

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

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。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 の平均ビット誤り率(BER)特性は直交拡散コード間のコード間干渉(ICI)の影響に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)が提案されている。本論文では、LDPC 符号語内適応変調および FDAIC によるスループット向上について検討している。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明らかにしている。

キーワード 適応変調, ICI キャンセラ, LDPC 符号, MC-CDMA, HARQ

Throughput of MC-CDMA HARQ with adaptive modulation and ICI cancellation

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 techniques will be required for the next generation mobile communications systems. Multi carrier CDMA (MC-CDMA) is a promising multi-access technique. Hybrid ARQ (HARQ) is one of the promising error control techniques. Recently, LDPC coding has gained much attention. The bit error rate (BER) performance of the LDPC-coded multi-code MC-CDMA degrades in a severe frequency-selective fading channel due to the inter-code interference (ICI). The frequency-domain adaptive interference cancellation (FDAIC) has been proposed to reduce the ICI. In this paper, we propose adaptive modulation in an LDPC code word and the use of FDAIC for LDPC-coded MC-CDMA HARQ. The throughput performance in a frequency selective Rayleigh fading channel is evaluated by computer simulation.

Keyword Adaptive modulation, ICI cancellation, 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]。誤り訂正符号としては Shannon 限界に迫る強力な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)が生じ伝送特性が大きく劣化してしまう。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 cancellation:FDAIC)が提案されている[8]。FDAIC では、ICI を考慮した周波数領域等化(Frequency-domain equalization:FDE)と干渉キャンセルを繰り返し行って

おり、誤り訂正符号化を用いない場合の FDAIC の平均ビット誤り率(Bit error rate:BER)特性について明らかにされている[8]。本論文では、LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA を対象として復号器出力対数尤度比(Log likelihood ratio:LLR)を用いる FDAIC について検討している。

また、LDPC 符号化 HARQ のスループットに大きな影響を与える要素として変調方式がある。多値数を多くすることで伝送速度を上げることができるが、信号点間の距離が短くなり平均 BER 特性が劣化する。このように伝送速度と平均 BER 特性はトレードオフの関係にある。LDPC 符号が組織符号である場合、符号語には情報ビットとパリティビットが含まれる。本論文では、情報ビットとパリティビットについて異なる変調方式を用いる適応変調について検討している。この LDPC 符号語内適応変調は FDAIC と組み合わせ可能であり、これらを用いることでスループット特性を向上させることができる。

本論文の構成は次のようになっている。第 2 章では LDPC 符号語内適応変調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 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平均 BER 特性および 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. LDPC 符号語内適応変調

LDPC 符号化の中でも組織符号化した場合には、符号語は情報ビット系列とパリティビット系列から構成される。ところで、信号点間距離の大きい多値数の少ない変調を用いることで平均 BER 特性を改善できるが、伝送速度の観点からは多値数の多い変調を用いることが望まれる。従来、情報ビットとパリティビットには同じ変調方式を適用していたが、本論文では情報ビットには低多値数の、パリティビットには高多値数の変調を適用することを提案する。表 1 に情報ビットおよびパリティビットの変調方式と伝送レートについての表を示す。R は LDPC 符号の符号化率である。

表 1 変調方式と周波数利用効率

情報ビットの変調方式	パリティビットの変調方式	伝送レート (bps/Hz)
QPSK	QPSK	2R
16QAM	16QAM	4R
QPSK	16QAM	4R/(R+1)

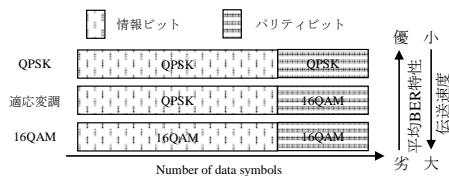


図 1 符号語内適応変調と従来の変調方式

3. 周波数領域適応干渉キャンセラ

3.1. マルチコード MC-CDMA 送受信信号

図 2 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。本論文は HARQ type I[9]を対象としている。HARQ type I では再送毎に同一のパケットを送信する。以降では合計 Tr

