

循環遅延パイロットチャネル推定と 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 と MC-CDMA MIMO 多重のスループット特性

藤森 崇文¹ 武田 一樹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,異なるアンテナから同時に同一搬送波周波数を用いて送信された信号を分離検出しなければならない.そのため,周波数選択性チャネルでは,周波数領域等化(FDE)と信号分離検出を共に用いることが必要である.筆者らはマルチコード直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA) MIMO 多重を対象に,アンテナ間干渉(IAI)とチップ間干渉(ICI)を同時に低減する繰り返し周波数領域干渉キャンセル(FDI²C)を提案した.これは,マルチコードマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA) MIMO 多重へも適用可能である.繰り返し FDI²C では高精度なチャネル推定が必要である.本論文では,循環遅延パイロットチャネル推定(CDP-CE)と繰り返し FDI²C を用いるマルチコード DS-CDMA と MC-CDMA MIMO 多重のスループット特性を計算機シミュレーションにより求め,比較している.

キーワード MIMO 多重, 繰り返し FDI²C, チャネル推定, 循環遅延

Throughput Performance of Multicode DS-CDMA And MC-CDMA MIMO Multiplexing Using CDP-CE And Iterative Frequency-domain Interference Cancellation

Takafumi FUJIMORI¹ Kazuki TAKEDA¹ 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 cancellation (FDI²C), which can reduce inter-antenna interference (IAI) and inter-chip interference (ICI) simultaneously, for multicode direct sequence code division multiple access (DS-CDMA) MIMO multiplexing. The iterative FDI²C can also be applied to multicode multi-carrier CDMA (MC-CDMA) MIMO multiplexing. Highly accurate channel estimation is necessary in iterative FDI²C. In this paper, we apply a cyclic delay pilot based channel estimation (CDP-CE) and compare by computer simulation the throughput performances of multicode DS-CDMA and MC-CDMA MIMO multiplexing with iterative FDI²C.

Keyword MIMO multiplexing, iterative FDI²C, 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,ビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化する[3].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,優れた BER 特性が得られる[4,5].しかし,直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)では,厳しいチップ間干渉(ICI)が生じ,大幅に伝送特性が劣化する.周波数選択性チャネルに強い耐性があるマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)でも,直交マルチコード伝送を用いるときには,コード間干渉

(ICI)が生じ,伝送特性が大幅に劣化する.残留 ICI による特性劣化は,ICI キャンセラを用いることで改善することができる.

ところで最近,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)多重が注目されている[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.そのため,受信機側では,高精度な信号分離検出技術が必要となる.FDE と信号分離を同時に行う周波数領域 2次元(2D)MMSE-FDE[3]を用いれば,優れた BER 特性が得られる.しかし,2D MMSE-FDE 後には残留干渉つまり残留アンテナ間干渉(IAI)と残

留 ICI が存在する．この残留干渉は伝送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，前回の繰り返し段階の信号検出結果を帰還して残留干渉レプリカを生成し，2D MMSE-FDE 出力から減算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]．これは，直交マルチコード MC-CDMA MIMO 多重へも適用可能である．しかし，繰り返し FDI²C を用いるマルチコード DS-CDMA と MC-CDMA MIMO 多重の比較は行っていないかった．

ところで，今後の移動通信ではパケットサービスが主流になり，ハイブリッド自動再送(HARQ)が重要な技術になる．再送時にパリティビットのみを送信する HARQ[9]は，高いスループットが実現できることが知られている．そこで，本論文では，繰り返し FDI²C を用いるマルチコード DS-CDMA と MC-CDMA MIMO 多重のスループット特性を計算機シミュレーションにより求め，比較している．繰り返し FDI²C では，全送受信アンテナ間のチャンネル情報が受信機側で必要である．そのため，本論文では，循環遅延パイロットチャンネル推定(CDP-CE)[10,11]を用いる．

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 と MC-CDMA MIMO 多重の伝送系と繰り返し FDI²C を，第3章ではチャンネル推定 CDP-CE について述べる．第4章では，チャンネル推定に CDP-CE を，信号分離に繰り返し FDI²C を用いるマルチコード DS-CDMA と MC-CDMA MIMO 多重のスループット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 と MC-CDMA MIMO 多重伝送系

2.1. 伝送系

図1に，CDP-CE と繰り返し FDI²C を用いる(N_t, N_r)マルチコード DS-CDMA と MC-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，本論文では，HARQ type II S-P2 を用いている．

