

オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA HARQ の パイロットチャネル推定時のスループット特性

武田 一樹[†] 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 〒980-0874
宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

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

あらまし 次世代移動無線通信では超高速パケットアクセスが主流になり、誤り訂正符号化と自動再送要求 (ARQ) を組み合わせたハイブリッド ARQ (HARQ) が重要な技術になると考えられる。直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) を対象に、平均 2 乗誤差最小 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を用いることで、よく知られた Rake 合成受信よりも優れた伝送特性が得られることが示されている。FDE を用いる場合にはブロック間干渉 (IBI) 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、これは伝送効率の低下を招く。そこで最近、GI の挿入を必要としないオーバーラップ FDE が提案された。筆者らは以前、オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA HARQ のスループット特性を明らかにしたが、これまでの検討では理想チャネル推定を仮定していた。本報告では、オーバーラップ FDE を用いる DS-CDMA HARQ のパイロットチャネル推定時のスループット特性を計算機シミュレーションにより明らかにしている。

キーワード DS-CDMA, オーバーラップ FDE, HARQ, パイロットチャネル推定

Throughput Performance of DS-CDMA HARQ With Overlap FDE Using Pilot-assisted Channel Estimation

Kazuki TAKEDA[†] 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, JAPAN

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

Abstract Broadband wireless packet access will be a core technology of the next generation mobile communication systems. Turbo coded hybrid ARQ (HARQ) is known as one of the promising error control techniques. For direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), frequency-domain equalization (FDE) based on the minimum mean square error (MMSE) criterion can replace the well-known rake combining with much improved transmission performance. However, the conventional FDE requires the insertion of guard interval (GI) to eliminate the inter-block interference (IBI). However, the GI insertion reduces the throughput. Recently, overlap FDE that requires no GI insertion was proposed for DS-CDMA. In previous papers, we evaluated the throughput performances of DS-CDMA HARQ with overlap FDE. However, ideal channel estimation was assumed in the previous papers. In this paper, we consider a practical pilot-assisted channel estimation and evaluate by computer simulation the throughput performance of DS-CDMA HARQ with overlap FDE.

Keyword DS-CDMA, overlap FDE, HARQ, pilot-assisted channel estimation

1. まえがき

次世代の移動通信は、高速無線パケットアクセスが主流になることが予想される[1]。パケット伝送における有効な誤り制御技術として、自動再送要求 (ARQ) と誤り訂正符号を組み合わせた Hybrid ARQ (HARQ) が知られている[2]-[3]。ところがブロードバンド移動無線通信路は遅延時間の異なる独立な伝搬路 (パス) 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ため、符号間干渉 (ISI) により伝送特性が大幅に劣化してしまう[4]。第三代移動通信システムでは、Rake 合成器を使用する直接拡散符号分割マルチアクセス

(DS-CDMA) を用いてパスダイバーシチ効果を得ることで、数 Mbps 程度の高速通信が可能となった[5]。しかし数百 Mbps 程度の超高速伝送を行う場合には、分離可能なパス数が増えることによりパス間干渉が大幅に増大し、Rake 合成器を用いても伝送特性が大きく劣化してしまう。そこで最近、Rake 合成器の代わりに最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化 (FDE) を用いることで、厳しい周波数選択性環境下においても非常に優れた伝送特性が得られることが示され、注目を集めている[6]-[7]。ところで通常 FDE を用いる場合、ブロック間干渉 (IBI) を防ぐために送信側で

ガードインターバル(GI)の挿入が必要である。GIの挿入はIBIを避けてFDEを可能とする一方、伝送効率の劣化を招いてしまう。

そこで最近、GIの挿入を必要としないオーバーラップFDEが提案された[8]-[10]。筆者らはこれまで、オーバーラップFDEを用いるDS-CDMA HARQのスループット特性を明らかにし、GIの挿入が無い分従来のFDEを用いるDS-CDMA HARQよりも優れたスループット特性が得られることを示してきた[11]-[12]。しかしこれまでの検討では、理想チャネル推定を仮定していた。

