

# ICI キャンセラを用いるターボ符号化 MC-CDMA における 判定帰還チャネル推定

油井 辰憲<sup>†</sup> 留場 宏道<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup> {yui, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**あらまし** 高速パケットアクセスが要求される次世代移動無線通信の伝送方式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。ハイブリッド自動再送要求(HARQ)と MC-CDMA を併用すれば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スループット特性を得ることができるものの、マルチコード MC-CDMA では残留コード間干渉(ICI)によって OFDM よりもスループット特性が劣化してしまう。筆者らはこれまで、残留 ICI を低減する周波数領域適応干渉キャンセラ(FDAIC)を提案し、FDAIC を MC-CDMA に適用すれば OFDM よりも優れたスループット特性が得られることを明らかにした。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おり、チャネル推定を行ったときのスループット特性については未検討であった。そこで本論文では、FDAIC を用いるターボ符号化マルチコード MC-CDMA HARQ を対象として、判定帰還チャネル推定を適用したときのスループット特性を計算機シミュレーションによって求め、OFDM との比較を行っている。

**キーワード** MC-CDMA, 周波数領域適応干渉キャンセラ, HARQ, 判定帰還チャネル推定

## Decision-feedback channel estimation for turbo-coded MC-CDMA with ICI cancellation

Tatsunori YUI<sup>†</sup> Hiromichi TOMEBA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

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: <sup>†</sup> {yui, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** Multicarrier code division multiple access (MC-CDMA) has been attracting much attention as a transmission technique in the next generation mobile communications. MC-CDMA HARQ can provide a good throughput performance in a severe frequency-selective fading channel. However, the throughput performance of MC-CDMA HARQ degrades due to the residual inter-code interference (ICI) and is worse than that of OFDM. Recently, we proposed frequency-domain adaptive interference cancellation (FDAIC) to reduce the residual ICI and evaluated the achievable throughput performance assuming ideal channel estimation. So far, the throughput performance with a practical channel estimation hasn't been examined. In this paper, assuming decision-feedback channel estimation, we evaluate by computer simulation the throughput performance of turbo-coded MC-CDMA HARQ with FDAIC and compare MC-CDMA with OFDM.

**Keyword** MC-CDMA, FDAIC, HARQ, decision-feedback channel estimation

### 1. まえがき

100Mbps を超える高速伝送が要求される次世代の移動無線通信では高速パケットアクセスが主流になると予測されており、有望なパケット伝送技術として誤り訂正符号と自動再送要求を組み合わせたハイブリッド自動再送要求(HARQ)が検討されている[1,2]。ところで、高速移動無線伝搬路は異なる遅延時間を有する複数の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となるため、シングルキャリア伝送では符号間干渉によって伝送特性が大幅に劣化する[3,4]。そこで最近では、多数の直交サブキャリアを用いて並列伝送する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[5,6]。HARQ と MC-CDMA を併用すれば周波数選択性フェージング環境下においても優れたスループット特性が得られるものの、マルチコード

MC-CDMA では残留コード間干渉(ICI)によって直交周波数分割多重(OFDM)よりもスループット特性が劣化してしまう[2]。筆者らはこれまで、周波数領域適応干渉キャンセラ(FDAIC)[7]を MC-CDMA に適用すれば、残留 ICI を低減しつつ大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるためにスループット特性を大幅に改善でき、理想チャネル推定を仮定したとき、OFDM 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[8,9]。しかし、FDAIC では高精度の周波数領域チャネル推定が必要不可欠であり、チャネル推定誤差がある場合は特性が劣化する[10]。そこで本論文では、チャネル推定を行ったときの FDAIC を用いるターボ符号化マルチコード MC-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って求め、ターボ符号化 OFDM HARQ との比較を行っている。チャネル推定としては、

時間多重パイロット[11]を用いる判定帰還チャネル推定[10,12,13]を本論文では使用する。

本論文は以下のような構成になっている。第2章ではFDAICを用いるターボ符号化MC-CDMA HARQ伝送系について述べ、第3章では判定帰還チャネル推定について述べている。第4章では計算機シミュレーションにより、FDAICを用いるターボ符号化MC-CDMAに判定帰還チャネル推定を適用したときの平均BER特性および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. 信号伝送系