(a)送信機

送信機では，誤り検出パリティビット(CRC ビット)を含む 1018 ビットの 2 値送信情報系列を Rate compatible punctured turbo(RCPT)符号器で符号化する．RCPT 符号器では，符号化率 $R=1/3$ のターボ符号化し，系列長 1024 ビットのシステムチックビット系列と，それと同じ長さの 2 つのパリティビット系列を得る．その後，パンクチャを適用し，2 つのパリティビット系列から交互にパリティビットを選択し新しい 2 つのパリティビット系列を得る．

初回の送信では，システムチックビット系列のみを送信し，再送毎にパリティビット系列のみを送信する．

送信ビット系列をインターリーブした後，データ変調する．データシンボル系列を N_t 個の並列系列に S/P 変換した後，マルチコード多重では，各系列を更に C 個の並列系列 $\{d_{n,c}(n)\}$ ， $n_t=0\sim N_t-1$ ， $c=0\sim C-1$ ，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ブリングを行う．

その後，DS-CDMA MIMO 多重では，マルチコード

チップ系列を長さ N_c チップごとに分割し， N_c チップブロックの系列 $\{s_{n_i}(t); t=0\sim N_c-1\}$ ， $n_i=0\sim N_t-1$ ，を得る．

一方，MC-CDMA MIMO 多重では，周波数インターリーブを行い， N_c ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用し，MC-CDMA ブロック系列 $\{s_{n_i}(t); t=0\sim N_c-1\}$ ， $n_i=0\sim N_t-1$ ，を得る．第 n_i 送信アンテナから送信される各送信ブロック $\{s_{n_i}(t); t=0\sim N_c-1\}$ は次式のように表せる．

$$s_{n_i}(t) = \begin{cases} \sum_{c=0}^{C-1} d_{n_i,c} \left(\left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) C_c(t \bmod SF) C_{scr,n_i}(t) & \text{for DS-CDMA MIMO} \\ \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} \left\{ \sum_{c=0}^{C-1} d_{n_i,c} \left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) C_c(k \bmod SF) C_{scr,n_i}(k) \right\} \times \exp \left(j \frac{2\pi kt}{N_c} \right) & \text{for MC-CDMA MIMO} \end{cases} \quad (1)$$

ここで， $C_c(t)$ および $C_{scr,n_i}(t)$ 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 は拡散率を表している．また， $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数である．

DS-CDMA MIMO 多重では，送信チップブロックの最後の N_g チップをコピーし，送信チップブロックの先頭の GI に挿入して送信する．MC-CDMA MIMO 多重では，最後の N_g サンプルをコピーし，MC-CDMA ブロック先頭の GI に挿入して送信する．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ものとしている．

(b)受信機

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，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 $R_{n_r}(k)$ は次式のように表せる．

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

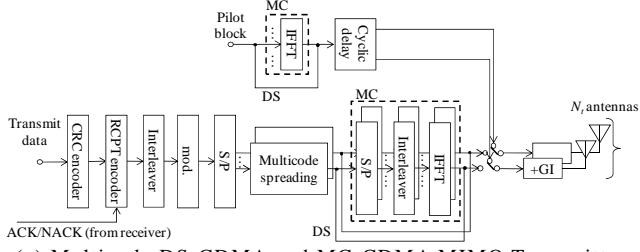
ここで， $H_{n_r,n_i}(k)$ ， $S_{n_i}(k)$ および $\Pi_{n_r}(k)$ は，それぞれ送信電力 S を含んだ第 n_i 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間のチャンネル利得，第 n_i 送信アンテナからの送信信号および平均 0 で分散 $2\sigma^2 (=2N_0/T_c)$ の相加性複素白色ガウス雑音(AWGN)であり，次式のように表される(T_c, N_0 はそれぞれチップ長，AWGN の片側電力スペクトル密度を表している)．

$$\begin{cases} H_{n_r,n_i}(k) = \sqrt{2S} \sum_{l=0}^{L-1} h_{n_r,n_i,l} \exp \left(-j \frac{2\pi k \tau_l}{N_c} \right) \\ S_{n_i}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} s_{n_i}(t) \exp \left(-j \frac{2\pi kt}{N_c} \right) \\ \Pi_{n_r}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n_{n_r}(t) \exp \left(-j \frac{2\pi kt}{N_c} \right) \end{cases} \quad (3)$$

