

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

福田 郁[†] 中島 昭範[†] 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 宮城県仙台市青葉区荒巻 6-6-05

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

あらまし 次世代の移動無線通信では高速パケットアクセス技術が求められている。アクセス技術としてマルチキャリア CDMA (MC-CDMA)が注目されている。そして、高速パケット伝送技術として自動再送要求(ARQ)に誤り訂正符号化を組み合わせた Hybrid ARQ(HARQ)が検討されている。特に HARQ type II では良好なスループット特性が期待できる。最近、誤り訂正符号として比較的少ない復号演算量で強力な誤り訂正能力を有する LDPC 符号の研究が盛んに行われている。LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA のスループット特性は直交拡散コード間のコード間干渉(ICI)により OFDM より劣化してしまう。ICI を低減する技術として周波数領域適応干渉キャンセラ(FDAIC)などの ICI キャンセラが提案されている。本論文では、FDAIC を用いる LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA HARQ type II の周波数選択性フェージング環境下で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 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いる。

キーワード ICI キャンセラ, ターボ等化, LDPC 符号, MC-CDMA, HARQ

Throughput of MC-CDMA HARQ with ICI cancellation and turbo equalization

Kaoru FUKUDA[†] Akinori NAKAJIMA[†] 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: [†] {fukuda, nakajima}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Broadband packet access technique is required for the next generation mobile communications systems. Multi carrier CDMA (MC-CDMA) is a promising multi-access technique. Hybrid ARQ (HARQ), especially HARQ type II, is a promising error control technique. Recently, LDPC coding has gained much attention. The throughput performance of the LDPC-coded multi-code MC-CDMA degrades due to the inter-code interference (ICI) in a severe frequency-selective fading channel and has worse performance than OFDM. The frequency-domain adaptive interference canceller (FDAIC) has been proposed to reduce the ICI. In this paper, we evaluate by computer simulation the throughput performance of LDPC-coded multi-code MC-CDMA HARQ type II using FDAIC in a frequency-selective Rayleigh fading channel. It is shown that LDPC-coded multi-code MC-CDMA HARQ type II using FDAIC can achieve better performance than OFDM.

Keyword ICI cancellation, turbo equalization, LDPC code, MC-CDMA, HARQ

1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは、1Gbps を超える通信方式を実現する無線パケットアクセス技術が求められている[1]。パケット伝送における誤り制御技術の一つとして誤り訂正符号化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(Hybrid automatic repeat request:HARQ)が知られている[2]。特に HARQ type II[2]は良好なスループット特性を実現できるパケット送信法である。誤り訂正符号としては Shannon 限界に迫る強力な誤り訂正能力を有するターボ符号[3]や低密度パリティ検査 (Low-density parity-check:LDPC)符号[4]が注目されている。

ところで、移動無線チャネルでは遅延時間の異なる複数の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングチャネルが生じる。このためシングルキャリア伝送では符号間干渉が生じ、伝送特性が大きく劣化してしまう[5]。そこで、多数の直交サブキャリアを用いて並列伝送することで符号間干渉を軽減できる Multi-carrier code division multiple access(MC-CDMA)が有望視されている[6,7]。

MC-CDMA ではマルチコード伝送を行うことで可変レート伝送が容易に実現できる。また、下りリンクでは多数のユーザーのデータを多重伝送できる。しかしながら、マルチコード MC-CDMA では直交拡散コード

間干渉(Inter-code interference:ICI)が生じる。このため LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA のスループット特性は OFDM に比べ劣化してしまう。ICI を低減しマルチコード MC-CDMA の伝送特性を改善する技術として、周波数領域適応干渉キャンセラ(Frequency-domain adaptive interference canceller:FDAIC)が提案されている[8]。FDAIC では、周波数領域等化(Frequency-domain equalization:FDE)と ICI キャンセルを繰り返す。FDAIC で ICI を低減することで平均ビット誤り率特性を大幅に改善できることが明らかにされている[8]。また、FDAIC と LDPC 符号化を組み合わせることさらにスループット特性を向上できると考えられる。

本論文では、FDAIC を用いた LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA HARQ type II について検討し、周波数選択性フェージング環境下でのスループット特性の評価を行っている。本論文の構成は次のようになっている。第 2 章ではマルチコード MC-CDMA HARQ type II について述べている。第 3 章では LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA HARQ における FDAIC についてその原理を示している。第 4 章では計算機シミュレーションにより HARQ のスループット特性を評価している。第 5 章はむすびである。