図1にFDAICを用いるターボ符号化MC-CDMA HARQ伝送系の構成を示す。本論文ではパケット合成としてチェイス合成[14]を使用する。送信側では、送信情報ビット系列を符号化率 $R=1/3$ のターボ符号を用いて符号化した後、パンクチャおよびチャネルインターリーブして得られた符号語をバッファに保存する。続いてデータシンボルに変換(データ変調)し、直並列(S/P)変換によって $C$ 個の並列系列を得る。 $C$ 個のデータシンボル系列それぞれを直交拡散符号 $c_c(t)$ ( $c=0\sim C-1$ )を用いて拡散しコード多重した後、スクランブル符号 $c_{scr}(t)$ を乗算する。その後、 $N_c$ ポイント逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用してMC-CDMAシンボルを生成し、後尾 $N_g$ シンボルをコピーしてシンボル先頭のガードインターバル(GI)に挿入する。そして図2のように $M-1$ 個のMC-CDMAシンボルの先頭にチャネル推定のためのパイロットシンボルを挿入して送信する。ただし、1符号語は1MC-CDMAシンボルに収まるものとしている(1回の送信につき $M-1$ 個の符号語が送信される)。受信側ではそれぞれのMC-CDMAシンボルに対し、GIを除去した後 $N_c$ ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用する。そして最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を行い、すでに受信されている同一符号語が存在するMC-CDMAシンボルについてパケット合成した後、ICIキャンセルを行う。次いで逆拡散により得た軟判定値系列を用いてLLRを求め、MAP復号を行う。さらにMAP復号器出力LLRから軟判定シンボルレプリカを求め、これを再拡散して得られる送信信号レプリカを用いてMMSE重みおよびICIレプリカを生成し、次のMMSE-FDE、パケット合成およびICIキャンセルを行う。この処理を十分な回数だけ繰り返した後、MAP復号器出力LLRを2値判定して受信データ系列を得る。そして、誤り情報を送信機にフィードバックし、誤りが検出されたMC-CDMAシンボルについては再び同じ符号語、検出されなかったMC-CDMAシンボルについては新しい符号語を送信する。ただし、誤り検出および誤り情報のフィードバックは理想的に行われるものとした。

### 2.1. 送信信号

フレーム内の第 $m$ MC-CDMAシンボル $s_m(t)$ の等価低域表現は次式のように表される。

$$s_m(t) = \sqrt{\frac{2P}{N_c SF}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S_m(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \quad (1)$$

ここで $N_c$ はFFTポイント数、 $P$ は1データシンボルあたりの送信電力、 $SF$ は拡散率である。また $S_m(k)$ は信号成分であり、次式で表される。

$$S_m(k) = \sum_{c=0}^{C-1} d_{m,c}(\lfloor k/SF \rfloor) c_c(k \bmod SF) c_{scr}(k) \quad (2)$$

ただし $C$ はコード多重数、 $d_{m,c}(n)$ は第 $c$ コードのデータシンボルである。

### 2.2. MMSE-FDE およびパケット合成

同一符号語が合計 $Q$ 回(インデックス $q=0\sim Q-1$ )受信されたものとする。受信された第 $m$ ( $=1\sim M-1$ )MC-CDMAシンボル $r_m^{(q)}(t)$ の第 $k$ 周波数成分 $R_m^{(q)}(k)$ は次式で表せる。

$$\begin{aligned} R_m^{(q)}(k) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r_m^{(q)}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{\frac{2P}{SF}} H_m^{(q)}(k) S_m(k) + \Pi_m^{(q)}(k) \end{aligned} \quad (3)$$

ここで $H_m^{(q)}(k)$ および $\Pi_m^{(q)}(k)$ はそれぞれ第 $m$ MC-CDMAシンボル時点(以降、単に第 $m$ 時点と呼ぶ)のチャネル利得および平均0で分散 $2\sigma^2$ の雑音成分である。

受信信号に対し、第 $i$ ( $=0\sim I-1$ )回目のMMSE-FDEおよびパケット合成を次式のように行う[2,14]。

$$R_{m,i}^{(Q-1)}(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} w_{m,i}^{(q)}(k) R_m^{(q)}(k) \quad (4)$$

$w_{m,i}^{(q)}(k)$ は残留ICIを考慮したMMSE重みであり、次式で与えられる[7-9]。

$$\begin{cases} w_{m,i}^{(q)}(k) = \frac{\sqrt{2PH_m^{*(q)}(k)}}{\frac{1}{SF} \sum_{q=0}^{Q-1} \left| \sqrt{2PH_m^{(q)}(k)} \right|^2 \sum_{c=0}^{C-1} \rho_{m,c,i-1}^{(Q-1)}(\lfloor k/SF \rfloor) + 2\sigma^2} \\ \rho_{m,c,i-1}^{(Q-1)}(n) = \left| \bar{d}_{m,c,i-1}^{(Q-1)}(n) \right|^2 - \left| \tilde{d}_{m,c,i-1}^{(Q-1)}(n) \right|^2 \end{cases} \quad (5)$$

ただし $\rho_{m,c,i-1}^{(Q-1)}(n)=1$ であり、 $\bar{d}_{m,c,i-1}^{(Q-1)}(n)$ および $\tilde{d}_{m,c,i-1}^{(Q-1)}(n)$ はそれぞれ第 $i-1$ 回目のFDAIC繰り返し処理により得られる硬判定シンボルレプリカおよび軟判定シンボルレプリカである。

