の基本構成を示す[8]. 繰り返し FDI²C では、最初に 2D MMSE-FDE により信号分離を行う. 前回の繰り返し時の判定結果より生成した軟判定シンボルレプリカを用いて、残留 IAI と残留 ICI レプリカを生成し、2D MMSE-FDE 出力より減算した後、逆高速フーリエ変換(IFFT)により時間領域信号に変換する. そして、FDI²C 出力を逆拡散し、対数尤度比(LLR)を計算する. LLR を用いて、軟判定シンボルレプリカを生成する. また、2D MMSE-FDE の干渉係数行列を更新する. 以上を残留干渉が十分抑圧されるまで繰り返す. 以下では、第 m データブロックにおける繰り返し i 回目の繰り返し FDI²C について説明する.

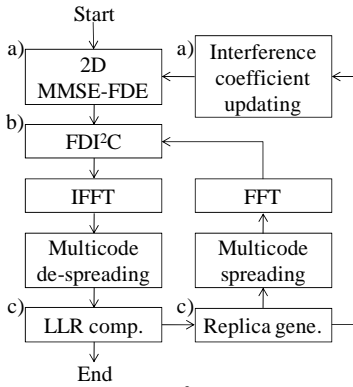


図3 繰り返し FDI²C フローチャート

a) 2D MMSE-FDE

2D MMSE-FDE 出力における第 n_i 送信アンテナからの送信チップブロックの第 k 周波数成分は次式のように表せる.

$$\tilde{R}_{n_i}^{(m,i)}(k) = \mathbf{w}_{n_i}^{(m,i)}(k) \mathbf{R}^{(m)}(k) \quad (4)$$

ここで、 $\mathbf{w}_{n_i}^{(m,i)}(k)$ は MMSE 等化重みを表す $1 \times N_r$ ベクトルであり、次式で表される.

$$\mathbf{w}_{n_i}^{(m,i)}(k) = \mathbf{H}_{n_i}^{(m,i)H}(k) \left[\mathbf{H}^{(m)}(k) \mathbf{G}^{(m,i)}(k) \mathbf{H}^{(m,i)H}(k) + \frac{2\sigma^2}{C} \mathbf{I}_{N_r} \right]^{-1} \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{H}_{n_i}^{(m,i)}(k)$ は $N_r \times N_t$ チャンネル利得行列 $\mathbf{H}^{(m)}(k)$ の第 n_i 列ベクトルである. また、 $\mathbf{G}^{(m,i)}(k) = \text{diag}[g_0^{(m,i)}, \dots, g_{N_c-1}^{(m,i)}]$ は、 $N_t \times N_t$ 干渉係数行列である. $g_{n'_i}^{(m,i)}$ は、FDI²C 出力における第 n'_i 送信アンテナからの残留干渉を考慮した係数であり、次式で計算できる[8].

$$g_{n'_i}^{(m,i)} = \left(\frac{SF}{C \cdot N_c} \right)^{C \cdot N_c / SF - 1} \left\{ \tilde{d}_{n'_i}^{(m,i-1)}(n)^2 - |\hat{d}_{n'_i}^{(m,i-1)}(n)|^2 \right\} \quad (6)$$

ここで、 $\tilde{d}_{n'_i}^{(m,i-1)}(n)$ と $\hat{d}_{n'_i}^{(m,i-1)}(n)$ は、それぞれ $i-1$ 回目の繰り返しにおいて生成された第 n'_i 送信信号の硬判定シンボルレプリカと軟判定シンボルレプリカである. なお、初回(繰り返し 0 回目)は、帰還させる判定値がないため、 $\mathbf{G}^{(m,0)} = \mathbf{I}_{N_t}$ となり、MMSE 信号検出重みベクトル[3]と等価になる.

b) FDI²C

FDI²C では、次式のように、2D MMSE-FDE 出力から残留干渉レプリカを減算する.