そこで本報告では、時間多重されたパイロット信号系列を用いてチャネル推定を行うときのオーバーラップFDEを用いるDS-CDMA HARQのスループット特性を計算機シミュレーションにより明らかにする。

本論文の構成は以下のようになっている。第2章ではDS-CDMA HARQにおけるオーバーラップFDEとパケット合成について、第3章では本論文で用いているMMSEチャネル推定についてそれぞれ示す。第4章ではスループット特性を計算機シミュレーションにより明らかにし、第5章でまとめる。

2. オーバーラップ FDE とパケット合成

図1に受信機構成を示す。本論文ではチップ間隔の離散低域等価表現を用いる。誤り訂正符号にはターボ符号[13]を用い、チェイス合成[14]によるパケット合成を行う。また、全ての拡散符号を1人のユーザに割り当てるフルコード多重により、シングルユーザの高速パケットアクセスを実現するものとする。

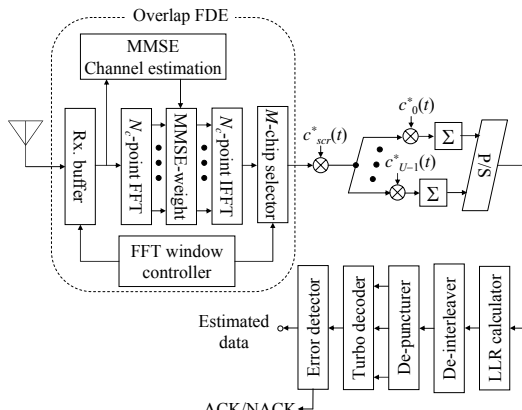


図1 受信機

2.1. 受信信号

送信機は情報ビット系列をターボ符号化し、データシンボル系列にデータ変調する。その後Serial/Parallel(S/P)変換により U 個の並列シンボル系列に変換し、それぞれ拡散符号を乗算する。ここで、コード u のデータシンボル系列を $\{d_u(i); i=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ 、拡散率 SF の直交拡散符号を $\{c_u(t); t=0\sim SF-1\}$ とする。 U 個のチップ系列はコード多重され、スクランブル符号 $\{c_{scr}(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ を乗算されて送信される。送信

信号系列 $\{s(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ は次式のように表される。

$$s(t) = \sum_{u=0}^{U-1} d_u(\lfloor t/SF \rfloor) c_u(t \bmod SF) c_{scr}(t) \quad (1)$$

送信信号系列は、周波数選択性チャネルを経由して受信機で受信される。本論文では、チャネルは L 個の独立なパスを有する周波数選択性ブロックフェージングチャネルを仮定している。今、同一信号系列が初回も含め Q 回送信されたと仮定する。このとき第 tr 回目($tr=0, 1, \dots, Q-1$)の受信信号 $\{r^{(tr)}(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ は次式で表される。

$$r^{(tr)}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(tr)} s(t - \tau_l) + \eta^{(tr)}(t) \quad (2)$$

ここで E_c および T_c はそれぞれ各拡散符号のチップエネルギーおよびチップ長を表しており、 $\lfloor x \rfloor$ は x を超えない最大の整数を表す。 $h_l^{(tr)}$ および τ_l はそれぞれ第 l パスの複素パス利得および遅延時間であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_l^{(tr)}|^2] = 1$ としている。 $\eta^{(tr)}(t)$ は片側電力スペクトル密度を N_0 とする加法性白色ガウス雑音(AWGN)である。

2.2. オーバーラップ FDE

GIを用いない場合、FFTブロックの先頭にIBIが発生してしまう。これに対して、FDE後の残留IBIはFFTブロックの両端に集中する[8]。オーバーラップFDEではこの性質を利用し、FDE後の残留IBIを抑圧できる。図2にオーバーラップFDEの動作を示す。受信チップ系列を M チップごとのブロックに分割し、対象とするブロックを N_c ポイントFFT区間中央に配置してFDEを行う(ただし $M \leq N_c$)。こうして得られたFDE後のチップブロックから、中央 M チップのみを取り出し、次の M チップを等化するためにFFT区間をオーバーラップさせつつFDEを行う。