### 2.3. ICI キャンセル

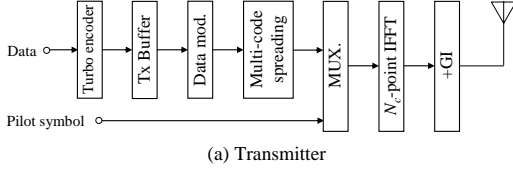
第 $i$ 回目のMMSE-FDEおよびパケット合成後の受信信号 $R_{m,i}^{(Q-1)}(k)$ に対し、第 $i$ 回目のICIキャンセルを次式のように行う[7-9]。

$$\hat{R}_{m,i}^{(Q-1)}(k) = R_{m,i}^{(Q-1)}(k) - M_{m,i}^{(Q-1)}(k) \quad (6)$$

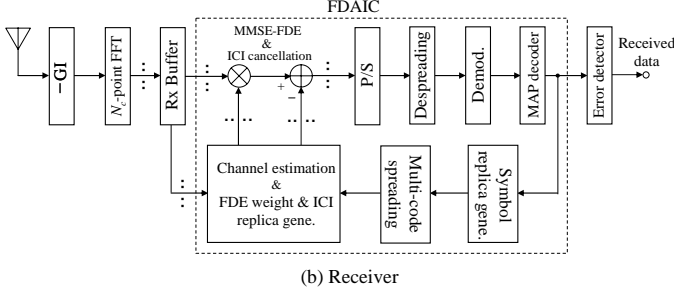
ここで $M_{m,i}^{(Q-1)}(k)$ はICIレプリカであり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} M_{m,i}^{(Q-1)}(k) = \frac{1}{\sqrt{SF}} \left\{ H_{m,i}^{(Q-1)}(k) - \frac{1}{SF} \sum_{k'=\lfloor k/SF \rfloor/SF}^{\lfloor (k/SF)+1 \rfloor/SF-1} H_{m,i}^{(Q-1)}(k') \right\} \tilde{S}_{m,i-1}^{(Q-1)}(k) \\ H_{m,i}^{(Q-1)}(k) = \sum_{q=0}^{Q-1} \left\{ w_{m,i}^{(q)}(k) \cdot \sqrt{2PH_m^{(q)}(k)} \right\} \end{cases} \quad (7)$$

ただし $\tilde{S}_{m,i-1}^{(Q-1)}(k)$ は第 $i-1$ 回目の繰り返し処理により得られる軟判定シンボルレプリカ $\tilde{d}_{m,c,i-1}^{(Q-1)}(n)$ を式(2)の $d_{m,c}(n)$ に代入することで得られる送信信号レプリカ(ただし $\tilde{S}_{m,i-1}^{(Q-1)}(k)=0$ )であり、これが完全である( $\tilde{S}_{m,i-1}^{(Q-1)}(k)=S_m(k)$ )とき残留ICIを完全に抑圧できる。



(a) Transmitter



(b) Receiver

図1 ターボ符号化 MC-CDMA HARQ 伝送系

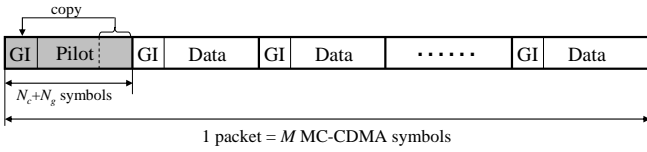


図2 送信パケットの構成

### 3. 判定帰還チャネル推定

FDAICでは $\sqrt{2PH_m(k)}$ および $2\sigma^2$ の推定値が必要である。これまで筆者らは、マルチコードMC-CDMAにおいてもチャネル変動に追従したチャネル推定を行うことができる判定帰還チャネル推定について検討してきた[10,13]。判定帰還チャネル推定では、パイロットMC-CDMAシンボルが受信されたとき( $m=0$ )はパイロットチャネル推定、データMC-CDMAシンボルが受信されたとき( $m \geq 1$ )はMMSEチャネル推定[12]により各MC-CDMAシンボル時点の瞬時チャネル推定値を求めた後、時間領域フィルタリングによりチャネル推定精度の向上を行う。

#### 3.1. 瞬時チャネル推定

$m=0$ はパイロットMC-CDMAシンボルを表す。一般性を失うことなく $S_0(k) = \pm 1 + j0$ とすれば、 $\sqrt{2PH_0(k)}$ の推定値 $\tilde{H}_0(k)$ は次式のように表せる。

$$\tilde{H}_0(k) = R_0(k) \frac{S_0^*(k)}{|S_0(k)|^2} = \sqrt{2PH_0(k)} + \frac{\Pi_0(k)S_0^*(k)}{|S_0(k)|^2} \quad (8)$$

ただし $R_0(k) = (\sqrt{2PH_0(k)}S_0(k) + \Pi_0(k))$ は受信パイロットMC-CDMAシンボルの第 $k$ 周波数成分である。続いて $\tilde{H}_0(k)$ に遅延時間領域窓関数を適用し、式(8)第2項の雑音成分の低減およびFDAICで必要となる $2\sigma^2$ 、後述するMMSEチャネル推定で必要となる $P/\sigma^2$ の推定を行う[12]。