$$\hat{R}_{n_i}^{(m,i)}(k) = \tilde{R}_{n_i}^{(m,i)}(k) - \sum_{n'_i=0}^{N_t-1} H_{n_i, n'_i}^{(m,i)}(k) \hat{S}_{n'_i}^{(m,i-1)}(k) \quad (7)$$

ここで、 $\hat{S}_{n'_i}^{(m,i-1)}(k)$ および $H_{n_i, n'_i}^{(m,i)}(k)$ は、それぞれ繰り返し $i-1$ 回目における第 n'_i アンテナの軟判定送信信号レプリカおよび残留 IAI または残留 ICI の等価チャンネル利得を表している. 等価チャンネル利得は次式のように表される.

$$H_{n_i, n'_i}^{(m,i)}(k) = \begin{cases} \mathbf{w}_{n_i}^{(m,i)}(k) \mathbf{H}_{n'_i}^{(m)}(k) & \text{if } n'_i \neq n_i \\ \mathbf{w}_{n_i}^{(m,i)}(k) \mathbf{H}_{n_i}^{(m)}(k) - \tilde{H}_{n_i}^{(m,i)} & \text{if } n'_i = n_i \end{cases} \quad (8)$$

ここで、 $\tilde{H}_{n_i}^{(m,i)}$ は第 n_i アンテナから送信された信号に対する等価チャンネル利得であり、次式で表せる.

$$\tilde{H}_{n_i}^{(m,i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \mathbf{w}_{n_i}^{(m,i)}(k) \mathbf{H}_{n_i}^{(m)}(k) \quad (9)$$

c) レプリカ生成

FDI²C 出力を IFFT により時間領域信号 $\tilde{s}_{n_i}^{(m,i)}(t)$ に変換する. その後、デ・スクランブルとマルチコード逆拡散を行って、 N_t 個の軟判定シンボル系列 $\{\tilde{d}_{n_i}^{(m,i)}(n)\}$ を得る. そして、第 n_i 送信アンテナから送信された第 n シンボルを構成する第 a ビットの LLR を以下のように計算する.

$$\lambda_{n_i}^{(m,i)}(n, a) = \frac{1}{2\{\sigma_{n_i}^{(m,i)}\}^2} \left\{ \begin{aligned} & \left| \tilde{d}_{n_i}^{(m,i)}(n) - \tilde{H}_{n_i}^{(m,i)} \bar{d}_{b_{n_i}(n,a)=0}^{\min} \right|^2 \\ & - \left| \tilde{d}_{n_i}^{(m,i)}(n) - \tilde{H}_{n_i}^{(m,i)} \bar{d}_{b_{n_i}(n,a)=1}^{\min} \right|^2 \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

ここで、 $\bar{d}_{b_{n_i}(n,a)=0}^{\min}$ ($\bar{d}_{b_{n_i}(n,a)=1}^{\min}$) は第 a ビット $b_{n_i}(n, a)$ が 0(1) である最も確からしいシンボルを示す.

次の繰り返しのために、次式のように軟判定シンボルレプリカを生成する.

$$\hat{d}_{n_i}^{(m,i)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\tanh\{\lambda_{n_i}^{(m,i)}(n, 0)\} + j \tanh\{\lambda_{n_i}^{(m,i)}(n, 1)\} \right] \quad (11)$$

軟判定シンボルレプリカと硬判定シンボルレプリカを干渉係数行列の計算に用いる. その後、式(1)のように、送信チップレプリカを生成する. この送信信号レプリカを FDI²C における残留干渉を抑圧するために用いる.

以上の操作を、 N_t 回繰り返し、残留干渉を低減する. 2D MMSE-FDE と FDI²C ではチャンネル利得が必要である. 次章において、本論文で用いる循環遅延パイロットチャンネル推定について述べる.