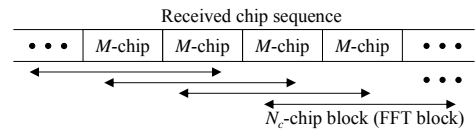


図2 オーバーラップ FDE

2.3. 周波数領域パケット合成

第 tr 回目の再送時の受信チップ系列($t=0\sim N_c-1$)は、次式で表せる。

$$r^{(tr)}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(tr)} s((t - \tau_l) \bmod N_c) + v^{(tr)}(t) + \eta^{(tr)}(t) \quad (3)$$

上式において第1項は希望信号成分であり、第2項は次式で与えられるIBI成分である。

$$v^{(tr)}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(tr)} \{s(t - \tau_l) - s((t - \tau_l) \bmod N_c)\} \times \{u(t) - u(t - \tau_l)\} \quad (4)$$

ただし、 $u(t)$ は単位ステップ関数を表す。

N_c ポイント FFT を用いて、受信チップ系列 $\{r^{(tr)}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ を次式のように周波数領域信号 $\{R^{(tr)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ へと変換する。

$$R^{(tr)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r^{(tr)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) = H^{(tr)}(k)S(k) + N^{(tr)}(k) + \Pi^{(tr)}(k) \quad (5)$$

ここで $S(k)$ は第 k 周波数における送信信号を、 $H^{(tr)}(k)$ 、 $N^{(tr)}(k)$ 、および $\Pi^{(tr)}(k)$ はそれぞれ第 k 周波数における第 tr 回目の送受信時のチャネル利得、IBI 成分、雑音を表しており、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H^{(tr)}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(tr)} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ N^{(tr)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} v^{(tr)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ \Pi^{(tr)}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta^{(tr)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

MMSE 規範に基づき、FDE を行うのと同時に全同一受信信号 ($tr=0 \sim Q-1$) を周波数領域で次式のように合成する。

$$\hat{R}(k) = \sum_{tr=0}^{Q-1} w^{(tr)}(k) R^{(tr)}(k) = \hat{H}(k)S(k) + \hat{N}(k) + \hat{\Pi}(k) \quad (7)$$

ただし、

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = \sum_{tr=0}^{Q-1} w^{(tr)}(k) H^{(tr)}(k) \\ \hat{N}(k) = \sum_{tr=0}^{Q-1} w^{(tr)}(k) N^{(tr)}(k) \\ \hat{\Pi}(k) = \sum_{tr=0}^{Q-1} w^{(tr)}(k) \Pi^{(tr)}(k) \end{cases} \quad (8)$$

である。 $w^{(tr)}(k)$ は $\hat{R}(k)$ と $S(k)$ の平均二乗誤差を最小とする MMSE パケット合成重みであり、次式で与えられる (導出略) [12].

$$w^{(tr)}(k) = \frac{\{H^{(tr)}(k)\}^*}{N_c U \sum_{q=0}^{Q-1} \frac{\sigma_{tr}^2}{\sigma_q^2} |H^{(q)}(k)|^2 + 2\sigma_{tr}^2} \quad (9)$$

ただし、 σ_{tr}^2 および σ_q^2 はそれぞれ、第 tr 回目および第 q 回目の受信時における IBI と雑音の電力和である。

こうして得られた $\hat{R}(k)$ に N_c ポイントの逆 FFT (IFFT) を適用し、時間領域チップ系列へと変換する。その後第 2.2 節で述べたように、IFFT 出力の中央 M チップのみを取り出し、逆スクランブルおよび逆拡散を行うことで軟判定シンボル系列を得る。

2.4. HARQ

得られた軟判定シンボル系列を用いてビット対数尤度比 (LLR) を計算し、ターボ復号を行う。さらに、復号後の情報ビット系列に対して誤り検出を行う。本論文ではパケット合成にチェイス合成を用いているため、受信機でターボ復号ののちに誤りが検出され NACK 信号が送信された場合、送信機は同一符号語を再送する。誤りが検出されなくなると受信機は ACK 信号を送信し、送信機は次の符号語の送信へと移る。なお、本論文では誤り検出は理想としている。