$m \geq 1$ のときには、送信信号レプリカをパイロット信号とみなして瞬時チャネル推定を行う。送信信号レプリカとしては第 $I-1$ 回目のFDAIC繰り返し処理により得られる $\tilde{S}_{m,I-1}(k)$ を用いるものとする。フレーム内の第 $m$ 時点におけるチャネル推定値 $\tilde{H}_m(k)$ は次式により得られる。

$$\tilde{H}_m(k) = R_m(k)X_m(k) \quad (9)$$

ここで $X_m(k)$ は $R_m(k)$ から変調を取り除くための参照信号であり、 $X_m(k) = \sqrt{SF}\tilde{S}_{m,I-1}^*(k)/|\tilde{S}_{m,I-1}(k)|^2$ とすれば $\tilde{H}_m(k)$ は次式ようになる。

$$\tilde{H}_m(k) = \sqrt{2PH_m(k)} \frac{S_m(k)\tilde{S}_{m,I-1}^*(k)}{|\tilde{S}_{m,I-1}(k)|^2} + \Pi_m(k) \frac{\sqrt{SF}\tilde{S}_{m,I-1}^*(k)}{|\tilde{S}_{m,I-1}(k)|^2} \quad (10)$$

マルチコードMC-CDMAでは周波数領域でコード多重するため、 $|\tilde{S}_{m,I-1}(k)|^2$ が周波数に対して一定にならず大きく変動する。したがって $|\tilde{S}_{m,I-1}(k)|^2$ が小さい場合、式(10)において雑音強調が発生し、チャネル推定精度が劣化してしまう。そこで、チャネル推定値と真のチャネル利得との平均二乗誤差を最小にするMMSEチャネル推定を用いる。誤差関数 $e_m(k)$ を次式のように定義する。

$$e_m(k) = R_m(k)X_m(k) - \sqrt{2PH_m(k)} \quad (11)$$

$\partial E[|e_m(k)|^2]/\partial X_m(k) = 0$ より、 $E[|e_m(k)|^2]$ を最小にする $X_m(k)$ を求めると次式ようになる。

$$X_m(k) = \frac{\sqrt{SF}\tilde{S}_{m,I-1}^*(k)}{|\tilde{S}_{m,I-1}(k)|^2 + \left(\frac{1}{SF} \frac{P}{\sigma^2}\right)^{-1}} \quad (12)$$

式(12)の $X_m(k)$ を式(9)に代入することで、雑音強調を抑圧したチャネル推定値 $\tilde{H}_m(k)$ が得られる。 $\tilde{H}_m(k)$ についても $\tilde{H}_0(k)$ の場合と同様に、遅延時間領域窓関数により雑音低減を行う。

#### 3.2. 時間領域フィルタリング

$\tilde{H}_0(k)$ には雑音成分が、 $\tilde{H}_m(k)$  ( $m \geq 1$ )には雑音成分と $\tilde{S}_{m,I-1}(k)$ の判定誤りとの和が含まれるため、チャネル推定精度が劣化してしまう。そこでチャネル推定精度を高めるために、忘却係数 $\beta$ の1次IIRフィルタ[15]を用いてチャネル推定値のフィルタリングを行う。第 $m$ 時点におけるチャネル推定値を $\bar{H}_m(k)$ とすると、更新式は次式で表される。

$$\bar{H}_m(k) = \begin{cases} \tilde{H}_0(k) & (m=1) \\ (1-\beta)\bar{H}_{m-1}(k) + \beta\tilde{H}_{m-1}(k) & (m \geq 2) \end{cases} \quad (13)$$

ただし $0 \leq \beta \leq 1$ であり、 $\beta=0$ は $\tilde{H}_0(k)$ のみを使用する、パイロットチャネル推定に相当する。 $\beta=1$ のとき、式(13)は $\bar{H}_m(k) = \tilde{H}_{m-1}(k)$ となり、チャネル変動への追従能力に優れるフィルタリングとなる。一方、 $\beta$ を小さくするとチャネル変動への追従能力は小さくなってしまふものの、より多くのチャネル推定値を平均化することになるため雑音低減能力が向上する。すなわち、忘却係数 $\beta$ にはチャネルの状態に応じて最適値が存在する。本論文では、逐次最小二乗(RLS)アルゴリズム[15]を用いて忘却係数 $\beta$ の最適化を行う。

#### 3.3. RLS アルゴリズムによる $\beta$ の最適化

第 $m$ 時点における評価関数 $J_m(k)$ を、 $\bar{H}_m(k)$ のチャネル推定誤差の指数重み付き二乗和として次式のように定義する[15,16]。

$$J_m(k) = \sum_{m'=1}^{m-1} \lambda^{m-m'} |\tilde{H}_{m'}(k) - \bar{H}_{m'}(k)|^2 \quad (14)$$

ただし $\lambda$ は推定パラメータ $\beta$ の時間変動に追従するための忘却係数であり、 $0 < \lambda \leq 1$ である。式(13)を式(14)に代入し、 $\partial E[|J_m(k)|^2]/\partial \beta = 0$ より評価関数 $J_m(k)$ を最小にする $\beta$ を求めると、次式のようになる。

$$\beta = \frac{\sum_{m=2}^{m-1} \lambda^{m-m'-1} \operatorname{Re} \left[ \left\{ \tilde{H}_{m'}(k) - \bar{H}_{m'-1}(k) \right\} \left\{ \tilde{H}_{m'-1}(k) - \bar{H}_{m'-1}(k) \right\}^* \right]}{\sum_{m'=2}^{m-1} \lambda^{m-m'-1} \left| \tilde{H}_{m'-1}(k) - \bar{H}_{m'-1}(k) \right|^2} \quad (15)$$