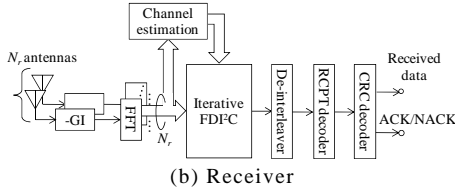
この後， $\{R_{n_r}(k)\}$ に繰り返し FDI²C[8]を適用して信号分離を行い，チャンネルデインターリーブを適用し，ターボ復号する．

初回の送信では，システムチックビット系列のみが

送信されるので、ターボ復号は行えない。再送によりパリティビット系列を受信した場合は、すでに受信しているシステムチックビット系列とパリティビット系列を用いてターボ復号する。次章において、繰り返し FDI²C について述べる。



(a) Multicode DS-CDMA and MC-CDMA MIMO Transmitter



(b) Receiver

図 1 マルチコード DS-CDMA と MC-CDMA MIMO 多重伝送系

2.2. 繰り返し FDI²C

繰り返し FDI²C[8]は、信号分離、干渉キャンセルおよびレプリカ生成を N_i 回繰り返す。ここでは、第 i 回目繰り返しキャンセル処理について説明する。

(a) 2D MMSE-FDE を用いる信号分離

2D MMSE-FDE により信号分離を次式のように行う。

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

ここで、 $\mathbf{R}(k)$ は $N_r \times 1$ 受信信号ベクトル、 $\mathbf{w}_{n_i}^{(i)}(k)$ は $1 \times N_r$ MMSE-FDE 重みベクトルであり、次式で表される。

$$\mathbf{w}_{n_i}^{(i)}(k) = \begin{cases} \mathbf{H}_{n_i}^H(k) \left[\mathbf{H}(k) \mathbf{G}_{DS}^{(i)} \mathbf{H}^H(k) + \frac{2\sigma^2}{C} \mathbf{I}_{N_r} \right]^{-1} & \text{for DS-CDMA MIMO} \\ \mathbf{H}_{n_i}^H(k) \left[\mathbf{H}(k) \mathbf{G}_{MC}^{(i)} \left(\frac{k}{SF} \right) \mathbf{H}^H(k) + \frac{2\sigma^2}{C} \mathbf{I}_{N_r} \right]^{-1} & \text{for MC-CDMA MIMO} \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 $\mathbf{H}_{n_i}(k)$ は $N_r \times N_t$ チャネル利得行列 $\mathbf{H}(k)$ の第 n_i 列ベクトルである。また、 $\mathbf{G}_{DS}^{(i)} = \text{diag}[g_{DS,0}^{(i)}, \dots, g_{DS,N_t-1}^{(i)}]$ 、 $\mathbf{G}_{MC}^{(i)}(n) = \text{diag}[g_{MC,0}^{(i)}(n), \dots, g_{MC,N_t-1}^{(i)}(n)]$ は、 $N_r \times N_t$ 干渉係数行列である。 $g_{DS,n_i}^{(i)}$ 、 $g_{MC,n_i}^{(i)}(n)$ は、次式で計算できる[8]。

$$\begin{cases} g_{DS,n_i}^{(i)} = \left(\frac{SF}{C \cdot N_c} \right) \sum_{n=0}^{N_c/SF-1} \sum_{c=0}^{C-1} \left\{ E[d_{n_i,c}^{(i)}(n)]^2 \right\} - |\hat{d}_{n_i,c}^{(i-1)}(n)|^2 \Big\} & \text{for DS-CDMA MIMO} \\ g_{MC,n_i}^{(i)}(n) = \left(\frac{1}{C} \right) \sum_{c=0}^{C-1} \left\{ E[d_{n_i,c}^{(i)}(n)]^2 \right\} - |\hat{d}_{n_i,c}^{(i-1)}(n)|^2 \Big\} & \text{for MC-CDMA MIMO} \end{cases} \quad (6)$$

ここで、 $E[d_{n_i,c}^{(i)}(n)]^2$ と $\hat{d}_{n_i,c}^{(i-1)}(n)$ は、それぞれデータシンボルの絶対値の 2 乗の期待値と $i-1$ 回目の繰り返し時

の第 n_i' 送信信号の軟判定値である[8,11](QPSK 変調のとき $E[d_{n_i,c}^{(i)}(n)]^2 = 1$)。

初回の繰り返し(0 回目)は $\mathbf{G}_{DS}^{(0)} = \mathbf{G}_{MC}^{(0)}(n) = \mathbf{I}_{N_t}$ であり、式(5)の MMSE-FDE 重みは MMSE 信号検出重みベクトル[3]になる。