3. 繰り返しパイロットを用いる MMSE チャネル推定 (MMSE-CPACE)

これまで FDE を用いる DS-CDMA を対象とし、MMSE 規範に基づくパイロットチャネル推定 (MMSE-PACE) が提案されていた [15]。しかし文献 [15] による方法は GI の挿入を前提としており、GI 挿入が無い場合には IBI によりチャネル推定精度が大幅に劣化してしまう。そこで筆者らは、 $N_c/2$ 周期のパイロットチップ系列を 2 回繰り返してパイロットブロック $p(t \bmod N_c/2)$, $t=0 \sim N_c-1$ として送信することで、IBI を生じずに高精度なチャネル推定を行えることを示してきた [16]。この方法では前半 $N_c/2$ チップが後半 $N_c/2$ チップのサイクリックプリフィックス (CP) の役割を果たすため、伝搬路の最大遅延時間 τ_{\max} が $N_c/2$ よりも小さければ、IBI を生じることなくチャネル推定を行うことが可能である。また、遅延時間窓関数法の適用と同時に周波数領域補間が行えるため、FDE で必要となる全ての周波数のチャネル利得が推定可能である。さらに、伝搬路の最大遅延時間が既知である場合、パイロットチップブロックの前半部分も用いてチャネル推定精度を高めることができる。以下では、繰り返しパイロットを用いる MMSE チャネル推定 (MMSE-CPACE) について述べる。

3.1. 瞬時チャネル利得推定

第 tr 回目のパケット送信に合わせて送信されるパイロットブロックについて数式表現を示す。時刻 $t=N_c/2 \sim N_c-1$ における受信パイロットブロック $\{r_p^{(tr)}(t); t=N_c/2 \sim N_c-1\}$ は、次式で表される。

$$r_p^{(tr)}(t) = \sqrt{U \frac{2E_c}{T_c}} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{(tr)} p(t \bmod N_c/2) + \eta^{(tr)}(t) \quad (10)$$

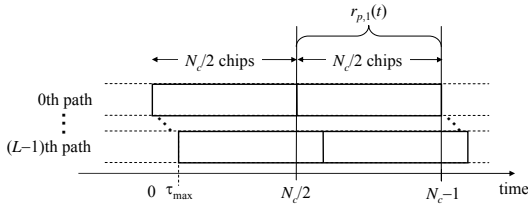


図3 パイロットブロック後半に対する $N_c/2$ ポイント FFT

式(10)に $N_c/2$ ポイントの FFT を適用し、次式のように受信パイロットブロックを周波数領域パイロット信号 $\{R_p^{(tr)}(y); y=0 \sim N_c/2-1\}$ に変換する。

$$R_p^{(tr)}(y) = \sum_{t=0}^{N_c/2-1} r_p^{(tr)}(t - N_c/2) \exp\left(-j2\pi y \frac{t}{N_c/2}\right) \quad (11)$$

$$= \sqrt{U} H^{(tr)}(2y) P(y) + \Pi^{(tr)}(2y)$$

ここで $H^{(tr)}(2y)$ および $\Pi^{(tr)}(2y)$ はそれぞれ偶数周波数成分 $k=2y$ におけるチャネル利得および雑音成分を表す。 $P(y)$ は次式で与えられる。

$$P(y) = \sum_{t=0}^{N_c/2-1} p(t) \exp\left(-j2\pi y \frac{t}{N_c/2}\right) \quad (12)$$

偶数周波数 $k=2y$ におけるチャネル利得 $H^{(tr)}(2y)$ の推定値を $\tilde{H}^{(tr)}(2y)$, $y=0 \sim N_c/2-1$ で表す。ゼロフォーシング(ZF)型のチャネル推定では、 $R_p^{(tr)}(y)$ を $P(y)$ で割ることでチャネル推定値が得られる。しかし、擬似ランダム(PN)系列をパイロット信号に用いた場合、周波数領域でパイロット $P(y)$ が変動するため ZF 型チャネル推定では雑音強調を起こしてしまう。このような雑音強調を抑圧するため、MMSE チャネル推定を用いる[15]。MMSE チャネル推定では、チャネル推定値 $\tilde{H}^{(tr)}(2y)$ と真のチャネル利得 $H^{(tr)}(2y)$ の誤差が最小となる参照信号 $X(y)$ を用いて、チャネル推定値を次式のように得る。

$$\tilde{H}^{(tr)}(2y) = R_p^{(tr)}(y) X(y) \quad (13)$$

ただし、参照信号 $X(y)$ は次式で与えられる。

$$X(y) = \frac{P^*(y)}{\frac{N_c}{2} |P(y)|^2 + \left(U \frac{E_c}{T_c} \frac{1}{\sigma^2}\right)^{-1}} \quad (14)$$