式(15)は第 $m$ 時点における第 $k$ 周波数成分の $\beta$ を表しているから、 $\beta$ を $\beta_m(k)$ で置き換え、式変形すると次式で表される逐次計算アルゴリズムが得られる[16]。

$$\begin{cases} \beta_m(k) = \frac{\Theta_m(k)}{\Omega_m(k)} \\ \Theta_m(k) = \lambda \Theta_{m-1}(k) + \operatorname{Re} \left[ A_{m-1}(k) B_{m-1}^*(k) \right] \\ \Omega_m(k) = \lambda \Omega_{m-1}(k) + |B_{m-1}(k)|^2 \\ A_{m-1}(k) = \tilde{H}_{m-1}(k) - \bar{H}_{m-2}(k) \\ B_{m-1}(k) = \tilde{H}_{m-2}(k) - \bar{H}_{m-2}(k) \end{cases} \quad (16)$$

ただし $m \geq 3$ であり、 $\Theta_2(k) = 0$ かつ $\Omega_2(k) = \varepsilon$ (十分小さな正数)である。最後に $\beta_m(k)$ を全周波数にわたって平均化し、第 $m$ 時点で用いる忘却係数 $\beta_m$ を次式のように得る。

$$\beta_m = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \beta_m(k) \quad (17)$$

表 1 計算機シミュレーション条件

|                      | Modulation          | QPSK, 16QAM                               |
|----------------------|---------------------|---|
|                      | Transmitter         | Number of FFT points                      |
| GI length            |                     | $N_g = 32$                                |
| Spreading sequence   |                     | Product of Walsh Sequence and PN sequence |
| Spreading factor     |                     | $SF = 256$                                |
| Code multiplex order |                     | $C = 256$                                 |
| Channel              | Fading              | Frequency-selective block Rayleigh fading |
|                      | Power delay profile | $L=16$ -path uniform power delay profile  |
|                      | Time delay          | $\tau_l = l, l = 0 \sim 15$               |
| Receiver             | Channel estimation  | Decision-feedback CE                      |
|                      | ICI cancellation    | $I = 8$ iterations                        |
| Turbo coding         | Encoder             | Two (13,15) RSC encoders                  |
|                      | Decoder             | Log-MAP decoding                          |
|                      | Code rate           | $R = 1/2, 3/4, 8/9$                       |
|                      | Channel interleaver | Block                                     |

表 2 パンクチャパターン

|           |   |
|-----------|---|
| $R = 1/2$ | $\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$   |
| $R = 3/4$ | $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$   |
| $R = 8/9$ | $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$ |

## 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。変調方式を QPSK および 16QAM, FFT ポイント数  $N_c=256$ , ガードインターバル  $N_g=32$  を仮定した。符号系列長は QPSK 変調のとき 512 ビット, 16QAM 変調のとき 1024 ビットとし、2つの(13,15)再帰的組織畳込み(RSC)符号器により生成される符号化率  $R=1/3$  のターボ符号をパンクチャして得られる  $R=1/2, 3/4, 8/9$  のターボ符号化系列を用いている。フェージングチャネルは一様電力遅延プロファイルを有する  $L=16$  個の独立なパスから構成される、正規化ドップラー周波数  $f_D T_{blk} = 0.001, 0.005$  ( $T_{blk} = (N_c + N_g) T_c$ ,  $T_c$  は FFT サンプリグ間隔) のブロックフェージングを仮定している ( $f_D T_{blk} = 0.001$  (0.005) は、搬送波周波数 5GHz,  $1/T_c = 100$  Msps において時速 75(375)km/h に相当)。パケット長を  $M=64$  とし、63 MC-CDMA シンボル毎にパイロットシンボルを送信する。また 1 パケット内ではチャネルの統計的性質が変化しないと仮定し、RLS アルゴリズムの忘却係数を  $\lambda=1.0$  とした。FDAIC の繰り返し回数は  $I=8$  回とし、1 繰り返しあたり MAP 復号を 1 回行う。OFDM では公平性を保つために MAP 復号の反復回数を 8 回とした。