(b) 干渉キャンセル

$i-1$ 回目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、残留干渉レプリカを生成し、信号分離出力より、次式のように減算する。

$$\hat{\mathbf{R}}_{n_i}^{(i)}(k) = \tilde{\mathbf{R}}_{n_i}^{(i)}(k) - \mathbf{M}_{n_i}^{(i)}(k) \quad (7)$$

ここで、 $\mathbf{M}_{n_i}^{(i)}(k)$ は残留干渉レプリカであり、次式で表せる。

$$\mathbf{M}_{n_i}^{(i)}(k) = \sum_{n_i'=0}^{N_t-1} \mathbf{H}_{n_i,n_i'}^{(i)}(k) \hat{\mathbf{S}}_{n_i'}^{(i-1)}(k) \quad (8)$$

$\hat{\mathbf{S}}_{n_i'}^{(i-1)}(k)$ は繰り返し $i-1$ 回目における第 n_i' アンテナの送信シンボルレプリカの周波数領域信号である。また、 $\mathbf{H}_{n_i,n_i'}^{(i)}(k)$ は残留干渉の等価チャネル利得を表しており、次式のように表される。

$$\mathbf{H}_{n_i,n_i'}^{(i)}(k) = \begin{cases} \hat{\mathbf{H}}_{n_i,n_i'}^{(i)}(k) & \text{if } n_i' \neq n_i \\ \hat{\mathbf{H}}_{n_i,n_i}^{(i)}(k) - \tilde{\mathbf{H}}_{DS,n_i}^{(i)} & \text{if } n_i' = n_i \\ & \text{for DS-CDMA MIMO} \\ \hat{\mathbf{H}}_{n_i,n_i'}^{(i)}(k) & \text{if } n_i' \neq n_i \\ \hat{\mathbf{H}}_{n_i,n_i}^{(i)}(k) - \tilde{\mathbf{H}}_{MC,n_i}^{(i)} \left(\frac{k}{SF} \right) & \text{if } n_i' = n_i \\ & \text{for MC-CDMA MIMO} \end{cases} \quad (9)$$

ここで、 $\hat{\mathbf{H}}_{n_i,n_i'}^{(i)}(k)$ 、 $\tilde{\mathbf{H}}_{DS,n_i}^{(i)}$ および $\tilde{\mathbf{H}}_{MC,n_i}^{(i)}(n)$ は次式で表せる。

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{H}}_{n_i,n_i'}^{(i)}(k) = \mathbf{w}_{n_i}^{(i)}(k) \mathbf{H}_{n_i'}(k) \\ \tilde{\mathbf{H}}_{DS,n_i}^{(i)} = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\mathbf{H}}_{n_i,n_i}^{(i)}(k) & \text{for DS-CDMA MIMO} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{MC,n_i}^{(i)}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{\mathbf{H}}_{n_i,n_i}^{(i)}(k) & \text{for MC-CDMA MIMO} \end{cases} \quad (10)$$

(c) レプリカ生成

DS-CDMA MIMO 多重では干渉キャンセル出力に N_c ポイント IFFT を適用して時間領域信号に変換する。MC-CDMA MIMO 多重では干渉キャンセル出力に周波数デ・インターリーブを適用した後、逆拡散する。

逆拡散により得られたデータシンボルの軟判定値より、第 n_i 送信アンテナから送信された第 c コード多重における第 n シンボルを構成する第 a ビットの対数尤度比(LLR) $\lambda_{n_i,c}^{(i)}(n,a)$ を計算する。LLR を用いて、データシンボルレプリカ $\hat{d}_{n_i,c}^{(i)}(n)$ を生成する。QPSK 変調を用いる場合、 $\hat{d}_{n_i,c}^{(i)}(n)$ は次式で求められる。

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

また、送信シンボルレプリカ $\hat{S}_n^{(i)}(k)$ は式(1)および(11)を用いて生成する。

以上を残留干渉が十分抑圧されるまで繰り返す。

3. 循環遅延パイロットチャネル推定

繰り返し FDI²C では高精度なチャネル利得が必要である。本論文では循環遅延パイロットチャネル推定 (CDP-CE) を用いる。CDP-CE では、各送信アンテナから N_p 個のパイロットブロックを送信して得られたチャネル利得の推定値を平均化する。以下では、第 m パイロットブロックのチャネル推定について説明する。