ここで σ^2 は雑音電力である。式(14)で与えられる参照信号を求めるためには受信信号電力および雑音電力の推定が必要であるが、これは文献[15]の方法により容易に推定が可能であるため、本論文では理想推定を仮

定している。

3.2. 雑音低減と周波数領域補間

瞬時チャネル利得推定値は雑音成分を多く含んでいる。これまで、遅延時間窓関数を用いて雑音成分を低減する方法が提案されている[17]。また、パイロット信号を用いて推定されるチャネル利得は偶数周波数成分のみであるため、周波数領域補間により奇数周波数におけるチャネル利得推定値を得なければならない。そこで、遅延時間領域窓関数法により、雑音低減と周波数領域補間を同時に行う。

はじめに $N_c/2$ ポイント IFFT により、チャネル利得推定値 $\{\tilde{H}^{(tr)}(2y); y=0 \sim N_c/2-1\}$ をチャネルインパルス応答推定値 $\{\tilde{h}^{(tr)}(\tau); \tau=0 \sim N_c/2-1\}$ へと次式のように変換する。

$$\tilde{h}^{(tr)}(\tau) = \frac{1}{N_c/2} \sum_{y=0}^{N_c/2-1} \tilde{H}^{(tr)}(2y) \exp\left(j2\pi y \frac{\tau}{N_c/2}\right) \quad (15)$$

真のチャネルインパルス応答が遅延時間領域 $\tau=0 \sim \tau_{max}-1$ のみに存在すると仮定し、式(15)の $\tau=\tau_{max} \sim N_c/2-1$ における成分を 0 で置換する。その後 N_c ポイントの FFT を適用すれば、雑音が低減され、かつ奇数周波数を補間されたチャネル利得推定値 $\{\tilde{H}^{(tr)}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ が得られる。こうして得られる $\tilde{H}^{(tr)}(k)$ は次式のように表せる。

$$\tilde{H}^{(tr)}(k) = \sum_{\tau=0}^{\tau_{max}-1} \tilde{h}^{(tr)}(\tau) \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau}{N_c}\right) \quad (16)$$

$$= \sum_{y=0}^{N_c/2-1} A(k-2y) \tilde{H}^{(tr)}(2y)$$

上式から、IFFT を用いた補間は高次の多項式補間になっていることが分かる。ここで $A(n)$ は補間係数であり、次式で与えられる。

$$A(n) = \frac{1}{N_c} \exp\left(-j\pi(\tau_{max}-1) \frac{n}{N_c}\right) \frac{\sin(\pi\tau_{max} n / N_c)}{\sin(\pi n / N_c)} \quad (17)$$