### 4.1. 平均 BER 特性

図 3 に FDAIC を用いるターボ符号化 MC-CDMA に判定帰還チャネル推定を適用したときの平均 BER 特性を示す。チャネル推定の比較対象として、線形補間チャネル推定を適用したときの平均 BER 特性も同図に示している。横軸は正規化ドップラー周波数  $f_D T_{blk}$  である。 $f_D T_{blk}$  が小さい領域では、判定帰還チャネル推定の忘却係数  $\beta$  が小さいほど優れた平均 BER 特性が得られることがわかる。これは  $\beta$  が小さいほどチャネル推定値の平均化効果が大きくなり、雑音の影響をより低減できるためである。一方、 $f_D T_{blk}$  が大きい領域では、 $\beta$  が小さいとチャネル変動へ追従できなくなるため平均 BER 特性は劣化し、 $f_D T_{blk}$  が増大するにつれて  $\beta$  の最適値も大きくなっていくことがわかる。図 3 より、判定帰還チャネル推定に RLS アルゴリズムを適用することで  $\beta$  が常に最適化され、判定帰還チャネル推定を適用したときの平均 BER を任意の  $f_D T_{blk}$  に対して最小にできることがわかる。また、RLS アルゴリズムを用いる判定帰還チャネル推定を MC-CDMA に適用したとき、線形補間チャネル推定を用いる場合よりも優れた平均 BER 特性が達成できることが確認できる。

ターボ符号化 OFDM との比較を図 4 に示す。横軸は 1 ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度  $E_b/N_0$  である。FDAIC を MC-CDMA に適用することで残留 ICI を低減しつつ大きな周波数ダイバシティ効果を得ることができるため、チャネル推定誤差を含めた場合においても MC-CDMA の平均 BER 特性を大幅に改善できることが確認できる。BER= $10^{-5}$  を達成する所要  $E_b/N_0$  を比較すると、 $R=1/2$  では約 1.2dB,  $R=3/4$  では約 1.8dB,  $R=8/9$  では約 2.8dB だけ MC-CDMA の平均 BER 特性を改善できることがわかる。また、FDAIC を用いる MC-CDMA と OFDM の平均 BER 特性を比較すると、 $R=1/2$  で同等、 $R=3/4(8/9)$  においては約 2.6(7.6)dB だけ FDAIC を用いる MC-CDMA が優れた平均 BER 特性を示すことがわかる。

### 4.2. スループット特性

FDAIC を用いるターボ符号化 MC-CDMA HARQ に判定帰還チャンネル推定を適用したときのスループット特性を図 5 に示す。横軸は 1 シンボルあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度  $E_s/N_0$  である。 $\beta=0$  のとき、チャンネル推定値はチャンネル変動に追従できないため  $f_D T_{blk}$  が大きくなるにつれてスループット特性が大幅に劣化してしまうが、RLS アルゴリズムを用いる判定帰還チャンネル推定を適用した MC-CDMA では優れたスループット特性が得られることがわかる。同一のスループットを満たす所要  $E_s/N_0$  の理想チャンネル推定からの劣化は、QPSK 変調のとき  $f_D T_{blk} \leq 0.005$  において約 1.0dB、16QAM 変調のとき  $f_D T_{blk} \leq 0.001$

において約 1.0dB である(それぞれパイロット挿入損 0.07dB を含む)。

図 6 にターボ符号化 OFDM HARQ との比較を示す。FDAIC を MC-CDMA に適用することで MC-CDMA のスループット特性を大幅に改善することができ、チャンネル推定誤差を含めた場合でも  $R=1/2$  で OFDM と同等、 $R=3/4, 8/9$  においては OFDM よりも優れたスループット特性が得られることがわかる。 $R=3/4(8/9)$  において同一のスループットを満たす所要  $E_s/N_0$  を比較すると、QPSK 変調のとき約 2.0(5.0)dB、16QAM 変調のとき約 0.6(3.5)dB だけ FDAIC を用いる MC-CDMA が OFDM よりも優れていることがわかる。

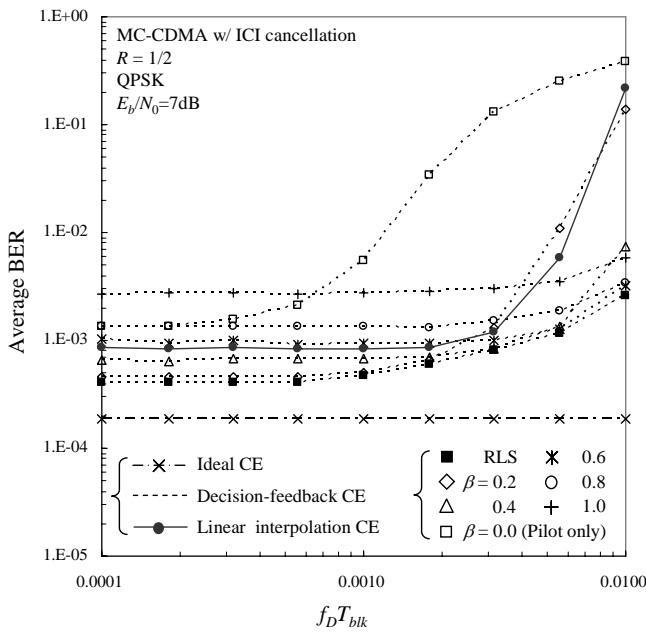
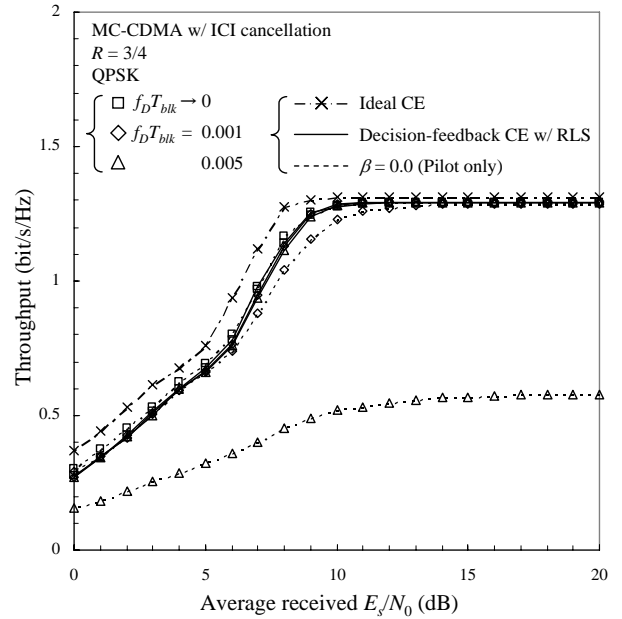