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 Δ の整数倍 ($\Delta \geq N_g$) の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[10]。第 n_t 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。

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

パイロット送信電力は、データブロックの送信電力と等しくするために $S \cdot C$ としている。

第 n_r 受信アンテナで受信したパイロットブロックを N_c ポイント FFT により N_c 個の直交周波数成分に分解する。第 m 受信ブロックの第 k 周波数成分 $R_{n_r}^{(m)}(k)$ は次式のように表せる。

$$\begin{aligned} R_{n_r}^{(m)}(k) &= \left\{ \sum_{n_t=0}^{N_p-1} H_{n_r, n_t}(k) \exp\left(-j \frac{2\pi k \Delta n_t}{N_c}\right) \right\} P^{(m)}(k) + \Pi_{n_r}^{(m)}(k) \\ &= H_{n_r}(k) P^{(m)}(k) + \Pi_{n_r}^{(m)}(k) \end{aligned} \quad (13)$$

ここで、 $H_{n_r}(k)$ および $P^{(m)}(k)$ は、複合チャネル利得および第 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。

CDP-CE では、まず MMSE チャネル推定[12]により、瞬時複合チャネル推定値 $\hat{H}_{n_r}^{(m)}(k)$ を次式のように得る。

$$\hat{H}_{n_r}^{(m)}(k) = X^{(m)}(k) R_{n_r}^{(m)}(k) \quad (14)$$

ここで、 $X^{(m)}(k)$ は、MMSE 参照信号である。

CDP-CE では、複数の瞬時チャネル推定値を平均化することで雑音によるチャネル推定誤差を抑圧することができる[10,11]。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、 $(1/N_p) \sum_{m=0}^{N_p-1} \hat{H}_{n_r}^{(m)}(k)$ と $H_{n_r}(k)$ の平均二乗誤差(MSE)を最小とする参照信号であり、次式のようになる。

$$X^{(m)}(k) = \frac{N_p \{P^{(m)}(k)\}^*}{\sum_{j=0}^{N_p-1} |P^{(j)}(k)|^2 + \frac{1}{N_t} \left(\frac{S \cdot C}{\sigma^2} \right)^{-1}} \quad (15)$$

次に、 N_p 個の瞬時複合チャネル推定値 $\{\hat{H}_{n_r}^{(m)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$, $m=0 \sim N_p-1$, を平均して雑音を低減した後に、 N_c ポイント IFFT を適用して、複合インパルス応答の推定値を得る。複合インパルス応答では、第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間のインパルス応答が遅延時間 $[\Delta n_t, \Delta(n_t+1)]$ に現れる。そのため、遅延

時間シフトと遅延時間領域窓関数[13]を適用することにより、各送受信アンテナ間のインパルス応答を得ることができる。このインパルス応答に N_c ポイント FFT を適用すれば、チャネル推定値 $\{\hat{H}_{n_r, n_t}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ が得られる。これより推定チャネル利得行列 $\hat{\mathbf{H}}(k)$ が求められる。

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。これには、文献[14]で示されている推定法を用いている。また、チャネル利得は変動するため、本論文では 1 次線形補間を CDP-CE に適用している[11]。

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)MIMO 多重において HARQ type II S-P2 を用いている。チャネル推定では、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る。また、パイロットブロック毎に異なるパイロット系列を用いる。 N_p パイロットブロックとそれに続く N_d データブロックで 1 フレームを構成する。本論文では、 $N_p+N_d=16$ としている。

本論文では、DS-CDMA と MC-CDMA 共にフルコード多重 ($SF=C=256$) を用いている。これは、拡散率 SF が大きくなるほど、シンボルレプリカの誤差が平均化されるため、残留干渉レプリカ生成精度を高くでき、伝送特性が向上するためである。またキャンセル回数 N_i は、十分な改善効果が得られる $N_i=4$ とした。