3.3. チャネル推定精度の改善

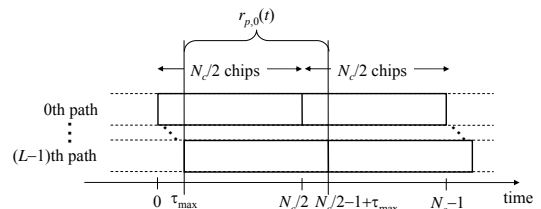


図4 前半のパイロットブロックを用いるチャネル推定の $N_c/2$ ポイント FFT 区間

受信機でチャネルインパルス応答の最大遅延時間 τ_{max} が既知の場合、同様のチャネル推定を IBI を生じ

ることなく受信パイロットブロックの前半部分 $\{r_p(t); t=\tau_{\max} \sim N_c/2-1+\tau_{\max}\}$ に対しても行うことができる。受信パイロットブロックの前半部分に $N_c/2$ ポイントの FFT を適用して得られる周波数成分 $R_{p,0}^{(tr)}(q)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} R_{p,0}^{(tr)}(y) &= \sum_{t=0}^{N_c/2-1} r_{p,0}^{(tr)}(t-\tau_{\max}) \exp\left(-j2\pi y \frac{t}{(N_c/2)}\right) \\ &= \sqrt{U} H^{(tr)}(2y) P(y) \exp\left(j2\pi y \frac{\tau_{\max}}{(N_c/2)}\right) + \Pi_0^{(tr)}(2y) \end{aligned} \quad (18)$$

ここで $\Pi_0^{(tr)}(y)$ は雑音成分である。式(11)~(14)と同様に、 $\{R_{p,0}^{(tr)}(y); y=0 \sim N_c/2-1\}$ を用いて MMSE チャンネル推定を行って、チャンネル利得推定値 $\{\tilde{H}_0^{(tr)}(2y); y=0 \sim N_c/2-1\}$ を得る。また、受信パイロットブロックの後半部分 $\{r_p^{(tr)}(t); t=N_c/2 \sim N_c-1\}$ を用いても同様にチャンネル推定することができる。推定値を $\{\tilde{H}_1^{(tr)}(2y); y=0 \sim N_c/2-1\}$ で表す。両者を平均することで次式のようにチャンネル推定値を得る。

$$\tilde{H}^{(tr)}(2y) = \frac{1}{2} \left\{ \tilde{H}_0^{(tr)}(2y) \exp\left(-j2\pi y \frac{\tau_{\max}}{(N_c/2)}\right) + \tilde{H}_1^{(tr)}(2y) \right\} \quad (19)$$

式(19)で与えられるチャンネル推定値を式(9)のチャンネル利得と置き換えることで、MMSE パケット合成重みを計算する。MMSE パケット合成重みには IBI と雑音の電力和の推定も必要であるが、これは文献[15]の方法で容易に推定できるため、本論文では理想推定とした。

4. 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。チャンネルは $L=16$ パスの周波数選択性チャンネルであり、1 パケット内でフェージングの時間変動は無いものとする。図 5 にパケット構成を示すように、各パケットには N_c チップからなる 1 つのパイロットブロックと $16N_c$ チップからなる DS-CDMA マルチコード信号が時間多重されている。パイロット系列には長周期 PN 系列を用いている。各符号語の情報ビット長は $K=1024$ とし、符号化率は $R=1/2$ または $3/4$ としている。オーバーラップ FDE では $N_c=256$ ポイントの FFT/IFFT を用い、そこから中央 $M=128$ チップを等化出力として取り出すものとする。

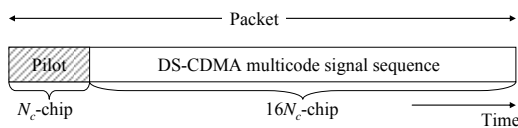


図 5 パケット構成

表 1 シミュレーション条件

Turbo coding	No. of info. bits	1024
	Encoder	(13, 15)RSC
	Coding rate	$R=1/2, 3/4$
	Interleaver	Block
ARQ	Decoder	Log-MAP with 8 iterations
	Combining	Chase
Data modulation	Max. no. of retrans.	100
	QPSK, 16QAM	
DS-CDMA	Spreading factor	$SF=16$
	No. of code mux.	$U=SF$
Channel model	Frequency-selective block Rayleigh	
	No. of paths	$L=16$
	Power delay profile	Uniform
	Time delay	$\tau_l=l, l=0 \sim L-1$
Overlap FDE	Doppler frequency	$f_D=0$
	FFT/IFFT block size	$N_c=256$
	No. of chips to pick up	$M=128$
Channel estimation	Pilot sequence	PN sequence
	Channel gain	MMSE
	SNR	Ideal
	Time delay	Ideal