図 3 ドップラー周波数の影響



(a) QPSK

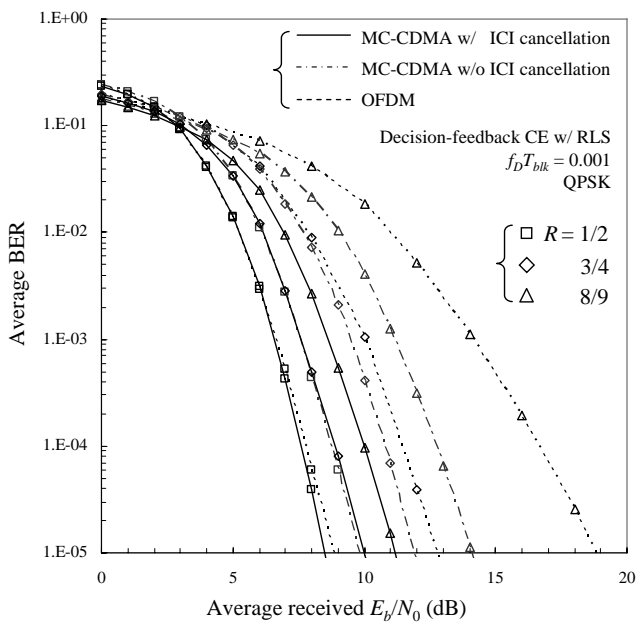
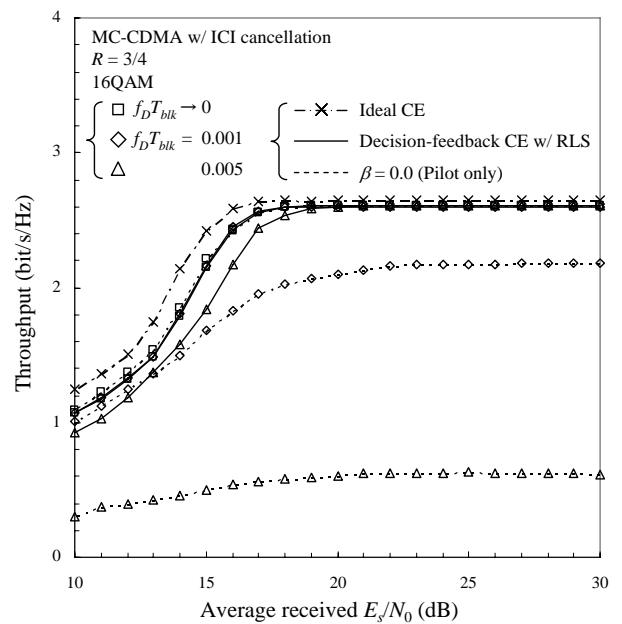
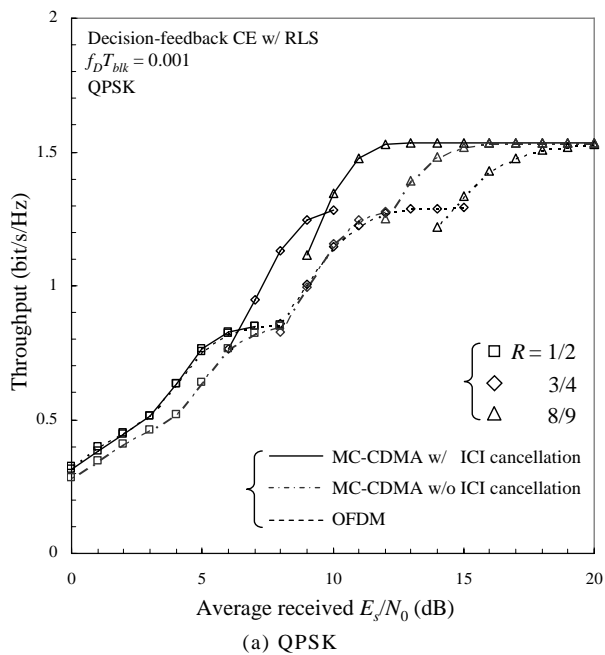