回(インデックス $tr=0\sim Tr-1$)の同一パケットの送信が行われた場合について詳述する。

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蓄積する。送信ビット系列をデータシンボル系列 $\{d(n):n=0\sim N_c C/SF-1\}$ 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、 $Tr-1$ 回目に受信した受信信号 $\{r^{Tr-1}(t):t=-N_g\sim N_c-1\}$ 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 $R^{Tr-1}(k)$ は次式で表せる[10]。

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

$$= H^{Tr-1}(k)S(k) + \Pi^{Tr-1}(k)$$

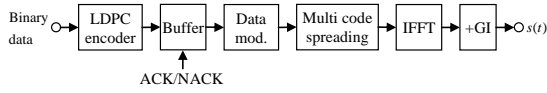
ここで、 $H^{Tr-1}(k)$ は k 番目のサブキャリアのチャネル利得、 $\Pi^{Tr-1}(k)$ は雑音成分であり、それぞれ次式で与えられる。

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

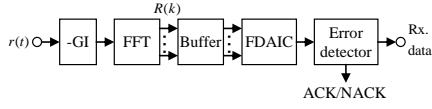
ここで、 L はパス数、 τ_l および h_l^{Tr-1} は l パスの遅延時間およびパス利得、 $\eta^{Tr-1}(t)$ は平均 0、分散 $2\sigma^2=2N_0/T_c$ の相加性白色雑音、 N_0 は電力スペクトル密度である。

受信バッファには、受信信号 $R^{Tr-1}(k)$ とチャネル利得 $H^{Tr-1}(k)$ を保存しておく。HARQ type I では、同一パケットの再送が行われる度にそれ以前に受信した信号と最大比合成し、時間ダイバーシチ効果を得る。

FFT 適用後、FDAIC 内部で ICI キャンセルと LDPC 復号を繰り返す。FDAIC 内部で LDPC 復号を行うことで精度の良い ICI キャンセルが可能となる。十分な繰り返しの後、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。



(a) 送信器構成



(b) 受信器構成

図 2 LDPC 符号化 MC-CDMA HARQ 伝送系

3.2. FDAIC と LDPC 復号

図 3 に FDAIC の構成を示す. FDAIC では, まず (a) ICI を考慮した FDE と干渉キャンセルを行う. 次に, (b) 逆拡散し, LDPC 復号器に入力する LLR を計算する. (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. (d) FDE や干渉キャンセルに必要な重みおよびレプリカを LDPC 復号器出力 LLR を用いて計算する. これら (a)~(d) の一連の処理を複数回繰り返した後, LDPC 復号器出力を誤り検出器に入力する. ここで, インデックス $i (=0\sim)$ 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 (a)~(d) の信号処理について詳述する. なお, 本論文では sum-product アルゴリズムの反復回数を FDAIC の繰り返し毎に 1 回としている.

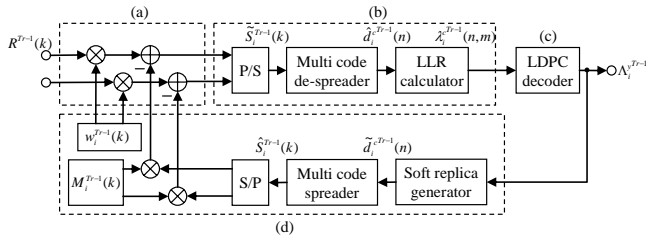


図 3 FDAIC の構成

(a) ICI を考慮した FDE と干渉キャンセル

FDAIC に入力した受信信号の k 番目のサブキャリア成分 $R^{Tr-1}(k)$ 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 および干渉キャンセルを行う [8].

$$\tilde{S}_i^{Tr-1}(k) = \sum_{r=0}^{Tr-1} w_i^r(k) R^{Tr-1}(k) - M_i^{Tr-1}(k) \hat{S}_i^{Tr-1}(k) \quad (4)$$

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

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

ここで, $\tilde{H}_i^{Tr-1}(k)$ および $\hat{H}_i^{Tr-1}(k)$ 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.