3. チャンネル推定

3.1. 循環遅延パイロットチャンネル推定

CDP-CE では、第 m パイロットブロック $\{p^{(m)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$, $m=0 \sim N_p-1$, に送信アンテナ毎に異なる循環遅延を与えて同時に同一搬送波周波数を用いて送信する. 送信電力は、データチップブロックの送信電力と等しくするために $S \cdot C$ とする. 第 n_i 送信アンテナのパイロットブロックは次式のように表せる.

$$p_{n_i}^{(m)}(t) = p^{(m)}((t - N_g n_t) \bmod N_c) \quad (12)$$

第 n_r 受信アンテナにおける受信パイロットブロックを FFT により直交周波数成分に分解する. $p_{n_r}^{(m)}(t)$ の第 k 周波数成分は,

$$P_{n_r}^{(m)}(k) = P^{(m)}(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k N_g n_t}{N_c}\right) \quad (13)$$

であるから, 第 n_r 受信アンテナにおける第 m 受信ブロックの第 k 周波数成分は次式のように表せる.

$$R_{n_r}^{(m)}(k) = \left\{ \sum_{n_t=0}^{N_p-1} H_{n_r, n_t}^{(m)}(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k N_g n_t}{N_c}\right) \right\} P^{(m)}(k) + \Pi_{n_r}^{(m)}(k) \quad (14)$$

ここで, $P^{(m)}(k)$ は第 m パイロットブロックの第 k 周波数成分である. 上式の $\exp(\cdot)$ の項は, 循環遅延で生じた位相回転を表している.

図 4 は CDP-CE の構成を示している. 最初に MMSE チャンネル推定により, 次式のように瞬時複合チャンネル推定値 $\hat{H}_{n_r}^{(m)}(k)$ を得る.

$$\hat{H}_{n_r}^{(m)}(k) = X^{(m)}(k) R_{n_r}^{(m)}(k) \quad (15)$$

ここで, $X^{(m)}(k)$ は, MMSE 参照信号である.

CDP-CE では, 複数の瞬時チャンネル推定値を平均化することで雑音によるチャンネル推定誤差を抑圧することができる. 第 m パイロットブロックにおける MMSE 参照信号 $X^{(m)}(k)$ には, $\frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} \hat{H}_{n_r}^{(m)}(k)$ と $H_{n_r}(k)$ の平均二乗誤差 (MSE) $J_{n_r}(k)$ を最小とする参照信号を用いる.

$\partial J_{n_r}(k) / \partial X^{(m)}(k) = 0$ を解くことにより, MMSE 参照信号を求めると, 次式のようになる.

$$X^{(m)}(k) = \frac{N_p \{P^{(m)}(k)\}^*}{\sum_{j=0}^{N_p-1} |P^{(j)}(k)|^2 + \frac{N_c}{N_t} \left(\frac{S \cdot C}{\sigma^2}\right)^{-1}} \quad (16)$$

次に, 式(15)で表される瞬時複合チャンネル推定値 $\{\hat{H}_{n_r}^{(m)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$, $m=0 \sim N_p-1$, に N_c ポイント IFFT を適用して, 複合インパルス応答 $\{\hat{h}_{n_r}^{(m)}(\tau); \tau=0 \sim N_c-1\}$ を得る. 各送信アンテナでは, それぞれ GI 長の整数倍の循環遅延を与えているため, インパルス応答は遅延時間領域において互いに重ならない. 第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間のチャンネルのインパルス応答は, 遅延時間領域で $[N_g n_t, N_g(n_t+1)]$ の範囲に時間シフトして現れる. 逆循環遅延操作と遅延時間領域窓関数を適用することにより, $\hat{h}_{n_r, n_t}^{(m)}(\tau)$ を次式のように得ることができる.

$$\hat{h}_{n_r, n_t}^{(m)}(\tau) = \begin{cases} \hat{h}_{n_r}^{(m)}(\tau + N_g n_t) & \text{if } 0 \leq \tau < N_g \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (17)$$

N_c ポイント FFT を $\{\hat{h}_{n_r, n_t}^{(m)}(\tau); \tau=0 \sim N_c-1\}$ に適用し, 第 m パイロットブロックの瞬時チャンネル推定値 $\{\hat{H}_{n_r, n_t}^{(m)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ を得る. N_p 個のパイロットブロックで得られた瞬時推定チャンネル利得行列 $\hat{\mathbf{H}}^{(m)}(k)$ を次式のように平均化し, 推定チャンネル利得行列 $\hat{\mathbf{H}}'(k)$ を得る.