MMSE-CPACE を用いる DS-CDMA オーバーラップ FDE において、パイロットの前半のみ、そしてパイロットの全体を用いてチャンネル推定を行った場合のスループットの比較を図 6 に示す。MMSE-CPACE では、偶数周波数のチャンネル利得を推定して遅延時間領域窓関数法により奇数周波数のチャンネル利得を補間している。この場合でも伝搬路の最大遅延時間が既知であれば、第 3.3 節のようにしてパイロットブロックほぼ全体を用いてチャンネル推定を行うことが可能であるため、チャンネル推定精度を高めてスループットを向上できる。例えば平均受信 $E_s/N_0=14\text{dB}$ において 16QAM および $R=1/2$ とした場合、パイロット全体を用いることにより、前半のみを用いた場合からスループットをおよそ 4% 程度向上できる。

MMSE-CPACE を用いる DS-CDMA オーバーラップ FDE HARQ のスループット特性を図 7 に示す。比較のため、理想チャンネル推定の場合のスループット特性と、 $N_g=32$ チップの GI を全てのブロックに挿入して従来の FDE を行った場合のスループット特性も示す。なお、MMSE-CPACE ではパイロット全体を用いてチャンネル推定を行うものとし、GI を挿入する従来の FDE では文献[15]の MMSE-PACE を用いてチャンネル推定を行うものとした。MMSE-CPACE を用いるオーバーラップ FDE では、GI の挿入が不要であることから、GI を挿入する従来の FDE と比較して伝送効率が向上する。一方、従来の FDE を用いる場合、想定できる遅延時間の最大値に等しい十分な長さの GI が必要であり、その分スループットが低下してしまう。厳しい周波数選択性環境下でも優れたスループットを得ることができるが、実際の伝搬路環境では遅延時間の最大値は変動する。最大遅延時間が GI の設計値を超えるような場合、従来の FDE を用いるとスループットが大幅に劣化してしまう。このようなときには IBI をキャンセルする信号処理が必要である[18]が、複雑である。

また、図 7 において、従来の FDE では MMSE-PACE

を用いているため、パイロット系列によらず周波数領域で高精度にチャンネル推定を行うことができる。これに対して MMSE-CPACE を用いるオーバーラップ FDE でも、パイロット全体を用いることで MMSE-CPACE と同程度の精度でチャンネル推定が行える。したがって、理想チャンネル推定からのスループットの劣化を小さく留め、同一変調方式および符号化率で比較した場合、従来の FDE よりもほぼ GI 挿入分だけ高いスループットが得られる。

5. まとめ

本報告ではパイロットチャンネル推定を用いる DS-CDMA オーバーラップ FDE HARQ のスループット特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。パイロットブロック内でパイロットチップ系列を 2 回繰り返す MMSE-CPACE を用いることで、IBI を生ずることなく MMSE-CPACE と同様高精度にチャンネル推定が可能であることを示した。また、計算機シミュレーションにより、MMSE-CPACE を用いるオーバーラップ FDE が GI を挿入する従来の FDE よりも優れたスループット特性を示すことを明らかにした。