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

(b) 等化器出力 LLR

第 $(i-1)$ 回目の繰り返しにおいて MMSE-FDE と干渉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 $\hat{d}_{i-1}^{c, Tr-1}(n)$ は次式で表される [8].

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

ここで, 第 1 項は希望信号成分であり, μ_{ICI}^{Tr-1} は ICI 成分, μ_{noise}^{Tr-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 $\lambda_{i-1}^{c, Tr-1}(n, m)$ を次式により計算する [8].

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

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 $\hat{d}_{i-1}^{c, Tr-1}(n)$ 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. $\left\{ 2\sigma_{i-1}^{Tr-1}(n) \right\}^2$ 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].

$$\begin{aligned} \left\{ 2\sigma_{i-1}^{Tr-1}(n) \right\}^2 &= \frac{2E_s}{T_c SF^2} \\ & \left[\left(\frac{E_s}{N_0 SF} \right)^{-1} \left(\frac{1}{SF} \sum_{r=0}^{Tr-1} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |w_{i-1}^r(k)|^2 \right) \right. \\ & \times \left. \left(\sum_{\substack{c'=0 \\ c' \neq c}}^{C-1} \rho_{i-1}^{c', Tr-1}(\lfloor k/SF \rfloor) \left\{ \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |\tilde{H}_{i-1}^{Tr-1}(k)|^2 - |\hat{H}_{i-1}^{Tr-1}(n)|^2 \right\} \right) \right] \quad (9) \end{aligned}$$

$\rho_{i-1}^{c, Tr-1}(n)$ は後述する残留 ICI 重みである.

(c) LDPC 復号器出力 LLR

式 (8) の LLR $\lambda_{i-1}^{c, Tr-1}(n, m)$ 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 $\alpha_{i-1}^{xy, Tr-1}$ を計算する [11].

$$\alpha_{i-1}^{xy, Tr-1} = \left[\prod_{\substack{A^{xy}=1 \\ y \neq y}} \text{sign}(\lambda_{i-1}^{y, Tr-1} + \beta_{i-1}^{xy, Tr-1}) \right] \times f \left(\sum_{\substack{A^{xy}=1 \\ y \neq y}} (\lambda_{i-1}^{y, Tr-1} + \beta_{i-1}^{xy, Tr-1}) \right) \quad (10)$$

ここで, $\lambda_{i-1}^{y, Tr-1}$ は検査行列 \mathbf{A} の y 行に対応する LLR $\lambda_{i-1}^{c, Tr-1}(n, m)$, $\beta_{i-1}^{xy, Tr-1}$ は事前値対数比であり, 初期値 $\beta_0^{xy, Tr-1} = 0$ 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-1}^{xyTr-1} を用いて LDPC 復号器出力 LLR Λ_i^{yTr-1} を次式を用いて更新する[11].

$$\Lambda_i^{yTr-1} = \lambda_{i-1}^{yTr-1} + \sum_{\substack{A^{xy}=1 \\ x \neq y}} \alpha_{i-1}^{xyTr-1} \quad (12)$$

続いて, 次式に従い β_i^{xyTr-1} を更新する[11].

$$\beta_i^{xyTr-1} = \sum_{\substack{A^{xy}=1 \\ x \neq y}} \alpha_{i-1}^{xyTr-1} \quad (13)$$

更新された β_i^{xyTr-1} は, 第 i 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

LDPC 復号器出力 LLR Λ_i^{yTr-1} から軟判定シンボルを生成し, それを拡散することで送信信号レプリカ $\hat{S}_i^{Tr-1}(k)$ を求める. まず, 軟判定シンボル $\tilde{d}_i^{cTr-1}(n)$ を LDPC 復号器出力 LLR Λ_i^{yTr-1} から次式により計算する[8].