2. マルチコード MC-CDMA HARQ type II

2.1. HARQ type II

自動再送要求(ARQ)[2]では、受信側で情報ビット系列に誤りが検出されなかった場合、送信側に Acknowledgement(ACK)信号を送り、次の情報ビット系列の送信を要求する。誤りが検出された場合には Negative ACK(NACK)信号を送信側に送り、再送を要求する。送信側では同一情報ビット系列をもう一度送信する。受信側では、再送信号をバッファに保存していった先の受信信号と合成し、復調することで時間ダイバーシチ効果を得ることができる。スループット特性の向上のため ARQ に誤り訂正符号化を組み合わせたものが HARQ である。HARQ では、パリティビット系列をどのように送信するかによって、スループット特性が異なる。

HARQ のパケット送信法は type I と type II とに区別できる[9]。このうち type II では、まず情報ビット系列を送信し、誤りが検出された場合には、複数個に分割したパリティビット系列を誤りが検出されなくなるまで順に送信する。パリティビット系列を X 個に等分割する送信法を S-PX と呼ぶ[9]。パリティビット系列を分割して送信することで、必要最低限のパリティビット数で誤りのない通信が可能になるため高いスループット特性が期待できる。

2.2. マルチコード MC-CDMA 送受信信号

図 1 に FDAIC を用いる LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA HARQ 伝送系の構成を示す。FDAIC については第 3 章で述べる。

送信側では、まず情報ビット系列を LDPC 符号化する。続いて、再送のために符号語を送信バッファに保存する。以降では送信バッファに蓄積されている同一信号を 0 回目から $Q-1$ 回目まで全部で Q 回送信した場合について記述する。

送信ビット系列をデータシンボル系列に変換した後、コード多重数 C 個の並列系列に S/P(Serial/Parallel)変換する。 c 番目の直交拡散符号の n 番目の送信シン

ボルを $\{d^c(n):n=0\sim N_c/SF-1\}$ と表記することにする。ここで、 N_c はサブキャリア数、 SF は拡散率である。 c 番目の並列系列に直交拡散符号 $\{c_{oc}^c(k):k=0\sim SF-1\}$ を乗算し、拡散された C 個のチップ系列を多重する(コード多重)。その後、長周期のスクランブル符号 $\{c_{scr}(k):k=0\sim N_c-1\}$ を乗算し、S/P 変換により N_c 個のサブキャリアに変換する。サブキャリア k の成分 $S(k)$ は次式で表すことができる。

$$S(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \left\{ \sum_{c=0}^{C-1} d^c \left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) c_{oc}^c(k \bmod SF) \right\} c_{scr}(k) \quad (1)$$

ここで、 E_s は 1 データシンボルあたりの送信信号エネルギーであり、 T_c は後述する FFT のサンプリング間隔、 $\lfloor k \rfloor$ は k を超えない最大の整数である。IFFT により MC-CDMA シンボルに変換し、最後に、MC-CDMA シンボルの末尾の N_g サンプルをサイクリックプリフィックスとして先頭のガードインターバル(Guard Interval:GI)に挿入し送信する。

受信側では P 個のアンテナを用いてダイバーシチ受信するものとする。 tr 回目($tr=0\sim Q-1$)に第 p アンテナ($p=0\sim P-1$)で受信した受信信号 $\{r^{tr,p}(t):t=-N_g\sim N_c-1\}$ から GI を取り除いた後、 N_c 個の周波数成分を得るために N_c ポイント FFT を適用する。 k 番目のサブキャリア成分 $R^{tr,p}(k)$ は次式で表せる[10]。

$$R^{tr,p}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} r^{tr,p}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (2)$$

$$= H^{tr,p}(k)S(k) + \Pi^{tr,p}(k)$$

ここで、 $H^{tr,p}(k)$ は k 番目のサブキャリアのチャネル利得、 $\Pi^{tr,p}(k)$ は雑音成分であり、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} H^{tr,p}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l^{tr,p} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi^{tr,p}(k) = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta^{tr,p}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (3)$$