$$\hat{\mathbf{H}}'(k) = \frac{1}{\sqrt{C}} \frac{1}{N_p} \sum_{m=0}^{N_p-1} \hat{\mathbf{H}}^{(m)}(k) \quad (18)$$

推定チャンネル利得行列の各要素 $\hat{H}'_{n_r, n_t}(k)$ は, バイアスがあり, 真のチャンネル利得 $H_{n_r, n_t}(k)$ より小さい. そこで, このバイアスを取り除くため次式のような補正を行う.

$$\hat{\mathbf{H}}(k) = \hat{\mathbf{H}}'(k) / A_0 \quad (19)$$

ここで, 補正項 A_0 は以下のように表せる.

$$A_0 = \sqrt{\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \frac{\sum_{m=0}^{N_p-1} |P^{(m)}(k)|^2}{\sum_{j=0}^{N_p-1} |P^{(j)}(k)|^2 + \frac{N_c}{N_t} \left(\frac{S \cdot C}{\sigma^2}\right)^{-1}}}^2 \quad (20)$$

MMSE 参照信号の計算には, 送信電力 S と雑音電力 σ^2 の推定が必要である. 本論文では, 文献[12]で示されている推定法を用いている.

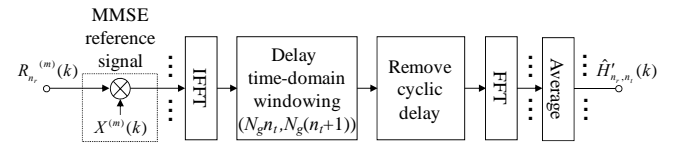


図 4 CDP-CE

3.2. 判定帰還を用いる CDP-CE

チャンネル利得は時間変動する. そのため, 判定帰還を CDP-CE に適用する.

第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間のチャンネルを推定する場合, 繰り返し FDI²C 後の硬判定から硬判定送信信号レプリカ $\bar{S}_{n_t}^{(m)}(k)$ を生成し, 干渉を除去する.

$$\bar{R}_{n_r, n_t}^{(m)}(k) = R_{n_r}^{(m)}(k) - \sum_{\substack{n_t'=0 \\ n_t' \neq n_t}}^{N_p-1} \hat{H}_{n_r, n_t'}^{(m-1)}(k) \bar{S}_{n_t'}^{(m)}(k) \quad (21)$$

ここで, $R_{n_r}^{(m)}(k)$ および $\hat{H}_{n_r, n_t'}^{(m-1)}(k)$ は, それぞれ第 n_r アンテナで受信された第 m データブロックの第 k 周波数成分および第 $m-1$ データブロック受信時に推定したチャンネル推定値である. $\bar{S}_{n_t'}^{(m)}(k)$ をパイロット信号と見なして, MMSE チャンネル推定を行う [12]. MMSE 参照信号は次式のように表せる.

$$X(k) = \frac{\{\bar{S}_{n_t}^{(m)}(k)\}^*}{|\bar{S}_{n_t}^{(m)}(k)|^2 + N_c \left(\frac{S}{\sigma^2}\right)^{-1}} \quad (22)$$

式(15)のように瞬時チャンネル推定値を求め, 遅延時間領域窓関数法 [12] を適用して雑音低減し, 瞬時チャンネル利得行列の推定値 $\bar{\mathbf{H}}^{(m)}(k)$ を得る.