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

ここで, $\Lambda_i^c(n,m)$ は $b^c(n,m)$ に対応する LDPC 復号器出力 LLR Λ_i^{yTr-1} である. $\tilde{d}_i^{cTr-1}(n)$ を拡散することで送信信号レプリカ $\hat{S}_i^{Tr-1}(k)$ が得られる.

$$\hat{S}_i^{Tr-1}(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \left[\sum_{c=0}^{C-1} \tilde{d}_i^{cTr-1} \left(\left\lfloor \frac{k}{SF} \right\rfloor \right) c_{oc}^c(k \bmod SF) \right] c_{scr}(k) \quad (15)$$

ICI を考慮した MMSE 周波数等化重み $w_i^r(k)$ は次式で求められる[8].

$$w_i^r(k) = \frac{H^{r*}(k)}{\sum_{r=0}^{Tr-1} |H^r(k)|^2 \sum_{c=0}^{C-1} \rho_i^{cTr-1} \left(\lfloor k/SF \rfloor \right) + \left(\frac{E_s}{SF N_0} \right)^{-1}} \quad (16)$$

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

$$\rho_i^{cTr-1}(n) = \begin{cases} 1, & i=0 \\ \left| \bar{d}_i^{cTr-1}(n) \right|^2 - \left| \tilde{d}_i^{cTr-1}(n) \right|^2, & i \geq 1 \end{cases} \quad (17)$$

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. MC-CDMA の 3 シンボルに相当する $768(=3N_c C/SF)$ データシンボルを 1 符号語長としている. LDPC 符号の検査行列 \mathbf{A} は,

表 3 に示す符号化率 $R=2/3$ について最適化された重み分散を満たすように生成した. 列重み (\mathbf{A} のある列に含まれている 1 の個数) が大きい列は誤り訂正能力が大きいので[12], 情報ビットの復号に優先的に割り当てた. 直交拡散符号として Walsh-Hadamard 符号[13]を, スランブル符号として長周期擬似雑音符号[13]を用いた. 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た.

FDAIC の繰り返し数は最大 19 とした. 1 繰り返し当たり 1 回の LDPC 復号器出力 LLR の更新が行われるので, 全体で LDPC 復号器出力 LLR の更新を 20 回行う. 比較のため, FDAIC を用いない場合についても LDPC 復号器出力 LLR の更新を 20 回行った.

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 $T_c(\tau_i=l)$, 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 2 シミュレーション諸元

Code symbol length	768 data symbols	
Channel code	R=2/3 LDPC code	
Data modulation	QPSK, 16QAM	
MC-CDMA	No. FFT points	$N_c=256$
	GI	$N_g=32$
	Spreading factor	$SF=1,256$
	Code multiplex order	$C=SF$
Channel model	Data channel	Rayleigh fading $\tau_l=l(l=0\sim 15)$ $f_D T=0.001$
	ARQ channel	Ideal

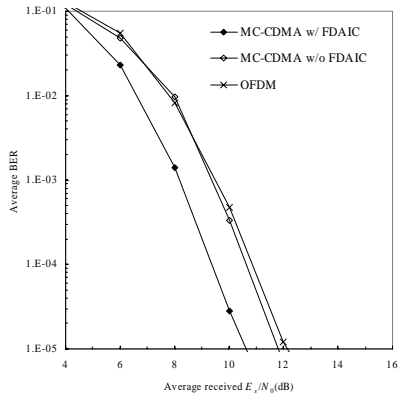
表 3 重みの分散

(a)列重み		(b)行重み	
列重み	列の割合	行重み	行の割合
2	0.33	11	0.12
3	0.49	12	0.88
10	0.18		

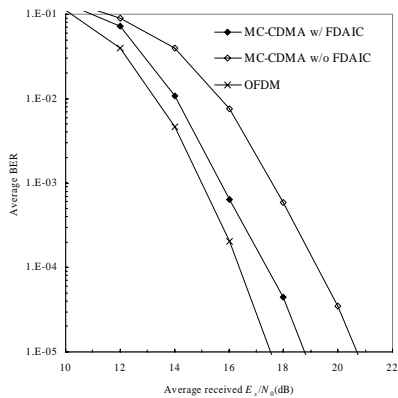
4.2. 適応変調と FDAIC を用いる LDPC 符号化 MC-CDMA の平均 BER 特性