ここで、 L はパス数、 τ_l および $h_l^{tr,p}$ は l パスの遅延時間およびパス利得、 $\eta^{tr,p}(t)$ は平均 0、分散 $2\sigma^2=2N_0/T_c$ の相加性白色雑音、 N_0 は電力スペクトル密度である。

受信バッファには、受信信号 $\{R^{tr,p}(k):k=0\sim N_c-1, tr=0\sim Q-1, p=0\sim P-1\}$ とチャネル利得 $\{H^{tr,p}(k):k=0\sim N_c-1, tr=0\sim Q-1, p=0\sim P-1\}$ を保存しておく。HARQ type II では、これらを用いてパケットの再送が行われる度にそれ以前に受信した同一の信号と最大比合成し、時間ダイバーシチ効果を得る[9]。

FFT 適用後、第 3 章で詳述する FDAIC を行う。HARQ type II では初回は情報ビットのみ受信するので通常の ICI キャンセルを行い、再送が行われた場合には LDPC 復号器出力を用いた ICI キャンセル、つまりターボ等化を行っている。十分な FDAIC 内部での繰り返しの後、誤り検出を行いパケット内に誤りがあれば NACK 信号を、誤りがなければ ACK 信号を送信側に送信する。

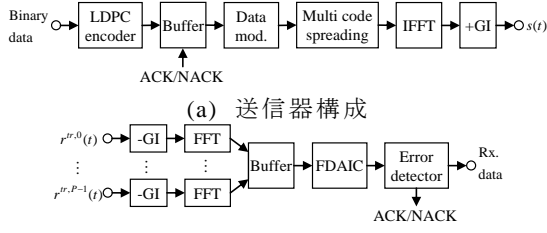


図 1 FDAIC を用いる LDPC 符号化 MC-CDMA HARQ
3. LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA HARQ における FDAIC

図 2 に FDAIC の構成を示す。FDAIC では、まずステップ(a)FDE と ICI キャンセルを行う。次いで、ステップ(b)逆拡散し、LLR を計算する。ステップ(c)LDPC 復号器では sum-product アルゴリズムを用いて LDPC 復号器出力 LLR を求める(ターボ等化を用いる場合のみ)。ステップ(d)FDE 重みおよびレプリカを LLR を用いて計算する。これら(a)~(d)の一連の処理を最大 N_{\max} 回繰り返した後、誤り検出を行う。ここで、インデックス $i(i=0 \sim N_{\max}-1)$ は第 i 回目の繰り返し処理を表すこととする。以下では第 i 回目の繰り返しにおけるステップ(a)~ステップ(d)について詳述し、第 $(i+1)$ 回目の繰り返しで用いる FDE 重みおよびレプリカを求める。なお、本論文では sum-product アルゴリズムの反復回数[11] を FDAIC の繰り返し毎に 1 回としている。

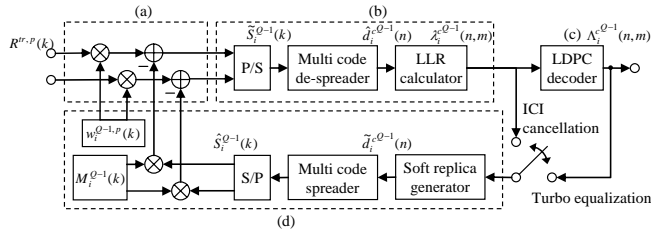


図 2 FDAIC の構成

(a)FDE と ICI キャンセル

FDAIC に入力した受信信号の k 番目のサブキャリア成分 $R^{r,p}(k)$ に対し、次式に示すような最小平均二乗誤差 (Minimum mean square error:MMSE) 規範に基づく FDE および ICI キャンセルを行う [8].

$$\tilde{S}_i^{Q-1}(k) = \sum_{tr=0}^{Q-1} \sum_{p=0}^{P-1} w_i^{r,p}(k) R^{r,p}(k) - M_i^{Q-1}(k) \hat{S}_i^{Q-1}(k) \quad (4)$$

ここで、 $w_i^{r,p}(k)$ は MMSE-FDE 重み、 $\hat{S}_i^{Q-1}(k)$ は送信信号レプリカの周波数成分である。 $M_i^{Q-1}(k)$ は送信信号レプリカ $\hat{S}_i^{Q-1}(k)$ が完全 ($\hat{S}_i^{Q-1}(k) = S(k)$) であるときに ICI が 0 となるキャンセル重みで、次式のようなになる [8].