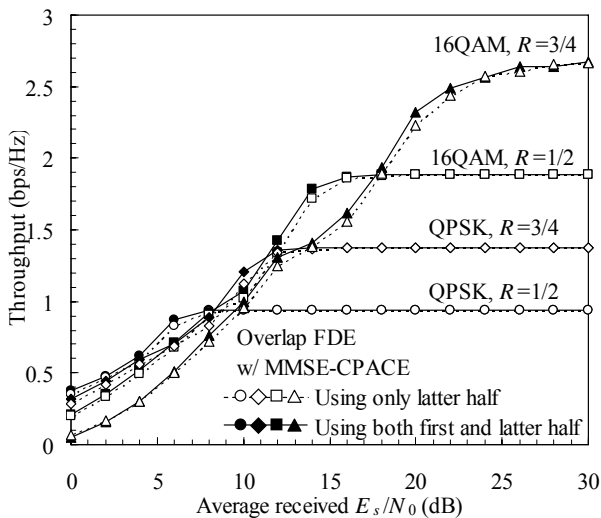


図 6 パイロット全体を用いることによるスループット向上効果

文 献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future-evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, Vol. E84-A, No. 1, pp. 55-60, Jan. 2001.
- [2] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, "Rate compatible punctured turbo (RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ system," Proc. Comm. Theory Mini-conference of GLOVECOM'97, pp. 55-59, Nov. 1997.
- [3] D. Garg and F. Adachi, "Packet Access using DS-CDMA with frequency-domain equalization," IEEE Journal of Select. Areas in Commun., Vol. 24, No. 1, pp. 161-170, Jan. 2006.
- [4] W. C. Jakes, Jr., Ed., Microwave Mobile Communications. New York: Wiley, 1974.
- [5] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next-generation mobile communications systems," IEEE Commun. Mag., Vol. 36, No. 9, pp. 56-59, Sep. 1998.

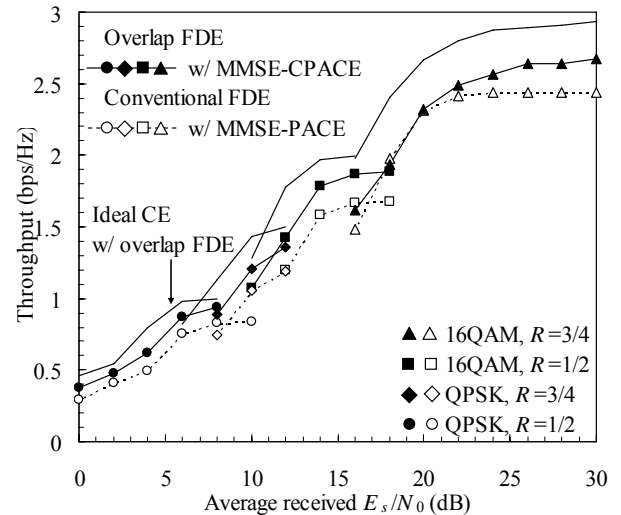


図 7 スループット特性の比較

- [6] 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.
- [7] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," IEEE Wireless Commun., Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [8] I. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral, "Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization," IEEE VTC 2003-fall, pp. 987-991.
- [9] K. Takeda, H. Tomeba, and F. Adachi, "Iterative overlap FDE for DS-CDMA without GI," IEEE 64th VTC, Montreal, Quebec, Canada, Sept. 2006.
- [10] H. Tomeba, K. Takeda, and F. Adachi, "Overlap MMSE-frequency-domain equalization for multi-carrier signal transmissions," 9th IEEE International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), San Diego, U.S.A., Sept. 2006.
- [11] Kazuki Takeda, H. Tomeba, Kazuaki Takeda and F. Adachi, "Throughput of DS-CDMA HARQ with overlap frequency-domain equalization," 10th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2006), Singapore, 30 Oct. -1 Nov. 2006.
- [12] Kazuki Takeda, H. Tomeba, Kazuaki Takeda, and F. Adachi, "DS-CDMA HARQ with Overlap FDE," IEICE Trans. on Commun., Vol. E90-B No.11, pp. 3189-3196, Nov. 2007.
- [13] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding; Turbo-codes.1," IEEE International Conference on Communications (ICC), Vol. 2, pp. 1064-1070, Switzerland, May, 1993.
- [14] D. Chase, "Code combining-A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," IEEE Trans., Commun., Vol. 33, No. 5, pp. 385-393, May 1985.
- [15] K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain MMSE channel estimation for frequency-domain equalization of DS-CDMA signals," IEICE Trans. Commun., Vol. E90-B, No. 7, pp. 1746-1753, July 2007.
- [16] Kazuki Takeda, H. Tomeba, Kazuaki Takeda, and F. Adachi, "Pilot-assisted channel estimation for overlap FDE of DS-CDMA signals," 10th IEEE WPMC, India, Dec. 2007.
- [17] J. J. de Beek, O. Edfors, M. Sandell, S. K. Wilson, and P. O. Borjesson, "On channel estimation in OFDM systems," IEEE VTC'95, Vol. 2, pp. 815-819, July 1995.
- [18] K. Hayashi and H. Sakai, "A subtractive interference cancellation scheme for single carrier block transmission with insufficient cyclic prefix," 8th IEEE WPMC, Vol. 1, pp. 706-710, Sept. 2005.