図 4 は FDAIC を用いる LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA の平均 BER を, 1 情報ビット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)QASK, (b)16QAM, (c)適応変調(情報ビットは QPSK, パリティビットは 16QAM)である. 図 4 から, FDAIC を用いることで平均 BER 特性を大幅に改善できることが分かる. $\text{BER}=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_s/N_0 を FDAIC を用いない場合と比較すると, QPSK のとき約 1.2dB, 16QAM のとき約 1.4dB, 符号語内適応変調のとき約 2.2dB, それぞれ低減できる.

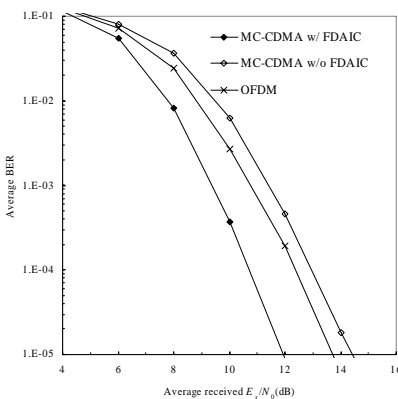
これは、LDPC復号器出力LLRを用いたことで精度の高い軟判定シンボルが得られ、ICIを低減できたためである。また、LDPC符号化OFDMと比較すると、QPSKのとき約1.6dB、適応変調のとき約1.7dBだけ所要平均受信 E_s/N_0 を低減できる。一方、16QAMではFDAICを用いてもLDPC符号化OFDMからの平均BER特性が劣化してしまうが、それでも所要平均受信 E_s/N_0 を劣化を約1.8dBに抑えることができる。



(a) QPSK



(b) 16QAM



(c) 適応変調(QPSK+16QAM)

図4 FDAICを用いるLDPC符号化マルチコードMC-CDMAの平均BER特性

4.3. 適応変調とFDAICを用いるLDPC符号化

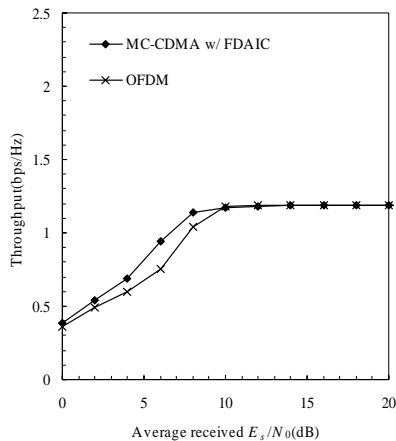
MC-CDMA HARQのスループット特性

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。図5から、FDAICを用いてICIを低減することで、QPSKと適応変調ではLDPC符号化マルチコードMC-CDMAのスループットをLDPC符号化OFDMより高くできることが分かる。また、16QAMではLDPC符号化OFDMと同等のスループット特性が得られている。このことからどの変調方式を用いた場合でもFDAICがスループット特性改善に有効であることが分かる。FDAICを用いるLDPC符号化マルチコードMC-CDMAのスループット1bps/Hzを満たす所要平均受信 E_s/N_0 をLDPC符号化OFDMと比較すると、QPSKのとき約1.4dB、符号語内適応変調のとき約1.1dBだけ改善している。