表 1 計算機シミュレーション条件

Data modulation	QPSK
No. of antennas	$(N_t, N_r) = (4, 4)$
FFT/IFFT block size	$N_c=256$
GI length	$N_g=32$
Cyclic delay length	$\Delta=N_g$
Spreading factor	$SF=C=256$
Spreading code	Product of Walsh code and Long PN sequence
Turbo coding/decoding	(13,15)RSC encoder
	Log-MAP decoding with 8 iterations
Frame size	$N_p+N_d=16$
No. of pilot blocks	$N_p=1 \sim 4$
Fading	Frequency-selective block Rayleigh fading
Power delay profile	$L=16$ -path uniform
Normalized maximum Doppler frequency	$f_D T_{blk}=0.001$
Interpolation	1st linear interpolation
Signal detection	繰り返し FDI ² C ($N_i=4$)
Error detection	Ideal

図 2 に、無符号化時の CDP-CE を用いた BER 特性を示す(ここで、 E_b/N_0 は 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を表し、 $E_b/N_0=0.5(ST_c SF/N_0)(1+N_g/N_c)(1+N_p/N_d)$)。図 2(a)および(b)は、それぞれパイロットブロック数 $N_p=1, 2$ と $N_p=3, 4$ の場合の BER 特性である。また、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(チップレートが 100Mcps で搬送波周波数が 5GHz のとき移動速度 75km/h に相当)。

図 2 より、パイロットブロック数によらず、MC-CDMA では DS-CDMA より優れた BER 特性が得られることが分かる。MC-CDMA では周波数領域パイロ

ットを用いており、パイロットブロックの周波数成分の振幅が一定である。一方、DS-CDMAでは、時間領域パイロットを用いており、その周波数成分の振幅は一定値にならない。このため、MMSEチャンネル推定を用いているものの、振幅が大幅に落ち込んだときに、チャンネル推定精度が低下する。以上より、MC-CDMAではDS-CDMAより優れたBER特性が得られる。

しかしながら、パイロットブロック数を多くすると、DS-CDMAの場合でも、平均化効果により振幅の大幅な落ち込みによるチャンネル推定精度低下を緩和できる。そのため、パイロットブロック数を多くすると、DS-CDMAでもMC-CDMAと同等なBER特性が得られる。理想チャンネル推定時からの劣化は、DS-CDMAは $N_p=3$ のとき約1.5dB、MC-CDMAは $N_p=2$ のとき約1.3dBである。

CDP-CEを適用した場合のスループット特性を図3に示す。図3(a)および(b)は、それぞれパイロットブロック数 $N_p=1, 2$ と $N_p=3, 4$ の場合のスループットである。DS-CDMAではパイロットブロックの周波数成分が一定でないため、パイロットブロック数が少ないと、チャンネル推定精度がMC-CDMAより低下し、スループットが低下する。パイロットブロック数を増やすと、チャンネル推定精度は向上するものの、ピークスループットが低下する。パイロットブロック数とスループットの関係について以下で議論する。

E_s/N_0 が高い領域(10dB以上)では、パイロットブロック数によらず精度の良いチャンネル推定値が得られるため、 $N_p=1$ を用いれば $N_p=2\sim 4$ の場合と比べ高いスループットが得られる。一方、 $E_s/N_0=0\sim 5$ dB付近では、 $N_p=1$ のときにチャンネル推定精度が悪いものの大幅なスループット低下には繋がらない。この E_s/N_0 領域では、ほぼ常に再送が行われ、誤り訂正復号が行われる。パイロットブロック数を多くしチャンネル推定精度を高くしても、その効果はわずかである。それよりも、パイロットブロック数の増加によるスループットの低下の方が大きくなってしまふ。そのため、 $E_s/N_0=0\sim 5$ dB付近の領域では $N_p=1$ のとき $N_p=2\sim 4$ より高スループットが得られる。

次に、スループットに与えるパイロットブロック数の影響を図4に示す。MC-CDMAでは、 $E_s/N_0=0$ および6(dB)のとき、それぞれ $N_p=2$ および $N_p=3$ を用いるとスループットを最大にできる。DS-CDMAでは、 $N_p=2$ を用いるとスループットを最大にできる。これは、パイロットブロック数を多くし、高い精度のチャンネル推定値が得られるから、残留干渉キャンセル精度が高くなり、再送を減らすことができるためである。

以上議論したように、平均 E_s/N_0 の値ごとに最適なパイロットブロック数が存在する。図5に常に最適なパイロットブロック数を用いる場合のスループット特性を示す。図5より、平均 E_s/N_0 の値ごとに最適なパイロットブロック数を用いることで、DS-CDMAとMC-CDMAのスループット特性は、低 E_s/N_0 (-2dB以下)の場合を除き、同等にできるとがわかる。