$$M_i^{Q-1}(k) = \begin{cases} 0, & i=0 \\ \tilde{H}_i^{Q-1}(k) - \hat{H}_i^{Q-1}(k/SF), & i \geq 1 \end{cases} \quad (5)$$

ここで、 $\tilde{H}_i^{Q-1}(k)$ および $\hat{H}_i^{Q-1}(k)$ はそれぞれ MMSE-FDE 後の等価チャネル利得および逆拡散後の等価チャネル利得であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \tilde{H}_i^{Q-1}(k) = \sum_{tr=0}^{Q-1} \sum_{p=0}^{P-1} w_i^{r,p}(k) H^{r,p}(k) \\ \hat{H}_i^{Q-1}(n) = \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{H}_i^{Q-1}(k) \end{cases} \quad (6)$$

(b)等化器出力 LLR

FDE と ICI キャンセルを行った後、P/S 変換し、逆スクランブルを行い、コード多重数 C 個分コピーする。そして C 個の直交拡散符号を用いて逆拡散を行う。 c 番目の直交拡散符号を用いた逆拡散によって得られるシンボル軟判定値 $\hat{d}_i^{c,Q-1}(n)$ は次式で表される [8].

$$\begin{aligned} \hat{d}_i^{c,Q-1}(n) &= \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{S}_i^{Q-1}(k) \{c_{oc}^c(k \bmod SF) c_{scr}^c(k)\}^* \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \hat{H}_i^{Q-1}(n) d^c(n) + \mu_{ICI}^{Q-1} + \mu_{noise}^{Q-1} \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、第 1 項は希望信号成分であり、 μ_{ICI}^{Q-1} は ICI 成分、 μ_{noise}^{Q-1} は雑音成分である。次に、 $d^c(n)$ の第 m 番目のビット $b^c(n,m)$ の LLR $\lambda_i^{c,Q-1}(n,m)$ を次式により計算する [8].

$$\lambda_i^{c,Q-1}(n,m) = \frac{1}{2 \{ \sigma_i^{c,Q-1}(n) \}^2} \left[\begin{aligned} & \left| \hat{d}_i^{c,Q-1}(n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \hat{H}_i^{Q-1}(n) d_{b^c(n,m)=0}^{\min} \right|^2 \\ & - \left| \hat{d}_i^{c,Q-1}(n) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \hat{H}_i^{Q-1}(n) d_{b^c(n,m)=1}^{\min} \right|^2 \end{aligned} \right] \quad (8)$$

ここで、 $d_{b^c(n,m)=1}^{\min}$ ($d_{b^c(n,m)=0}^{\min}$) は第 m 番目のビットが 1(0) であるシンボル候補の中で $\hat{d}_i^{c,Q-1}(n)$ からのユークリッド距離の 2 乗が最小となるシンボルである。 $2 \{ \sigma_i^{c,Q-1}(n) \}^2$ は ICI の分散と雑音の分散の和であり、次式で与えられる [8].

$$\begin{aligned} 2 \{ \sigma_i^{c,Q-1}(n) \}^2 &= \frac{2E_s}{T_c SF^2} \\ & \times \left[\left(\frac{E_s}{N_0 SF} \right)^{-1} \left(\frac{1}{SF} \sum_{tr=0}^{Q-1} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |w_i^{r,p}(k)|^2 \right) \right. \\ & \left. + \sum_{\substack{c'=0 \\ c' \neq c}}^{C-1} \rho_i^{c',Q-1} \left(\frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |\tilde{H}_i^{Q-1}(k)|^2 - |\hat{H}_i^{Q-1}(n)|^2 \right) \right] \end{aligned} \quad (9)$$

$\rho_i^{c',Q-1}(n)$ は後述する残留 ICI 重みである。

(c)LDPC 復号器出力 LLR

ターボ等化を用いる場合には式(8)の LLR $\lambda_i^{c,Q-1}(n,m)$ を LDPC 復号器に入力し、軟判定シンボルを生成するための LDPC 復号器出力 LLR を対数領域 sum-product アルゴリズム[11]を用いて求める。LDPC 符号の検査行列 \mathbf{A} [11]の x 行 y 列の要素を A^{xy} とする。まず、次式のように外部値対数比 $\alpha_i^{xy,Q-1}$ を計算する [11].