図 4 OFDM との比較 (平均 BER 特性)

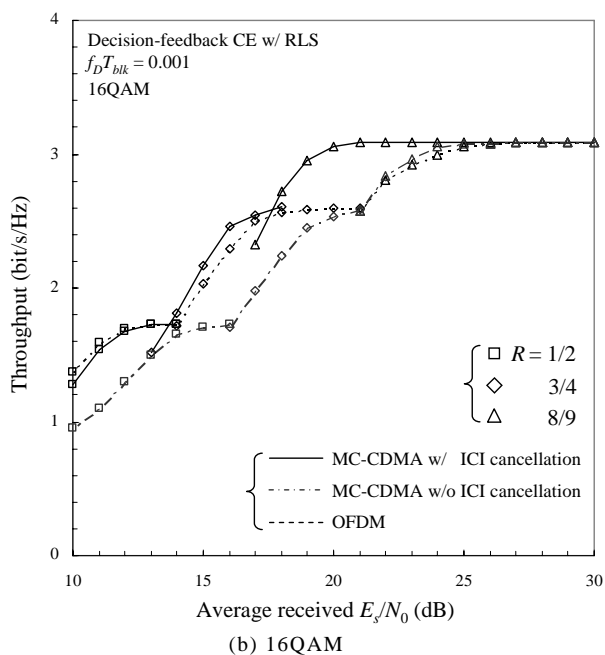


(b) 16QAM

図 5 FDAIC を用いる MC-CDMA のスループット特性



(a) QPSK



(b) 16QAM

図6 OFDM との比較 (スループット特性)

## 5. むすび

本論文では、FDAIC を用いるターボ符号化 MC-CDMA に判定帰還チャンネル推定を適用したとき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、OFDM との比較を行った。判定帰還チャンネル推定の忘却係数  $\beta$  を RLS アルゴリズムにより最適化することにより、QPSK 変調のとき  $f_D T_{blk} \leq 0.005$  において理想チャンネル推定からのスループットの劣化を約 1.0dB に抑えることができる。また、16QAM 変調のときは  $f_D T_{blk} \leq 0.001$  において理想チャンネル推定からのスループットの劣化を約 1.0dB に抑えられることを明らかにした。FDAIC を用いる MC-CDMA は、チャンネル推定誤差を含めた場合でも  $R=1/2$  において OFDM と同等、 $R=3/4$ ,

8/9 では OFDM よりも優れたスループット特性が得られることを明らかにした。

## 参考文献

- [1] D.N.Rowitch and L.B.Milstein, "Rate compatible punctured turbo(RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ system," Proc. GLOVECOM'97, pp.55-59, Mar.2003.
- [2] D.Garg and F.Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-CDMA with frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., Vol.E88-B, No.2, pp.664-677, Feb.2005.
- [3] W.C.,Jakes Jr,Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [4] J.G.Proakis, *Digital commun.*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [5] S.Hara and R.Prasad, "Overview of multicarrier CDM," IEEE Commun.Mag., Vol.35, No.12, pp.126-133, Dec.1997.
- [6] S.Hara and R.Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," IEEE Trans. Vehi. Tech., Vol.48, No.5, pp.1584-1595, Sep., 1999.
- [7] 石原, 武田, 安達, "マルチコード CDMA 伝送における周波数領域適応干渉キャンセラ," 信学技報, RCS2005-107, pp.1-6, 2005 年 11 月.
- [8] 福田, 中島, 安達, "適応変調とキャンセラを用いる LDPC 符号化 MC-CDMA のスループット特性," 信学技報, RCS2006-74, pp.91-96, 2006 年 7 月.
- [9] 福田, 中島, 安達, "ICI キャンセルとターボ等化を用いた LDPC 符号化 MC-CDMA HARQ のスループット特性," 信学技報, RCS2006-166, pp.53-58, 2006 年 11 月.
- [10] 油井, 福田, 中島, 安達, "ICI キャンセラを用いるターボ符号化 MC-CDMA におけるパイロットチャンネル推定," 信学技報, RCS2006-248, pp.53-56, 2007 年 3 月.
- [11] J.K.Cavers, "An analysis of pilot-assisted modulation for Rayleigh fading channels," IEEE Trans.Veh.Tech., Vol.40, No.4, pp.686-693, Nov.1991.
- [12] K.Takeda and F.Adachi, "SNR estimation for pilot-assisted frequency-domain MMSE channel estimation," Proc. IEEE VTS APWCS, Hokkaido University, Japan, 4-5 Aug 2005.
- [13] 油井, 福田, 中島, 安達, "判定帰還パイロットチャンネル推定を用いるマルチコード MC-CDMA の誤り率特性," 信学会総合大会, B-5-40, pp.454, 2007 年 3 月.
- [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] S.Haykin, *Adaptive filter theory*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1991.
- [16] L.Liu and F.Adachi, "Adaptive decision feedback channel estimation with periodic phase correction for frequency-domain equalization in DS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., Vol.E90-B, No.8, pp.1997-2005, Aug.2007.