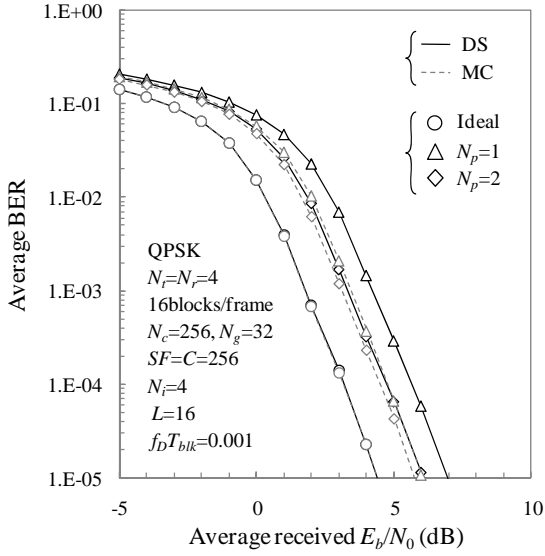
5. むすび

本論文では、CDP-CEと繰り返しFDI²Cを用いるマルチコードDS-CDMAとMC-CDMA MIMO多重のスループット特性について比較した。DS-CDMAでは、パイロットの周波数成分の振幅変動によりチャンネル推定

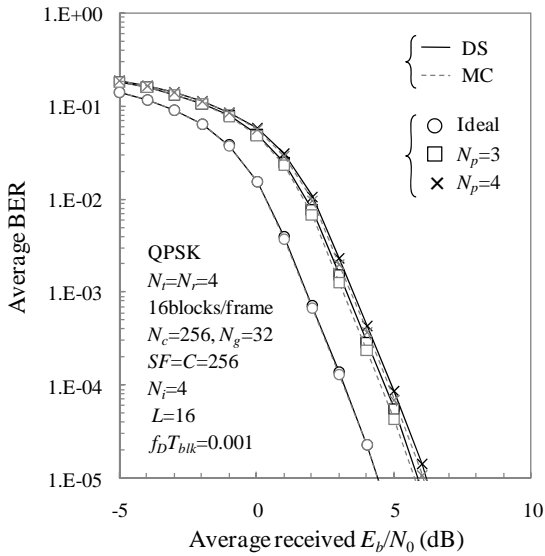
精度が低下するため、MC-CDMAよりスループット特性が劣化した。しかし、パイロットブロック数を多くすると、パイロット周波数成分を平均化する効果により、振幅の大幅な落ち込みを抑圧でき、チャンネル推定精度が向上し、DS-CDMAとMC-CDMAで同等なスループット特性が得られることを示した。さらに、平均 E_s/N_0 の値ごとに最適なパイロットブロック数を用いることで、MC-CDMAと同等なスループット特性を得ることができることを示した。

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, pp.58-66, 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] D. Garg and F. Adachi, "Rate compatible punctured turbo-coded hybrid ARQ for OFDM in a frequency selective fading channel," Proc. 2003 IEEE VTC, Vol.4, pp.2725-2729, April 2003.
- [10] T. Fujimori, Kazuki Takeda, K. Ozaki, A. Nakajima, and F. Adachi, "Channel estimation using cyclic delay pilot for SC-MIMO multiplexing," IEICE Trans. Commun., Vol.E91-B, No.09, pp.2925-2932, Sep. 2008.
- [11] 藤森崇文, 武田一樹, 中島昭範, 安達文幸, "循環遅延パイロットチャン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," 信学技報, RCS2007-146, pp.73-78, 2008年1月.
- [12] K. Takeda and F. Adachi, "Pilot-assisted channel estimation based on MMSE criterion for DS-CDMA with frequency-domain equalization," Proc. 2005 IEEE VTC, Stockholm, Sweden, 30 May-1 June 2005.
- [13] J. J. de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," Proc. 1995 IEEE VTC, Vol.2, pp.815-819, July 1995.
- [14] K. Takeda, and F. Adachi, "SNR estimation for pilot-assisted frequency-domain MMSE channel estimation," Proc. IEEE VTS Asia Pacific Wireless Communications Symposium (APWCS), Hokkaido University, Japan, pp.4-5, Aug. 2005.