$$\alpha_i^{xy,Q-1} = \left(\prod_{\substack{A^{xy'}=1 \\ y' \neq y}} \text{sign} \left(\lambda_i^{y',Q-1} + \beta_i^{xy',Q-1} \right) \right) \cdot f \left(\sum_{\substack{A^{xy'}=1 \\ y' \neq y}} f \left(\lambda_i^{y',Q-1} + \beta_i^{xy',Q-1} \right) \right) \quad (10)$$

ここで、 $\lambda_i^{y',Q-1}$ は検査行列 \mathbf{A} の y 行に対応する LLR $\lambda_i^{c',Q-1}(n,m)$ 、 $\beta_i^{xy',Q-1}$ は事前値対数比であり、初期値 $\beta_0^{xy',Q-1} = 0$ である。関数 $\text{sign}(\lambda)$ および $f(\lambda)$ は次式で定義

される [11].

$$\begin{cases} \text{sign}(\lambda) \equiv \begin{cases} 1, & \lambda \geq 0 \\ -1 & \text{otherwise} \end{cases} \\ f(\lambda) \equiv \ln \frac{\exp(\lambda)+1}{\exp(\lambda)-1} \end{cases} \quad (11)$$

外部値対数比 α_i^{xyQ-1} を用いて LDPC 復号器出力 LLR Λ_i^{yQ-1} を次式を用いて計算する [11].

$$\Lambda_i^{yQ-1} = \lambda_i^{yQ-1} + \sum_{A^{xy}=1} \alpha_i^{xyQ-1} \quad (12)$$

続いて、次式に従い β_{i+1}^{xyQ-1} を更新する [11].

$$\beta_{i+1}^{xyQ-1} = \sum_{\substack{A^{xy}=1 \\ x \neq x}} \alpha_i^{xyQ-1} \quad (13)$$

更新された β_{i+1}^{xyQ-1} は、第 $(i+1)$ 回目の繰り返し処理における LDPC 復号において式(10)で利用する.

(d)MMSE-FDE 重みとレプリカの生成

ターボ等化を行わない場合には LLR $\lambda_i^{cQ-1}(n,m)$ から式(14)のように、ターボ等化を行った場合には LDPC 復号器出力 LLR Λ_i^{cQ-1} から式(15)のように、それぞれ軟判定シンボルを生成し、それを拡散することで第 $(i+1)$ 回目の繰り返し処理における送信信号レプリカ $\hat{S}_{i+1}^{cQ-1}(k)$ を求める. まず、軟判定シンボル $\tilde{d}_i^{cQ-1}(n)$ を LDPC 復号器出力 LLR Λ_i^{cQ-1} から次式により計算する [8].

$$\tilde{d}_i^{cQ-1}(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_i^{cQ-1}(n,0)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_i^{cQ-1}(n,1)}{2}\right) & , \text{QPSK} \\ \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_i^{cQ-1}(n,0)}{2}\right) \left\{ 2 - \tanh\left(\frac{\lambda_i^{cQ-1}(n,1)}{2}\right) \right\} \\ + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_i^{cQ-1}(n,2)}{2}\right) \left\{ 2 - \tanh\left(\frac{\lambda_i^{cQ-1}(n,3)}{2}\right) \right\} & , 16\text{QAM} \end{cases} \quad (14)$$

$$\tilde{d}_i^{cQ-1}(n) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\Lambda_i^{cQ-1}(n,0)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\Lambda_i^{cQ-1}(n,1)}{2}\right) & , \text{QPSK} \\ \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\Lambda_i^{cQ-1}(n,0)}{2}\right) \left\{ 2 - \tanh\left(\frac{\Lambda_i^{cQ-1}(n,1)}{2}\right) \right\} \\ + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\Lambda_i^{cQ-1}(n,2)}{2}\right) \left\{ 2 - \tanh\left(\frac{\Lambda_i^{cQ-1}(n,3)}{2}\right) \right\} & , 16\text{QAM} \end{cases} \quad (15)$$

ここで、 $\Lambda_i^{cQ-1}(n,m)$ は $b^c(n,m)$ に対応する LDPC 復号器出力 LLR Λ_i^{yQ-1} である. $\tilde{d}_i^{cQ-1}(n)$ を拡散することで送信