誤り伝搬の影響を軽減するために, 忘却係数 β の 1 次フィルタによる時間領域フィルタリングを行う. 第 m データブロック時点の推定チャンネル利得行列 $\hat{\mathbf{H}}^{(m)}(k)$ は次式のように表される.

$$\hat{\mathbf{H}}^{(m)}(k) = \begin{cases} (1-\beta)\hat{\mathbf{H}}^{(m-1)}(k) + \beta\bar{\mathbf{H}}^{(m)}(k) & \text{if } m \geq N_p \\ \hat{\mathbf{H}}(k) & \text{if } m = N_p - 1 \end{cases} \quad (23)$$

3.3. 線形補間を用いる CDP-CE

判定帰還の代わりに線形補間を用いることもできる。

次のフレームのパイロットブロックを用いて推定したチャンネル利得行列を $\hat{\mathbf{H}}_+(k)$ で表す。このとき、第 m データブロック時点の推定チャンネル利得行列 $\hat{\mathbf{H}}^{(m)}(k)$ は次式のように得られる。

$$\hat{\mathbf{H}}^{(m)}(k) = \frac{3N_p/2 + N_d - 1/2 - m}{N_d + N_p} \hat{\mathbf{H}}(k) + \frac{m - (N_p - 1)/2}{N_d + N_p} \hat{\mathbf{H}}_+(k) \quad (24)$$

4. 計算機シミュレーション

表 1 に、計算機シミュレーション条件を示す。(4,4)DS-CDMA MIMO 多重を想定している。繰り返し FDI^2C の繰り返し回数を $N_r=4$ とした。また、伝送レートを最大とするため、フルコード多重を用いた ($SF=C=256$) [8]。データ変調方式は QPSK であり、ブロック長は $N_c=256$ チップ、GI 長は $N_g=32$ チップである。パイロットブロック数を $N_p=1\sim 4$ 、データブロック数を $N_d=60$ とした。周期 255 の PN 系列に 1 ビット付加した 2 値系列をパイロット系列として用いた。また、ブロック毎に異なるパイロット系列を用いた。チャンネルは、チップ時間間隔の 16 パス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を仮定している。

表 1 計算機シミュレーション条件

Transmitter	Data modulation	QPSK
	No. of Tx antennas	$N_t=4$
	FFT/IFFT block size	$N_c=256$
	GI length	$N_g=32$
	Spreading factor	$SF=C=256$
	Spreading code	Walsh code
	Scramble sequence	Long PN sequence
	No. of pilot blocks/frame	$N_p=1\sim 4$
	No. of data blocks/frame	$N_d=60$
	Pilot sequence	PN sequence
Channel	Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
	Power delay profile	$L=16$ -path
Receiver	No. of Rx antennas	$N_r=4$
	Signal detection	Iterative FDI^2C $N_r=4$

図 5 に CDP-CE を適用したときの繰り返し FDI^2C を用いる DS-CDMA MIMO 多重の平均 BER 特性を、1 アンテナ当たりの平均受信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 $E_b/N_0 (=0.5(ST_c SF/N_0)(1+N_g/N_c)(1+N_p/N_d))$ の関数としてプロットした。ここで、正規化最大ドップラー周波数を $f_D T_{blk} (=f_D(N_c+N_g)T_c)=0.001$ としている (シンボルレート 100Mcps, 搬送波周波数 5GHz のとき移動速度 75km/h)。パイロットブロック数を $N_p=4$ とした。また、判定帰還の忘却係数は BER を最小とする、 $\beta=0.1$ としている。パイロットチャンネル推定のみの場合、チャンネルの変動に追従できず、理想チャンネル推定より大きく劣化している。また、判定

帰還または線形補間を適用した場合、大きく特性が改善し、 $\text{BER}=10^{-4}$ を得る所要 E_b/N_0 において理想チャンネル推定からの劣化を、約 0.80dB までに抑えられる (ただし、パイロット挿入損 0.28dB を含む)。

図 6 に $E_b/N_0=5\text{dB}$ における最大ドップラー周波数の影響を示す。判定帰還フィルタの忘却係数 β の最適値は最大ドップラー周波数の大きさに依存する。最大ドップラー周波数毎に BER を最小とする β を用いた。パイロットチャンネル推定のみの場合、チャンネル変動に追従できないため、最大ドップラー周波数が大きくなるにつれて BER が増加している。しかし、判定帰還または線形補間を適用することで、チャンネルの変動への追従性が向上し、BER を大きく低減できる。最大ドップラー周波数が小さい場合、判定帰還は線形補間とほぼ同等な BER を得る。しかし、最大ドップラー周波数が大きい場合、線形補間に比べ判定帰還の方が小さな BER を得ることができる。