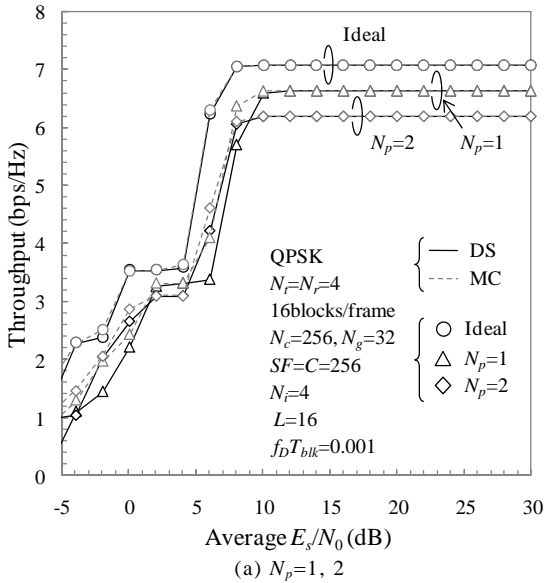


(a) $N_p=1, 2$

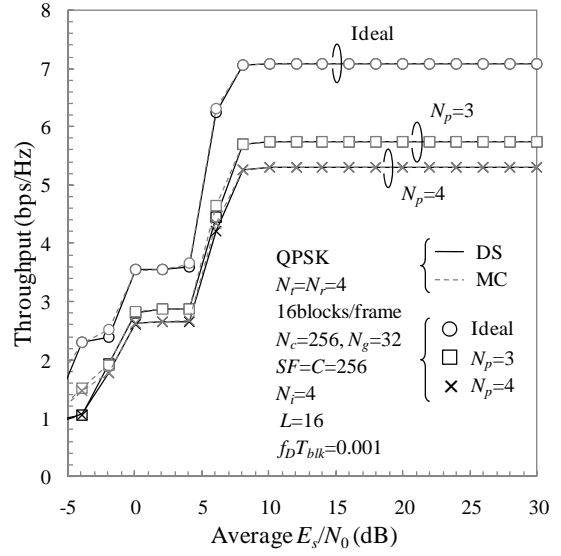


(b) $N_p=3, 4$

図 2 CDP-CE を用いた BER 特性



(a) $N_p=1, 2$



(b) $N_p=3, 4$

図 3 CDP-CE を用いたスループット特性

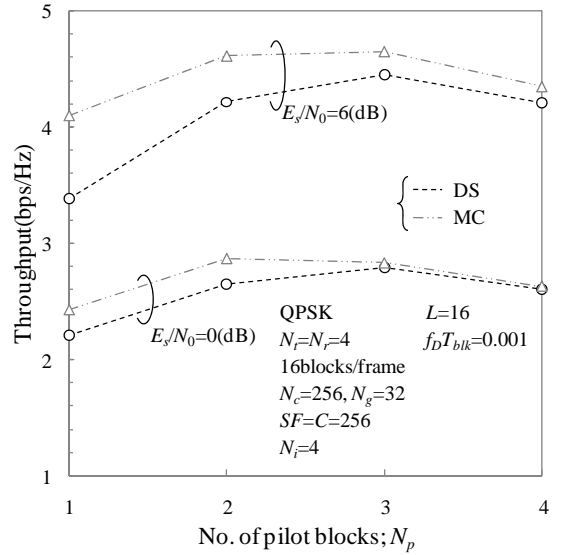


図 4 スループットに与えるパイロットブロック数の影響

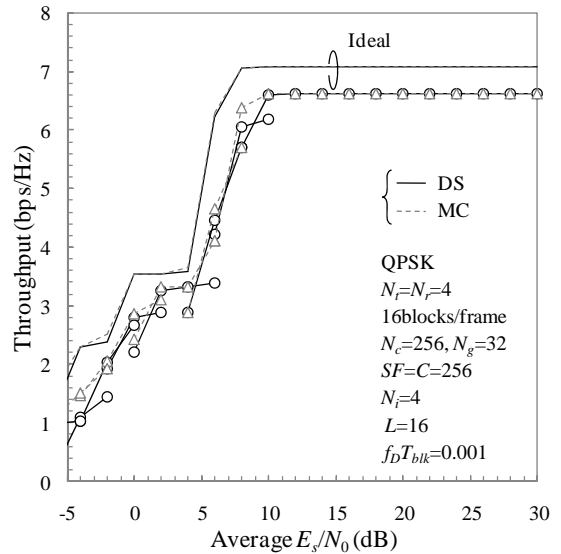


図 5 最適パイロットブロック数の場合のスループット特性