信号レプリカ $\hat{S}_{i+1}^{cQ-1}(k)$ が得られる.

$$\hat{S}_{i+1}^{cQ-1}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \left\{ \sum_{c=0}^{C-1} \tilde{d}_i^{cQ-1} \left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) c_{oc}^c(k \bmod SF) \right\} c_{scr}^c(k) \quad (16)$$

第 $(i+1)$ 回目の繰り返し処理における MMSE-FDE 重み $w_{i+1}^{tr,p}(k)$ は次式で求められる [8].

$$w_{i+1}^{tr,p}(k) = \frac{H^{tr,p*}(k)}{\sum_{tr=0}^{Q-1} \sum_{p=0}^{P-1} |H^{tr,p}(k)|^2 \sum_{c=0}^{C-1} \rho_i^{cQ-1}(\lfloor k/SF \rfloor) + \left(\frac{E_s}{SF N_0} \right)^{-1}} \quad (17)$$

$\tilde{d}_i^{cQ-1}(n)$ とその硬判定値 $\bar{d}_i^{cQ-1}(n)$ から残留 ICI 重み $\rho_i^{cQ-1}(n)$ が次式のように求められる [8].

$$\rho_i^{cQ-1}(n) = \begin{cases} 1, & i=0 \\ \left| \bar{d}_i^{cQ-1}(n) \right|^2 - \left| \tilde{d}_i^{cQ-1}(n) \right|^2, & i \geq 1 \end{cases} \quad (18)$$

4. 計算機シミュレーション

4.1. 計算機シミュレーション諸元

シミュレーション諸元を表 1 に示す. マルチコード MC-CDMA のコード多重数 C を拡散率 SF と等しくし OFDM と同一伝送速度になるようにしている.

FDAIC の最大繰り返し回数 N_{\max} は、第 4.4 節を除いて $N_{\max}=30$ とし、誤りが無くなった時点で繰り返し処理を終了している. FDAIC を用いず通常の LDPC 復号のみを行う場合 (OFDM.MC-CDMA w/o FDAIC) には sum-product アルゴリズムの反復回数を N_{\max} とした.

フェージングチャネルは独立な $L=16$ 個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャネルとした. 各パスの間隔は $T_c(\tau_l=l)$, パス利得の平均値は $E[|h_l|^2]=1/L$ とした. また、ガードインターバル挿入後のフレーム長 $T=(N_c+N_g)T_c$ で正規化した最大ドップラー周波数 $f_D T$ は $f_D T=0.001$ であるものとした. これは、搬送波周波数 5GHz, 送信チップレート $1/T_c=100\text{Mcps}$, 移動速度約 80km/h のときに相当する. チャネル推定, 誤り検出, ACK/NACK 信号の送受信は理想的に行われるものとした.

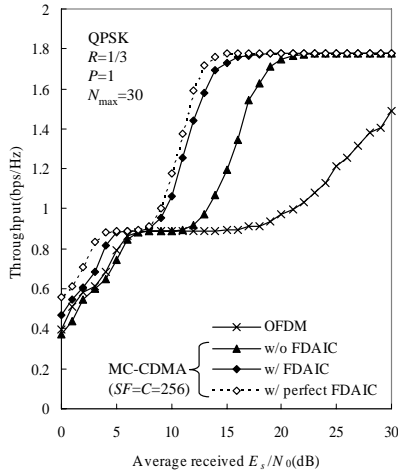
表 1 シミュレーション諸元

Channel code	LDPC code($R=1/3, 1/2, 2/3$)	
Data modulation	QPSK, 16QAM	
MC-CDMA	No. FFT points	$N_c=256$
	GI	$N_g=32$
	Spreading factor	$SF=1(\text{OFDM}), 256$
	Code multiplex order	$C=SF$
HARQ scheme	Type II S-P2	
Channel model	Rayleigh fading $\tau_l=l(l=0\sim 15)$ $f_D T=0.001$	