図 7 に、パイロットブロック数 N_p の影響を示す。CDP-CE では、パイロットブロック数を増やすにつれて、雑音の影響を抑圧することができる。いずれのパイロットブロック数においても、判定帰還のほうが線形補間より BER を小さくできる。これは判定帰還が、忘却係数 β を最適値に設定することでフェージング変動への追従能力が線形補間より優れるからである。また、 $N_p=2$ で最小の BER を示すため、アンテナ本数が 4 本であっても、 $N_p=2$ を用いることができる。

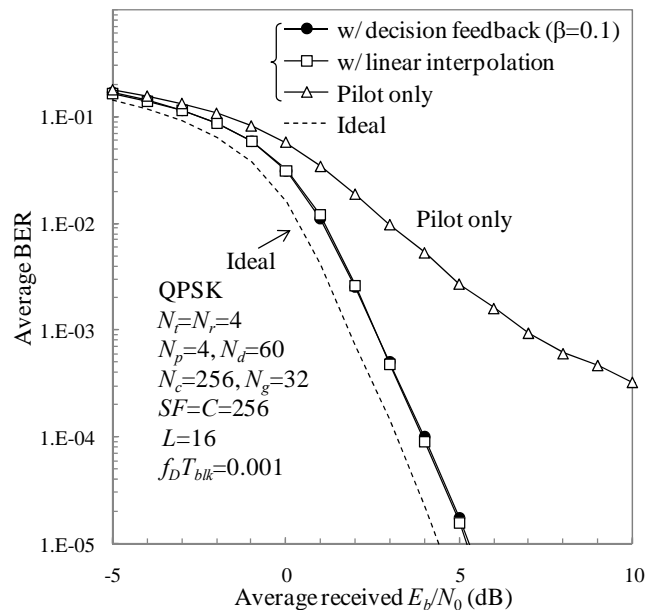


図 5 マルチコード DS-CDMA MIMO 多重の平均 BER 特性

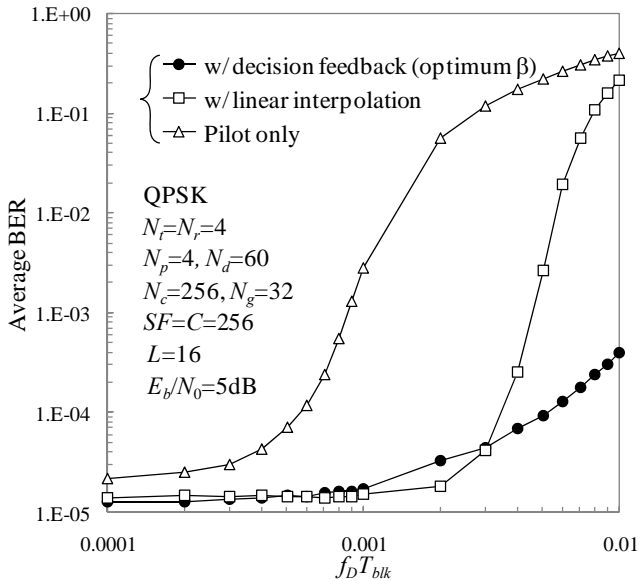


図 6 最大ドップラー周波数の影響

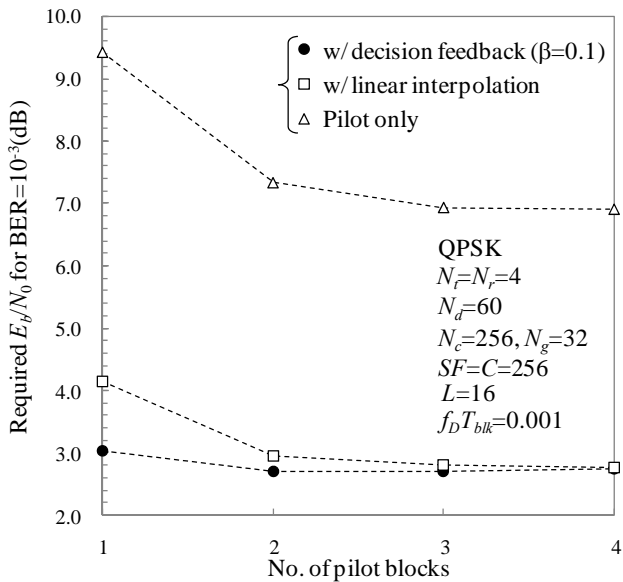


図 7 パイロットブロック数 N_p の影響

5. むすび

本論文では、循環遅延パイロットチャネル推定 (CDP-CE) を適用した場合について、繰り返し FDI²C を用いるマルチコード DS-CDMA MIMO 多重の BER 特性を明らかにした。判定帰還や線形補間を適用してチャネルの変動に追従させることで、 $N_p=4$ パイロットブロックを用いれば、理想チャネル推定から所要 E_b/N_0 の劣化を約 0.80dB に抑えることができる。判定帰還を適用することで、最大ドップラー周波数が大きい場合にも追従でき、優れた BER 特性が得られる。さらに、送信アンテナ本数が 4 本のときでも、パイロットブロック数を $N_p=2$ にできることを示した。

文 献

- [1] H. Kawai, K. Higuchi, N. Maeda, M. Sawahashi, T. Ito, Y. Kakura, A. Ushirokawa, and H. Seki, "Likelihood function for QRM-MLD suitable for soft-decision Turbo decoding and its performance for OFCDM MIMO multiplexing in multipath fading channel," IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, No.1, pp.47-57, Jan. 2005.
- [2] K. Higuchi, H. Kawai, N. Maeda, H. Taoka, and M. Sawahashi, "Experiments on real time 1-Gb/s packet transmission using MLD-Based signal detection in MIMO-OFDM broadband radio access," IEEE Journal on Select. Areas in Commun., Vol.24, No.6, pp.1141- 1153, June 2006.
- [3] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th edition, McGraw-Hill, 2001.