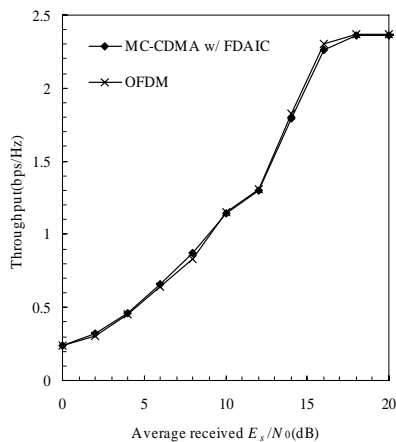
図6は、FDAICを用いたLDPC符号化マルチコードMC-CDMA HARQについて、QPSK、16QAM、適応変調それぞれのスループットを比較したものである。図6から、符号語内適応変調を適用した場合のスループット特性は、平均 E_s/N_0 が低い領域ではQPSKと同等であることが分かる。これは、どちらの情報ビットもQPSK変調されており雑音の多い環境での平均BER特性に大きな差がないためであると考えられる。平均 E_s/N_0 が高い領域ではQPSK変調した場合よりも適応変調した場合のスループットが大きくなっている。これは、適応変調ではパリティビットを16QAM変調しているために伝送速度の面で優れているからである。一方、適応変調と16QAMのスループットを比較すると、平均 E_s/N_0 が低い領域では適応変調のスループットが優れている。これは、雑音の多い環境下では情報ビットの変調方式としてQPSKを用いている適応変調のほうが平均BER特性が優れているからであると考えられる。平均 E_s/N_0 が高い領域では16QAMのスループットが優れている。これは、やはり伝送速度の面で優れているからである。以上の結果から、FDAICを用いるLDPC符号化マルチコードMC-CDMA HARQでは、平均 E_s/N_0 が低い領域では適応変調を、平均 E_s/N_0 が高い領域では16QAMを用いることで最大のスループットが得られると言える。

5. むすび

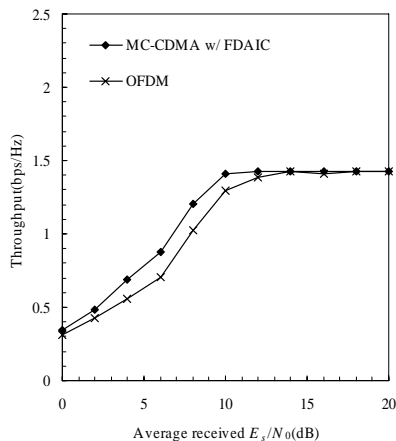
本論文では、LDPC符号化マルチコードMC-CDMA HARQを対象として、FDAICおよびLDPC符号語内適応変調について検討した。そして、その平均BER特性およびスループット特性を計算機シミュレーションにより求めた。その結果、FDAICによってICIが低減され、平均BER特性およびスループット特性を改善できることが分かった。FDAICを用いるLDPC符号化マルチコードMC-CDMAのスループット特性はLDPC符号化OFDMと比べて優れていることが分かった。また、平均 E_s/N_0 が比較的大きな領域においてLDPC符号語内適応変調を用いればQPSK変調よりも高いスループットが得られることが分かった。FDAICを用いるLDPC符号化マルチコードMC-CDMA HARQでは、平均 E_s/N_0 が低い領域では適応変調を、平均 E_s/N_0 が高い領域では16QAMを用いることで最大のスループットが得られることが分かった。



(a) QPSK



(b) 16QAM



(c) 適応変調(QPSK+16QAM)

図 5 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

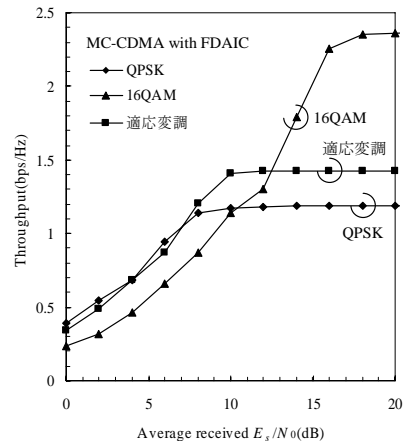


図 6 各種変調方式を用いた LDPC 符号化マルチコード MC-CDMA HARQ のスループット特性の比較

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.