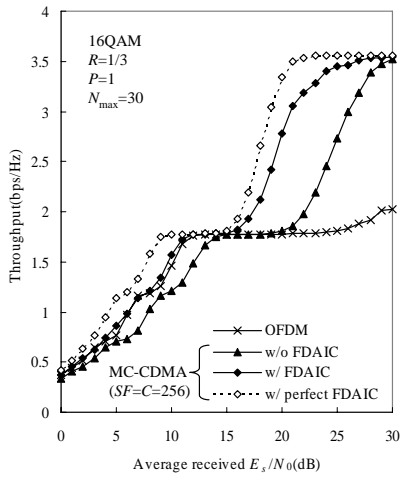
4.2. FDAIC の効果

図 3 は FDAIC を用いる LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA HARQ のスループットを、1 シンボルあたりの平均受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比 E_s/N_0 の関数としてプロットしたものである. 変調方式はそれぞれ(a)QPSK, (b)16QAM である. 符号化率 $R=1/3$, 受信アンテナ数 $P=1$ である. 図 3 から, FDAIC を用いることでマルチコード MC-CDMA のスループッ

ト特性を大幅に改善できることが分かる。その結果、完全 FDAIC(式(7)の ICI 成分を 0 とした場合のシミュレーション結果)からの劣化は 2dB 以内となり、ICI の影響が大幅に軽減されたことが確認できる。OFDM よりも優れたスループットが得られていることが分かる。



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 3 スループット特性

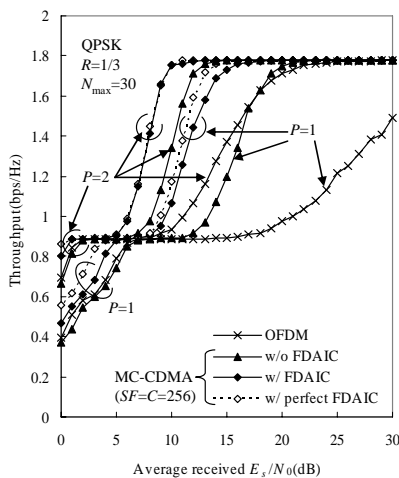


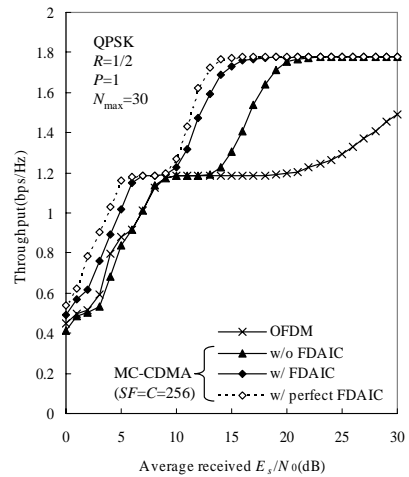
図 4 受信アンテナ数 P の影響

4.3. 受信アンテナ数の影響

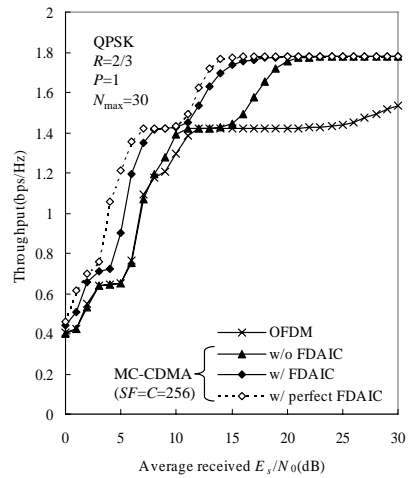
図 4 は FDAIC を用いる LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA HARQ のスループット特性について、受信アンテナ数 P の影響を調べたものである。変調方式は QPSK、符号化率 $R=1/3$ である。なお、アンテナ間のフェージング相関はないものとした。図 4 から、 $P=2$ とすると $P=1$ と比べスループット特性が改善されるだけでなく、FDAIC の特性が完全 FDAIC の特性とほぼ一致することも確認できる。これは、2 本のアンテナから受信される信号を最大比合成することによりチャンネルの周波数選択性が弱まり、ダイバーシチ受信を用いない場合に比べ ICI が小さくなったことが原因であると考えられる。

4.4. 符号化率の影響

図 5 は FDAIC を用いる LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA HARQ のスループット特性について、符号化率 R の影響を調べたものである。図 5(a)は $R=1/2$ 、図 5(b)は $R=2/3$ の場合である。図 3(a)は同じ条件で $R=1/3$ の場合である。変調方式は QPSK、受信アンテナ数 $P=1$ である。図 5 から、符号化率 R によらず FDAIC を用いる LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA HARQ のスループット特性が優れていることが分かる。