- [4] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin- Seeyar, and B. Eidson, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol.40, No.4, pp58-66, Apr. 2002.
- [5] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun. Mag., Vol.12, No.2, pp.8-18, Apr. 2005.
- [6] A. Van Zelst, R. Van Nee, and G. Awater, "Space division multiplexing for OFDM systems," Proc. 2000 IEEE Veh. Tech. Conf. (VTC), Vol.2, pp.1070- 1074, May 2000.
- [7] T. Ohgane, T. Nishimura, and Y. Ogawa, "Applications of space division multiplexing and those performance in a MIMO channel," IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, No.5, pp.1843-1851, May 2005.
- [8] 中島昭範, 安達文幸, "コード間干渉と他アンテナ干渉を同時に低減する繰り返し周波数領域干渉キャンセル," 信学技報, RCS2006-250, pp.61-64, 2007年3月.
- [9] G. Bauch, "Differential modulation and cyclic delay diversity in orthogonal frequency-division multiplex," IEEE Trans. Commun., Vol.54, No.5, pp.798-801, May 2006.
- [10] R. Kawauchi, K. Takeda, and F. Adachi, "Space-time cyclic delay transmit diversity for a multi-code DS-CDMA signal with frequency-domain equalization," Vol.E90-B, No.3, pp.591-596, March 2007.
- [11] T. Fujimori, K. Takeda, K. Ozaki, A. Nakajima, and F. Adachi, "Channel estimation using cyclic delay pilot for MIMO transmission," Proc. IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS), National Chiao Tung University, Hsinchu, Taiwan, Aug. 2007.
- [12] K. Takeda, and F. Adachi, "SNR estimation for pilot-assisted frequency-domain MMSE channel estimation," Proc. IEEE VTS APWCS, Hokkaido University, Japan, pp.4-5, Aug. 2005.