(a) $R=1/2$



(b) $R=2/3$

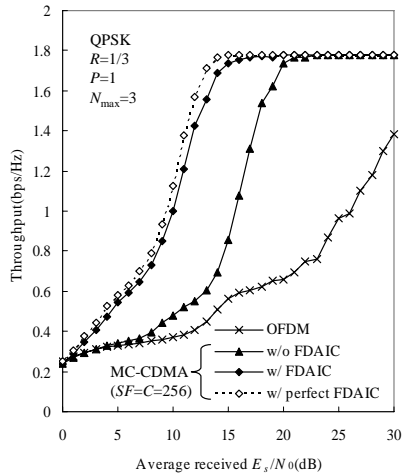
図 5 符号化率 R の影響

文献

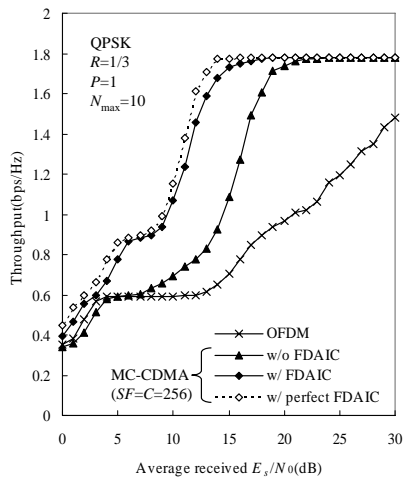
- [1] F. Adachi, "Wireless past and future-evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E83-A, pp.55-60, Jan 2001.
- [2] D. Garg and F. Adachi, "Rate compatible punctured turbo-coded hybrid ARQ for OFDM in a frequency selective fading channel," Proc. IEEE VTC2003-Spring, pp.2725-2729, Jeju, Korea, April 2003
- [3] C. Berrou, A. Glavieux and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: Turbo codes," Proc. ICC, pp. 1064-1070, Geneva, May 1993.
- [4] R. G. Gallager, "Low-Density Parity-Check codes, Cambridge," MIT Press, 1963.
- [5] W. C. Jakes Jr., Ed., Microwave mobile communications, Wiley, New York, 1974.
- [6] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", IEEE Commun. Mag., no.12, pp.126-144, Dec. 1997.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] D. Garg and F. Adachi, "Throughput comparison of turbo-coded HARQ in OFDM, MC-CDMA and DS-SS with frequency-domain equalization," IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, no.2, pp.664-677, Feb. 2005.
- [10] 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.
- [11] 和田山正, 低密度パリティ検査符号とその復号法, トリケップス, 東京, 2002.
- [12] T. Richardson, M. Shokrollahi, and R. Urbanke, "Design of Capacity-Approaching Irregular Low-Density Parity-Check Codes," IEEE Trans. Inform. Theory, vol.47, no.2, pp.619-637, Feb. 2001.
- [13] J. G. Proakis, Digital Communications fourth edition, McGraw-Hill, 2001.

4.5. 繰り返し回数の影響

図6はFDAICを用いるLDPC符号化マルチコードMC-CDMA HARQのスループット特性について、ICIキャンセルおよびターボ等化の最大繰り返し回数 N_{\max} の影響を調べたものである。図6(a)は $N_{\max}=3$ 、図6(b)は $N_{\max}=10$ の場合である。図3(a)は同じ条件で $N_{\max}=30$ の場合である。変調方式はQPSK、符号化率 $R=1/3$ 、受信アンテナ数 $P=1$ である。図6から、許容される最大繰り返し回数（注：原文誤りと思われる）が小さい場合でもFDAICを用いることにより大幅にスループット特性が改善され、OFDMよりも優れた特性が得られることが分かる。



(a) $N_{\max}=3$



(b) $N_{\max}=10$

図6 最大繰り返し回数 N_{\max} の影響

5. むすび

本論文では、FDAICを用いたLDPC符号化マルチコードMC-CDMA HARQ type IIについて検討し、周波数選択性フェージング環境下でのスループット特性を明らかにした。FDAICを用いることでスループット特性が大幅に改善され、符号化率によらず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た。さらに、2アンテナダイバーシチ受信を併用すればICIの影響を無視できる程度に小さくできること、FDAICの最大繰り返し回数 N_{\max} が小さい場合でも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た。