

適応可変拡散率を用いる MC-CDMA HARQ のスループット特性

高岡 辰輔[†] 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字青葉 6-6-05

E-mail: [†]takaoka@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、高速高品質のバケット伝送が求められている。ところで、無線アクセスとして MC-CDMA が有力視されている。無線バケット伝送では、誤り訂正符号化と自動再送(ARQ)を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)が重要な技術である。本稿では、再送ごとにマルチキャリア(MC-)CDMA の拡散率を変え、周波数ダイバーシチ効果と符号化効果をうまく利用することでスループットを向上させる MC-CDMA HARQ を提案している。計算機シミュレーションにより周波数選択性フェージング環境下におけるスループットを求め、再送回数によらず常に固定の拡散率を用いる HARQ との比較を行っている。シミュレーション結果より、提案方式は再送回数を減らすことができ、平均受信 E_b/N_0 全体に渡って従来の HARQ より良好なスループット特性が得られることを示している。特に多値変調(16QAM, 64QAM)を用いる場合に有効であることも示している。

キーワード MC-CDMA, HARQ, 拡散率, 周波数ダイバーシチ, 符号化利得

Throughput Performance of MC-CDMA HARQ with Adaptive Variable Spreading Factor

Shinsuke TAKAOKA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Department of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†]takaoka@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡]adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Next generation mobile communications systems require high-speed and high-quality packet transmission. MC-CDMA is considered to be a promising wireless access technique. An automatic repeat request (ARQ) combining with the forward error correction (FEC), called hybrid ARQ (HARQ), is a important technique for wireless packet transmission. This paper proposes a multi-carrier code division multiple access (MC-CDMA) HARQ with adaptive variable spreading factor to improve the throughput performance. In the proposed scheme, spreading factor is changed according to the number of retransmissions for effectively obtaining both the frequency diversity gain and the coding gain. The throughput performance of the proposed scheme in a frequency-selective Rayleigh fading channel is evaluated by the computer simulation and is compared with that of the conventional MC-CDMA HARQ that uses fixed spreading factor regardless of the number of retransmission. Simulation results show that the proposed scheme provides better throughput performance than the conventional one and is useful particularly when high-level modulation (e.g., 16QAM and 64QAM) is used.

Keyword MC-CDMA, HARQ, Spreading factor, Frequency diversity, Coding gain

1. まえがき

次世代の移動通信システムでは、高速かつ多様なマルチメディア情報の提供が期待されており、超高速の無線伝送技術が望まれている[1]。しかし、広帯域移動無線伝搬路では周波数選択性フェージングチャネルによって生じる符号間干渉 (ISI: Inter-symbol interference) の影響によりシングルキャリア(SC: Single carrier)の伝送特性は大幅に劣化してしまう[2]。そこで、最近では、周波数選択性チャネルに対して優れた耐性をもつ直交周波数分割多重 (OFDM: Orthogonal frequency division multiplexing) や OFDM と符号分割多重 (CDMA: Code division multiple access) を組み合わせたマルチキャリア(MC-)CDMA が盛んに研究されている[3]。

今後の移動通信はバケット伝送が主流になると予想される。しかし、周波数選択性フェージングチャネルとして特徴付けられる広帯域移動無線チャネルで、高品質バケット伝送を行うには何らかの誤り制御技術が不可欠である[4]。その有効な技術の1つに、誤り訂正符号(FEC)と自動再送要

求(ARQ)を組み合わせたハイブリッド ARQ(HARQ)がある[5]-[8]。中でも、rate compatible turbo coded (RCPT) HARQ は、パリティビット数を減らして送信することでスループットを向上できる技術である[5],[6],[8]。また、再送ごとに信号のマッピング方法や拡散符号を変化させることによって、MC-CDMA HARQ のスループット及びバケット誤り率(PER)特性を向上させる方式も提案されている[9]。

本論文では、再送ごとに MC-CDMA の拡散率を変え、周波数ダイバーシチ効果と符号化効果をうまく利用することでスループットを向上させる MC-CDMA HARQ を提案している。計算機シミュレーションにより、周波数選択性フェージング環境下におけるスループットを求め、再送回数によらず固定の拡散率を用いる MC-CDMA HARQ との比較を行っている。本論文の構成は、以下のようになっている。第 2 章で MC-CDMA HARQ のシステムモデルについて述べる。第 3 章では、再送ごとに MC-CDMA の拡散率を変える HARQ の原理について述べる。第 4 章では、周波数選択性レイリーフェージング環境下における計算機シミュレーション結果を示し、再送回数によらず固定の拡散率を用いる

MC-CDMA HARQ との比較を行っている. 第 5 章はまとめである.

2. システムモデル

図 1 にシステムモデルを示す. 送信側は, cyclic redundancy check (CRC)符号器, ターボ符号器, ビットインタリーブ, データ変調器及び MC-CDMA 送信機から構成される. まず, CRC 符号器で情報ビット系列に誤り検出ビットを付加し, 系列長 K の送信ビット系列 $\{u_k; k=0 \sim K-1\}$ を生成する. 送信ビット系列はターボ符号器に入力し, 符号化率 $R=1/3$ でターボ符号化されたシステムティックビット系列 $\{u_k; k=0 \sim K-1\}$ 及び 2 つのパリティビット系列 $\{p_k^{(1)}; k=0 \sim K-1\}$,

$\{p_k^{(2)}; k=0 \sim K-1\}$ を生成する. そして, パンクチャリングパターンに従って再送ごとの送信ビット系列を生成し, バッファに蓄積する. その後, ビットインタリーブ及びデータ変調を行う. データ変調されたシンボル系列は N_c サブキャリアを用いる MC-CDMA 送信機に入力する. MC-CDMA 送信機では, C 個の直交拡散符号 $\{c_c^{oc}(t); c=0 \sim C-1, t=0 \sim SF-1\}$ を用いて送信シンボル系列 $\{d_c(n); c=0 \sim C-1\}$ を拡散率 SF で時間領域拡散し, 拡散された C 個のチップ系列をコード多重する. その後, セル固有のスクランブル符号 $\{c_{scr}(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ を乗算する. 最後に, N_c -ポイントの逆高速フーリエ変換(IFFT)を適用することで, MC-CDMA 信号を生成した後, ガードインターバル(GI)を挿入して送信する.

送信された MC-CDMA 信号は, 周波数選択性フェージング伝搬路を通して受信される. 伝搬路は, 異なる遅延時間を持つ L 個のパスから構成されているものとしている. 受信機では, 最初に GI を除去した後, N_c -ポイントの FFT が適用される. 第 k サブキャリア成分受信 MC-CDMA 信号 $R(k)$, $k=0 \sim N_c-1$, は次式のように示される.

$$R(k) = \left[\sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{c=0}^{C-1} c_c^{oc}(k \bmod SF) c_{scr}(k) d_c(\lfloor k/SF \rfloor) \right] \times H(k) + \Pi(k) \quad (1)$$

ここで, P は平均受信信号電力, $H(k)$ はチャネル利得, $\Pi(k)$ は平均ゼロで分散 $2N_0/T_s$ の相加性白色ガウス雑音(AWGN)を示す (T_s は MC-CDMA 有効シンボル長, N_0 はガウス雑音の片側電力スペクトル密度である). 次に, 次式で表される周波数領域等化(FDE)が行う.

$$\tilde{R}(k) = R(k)w(k) \quad (2)$$

ここで, $w(k)$ は最小平均 2 乗誤差(MMSE)重み[3]であり, 次式で与えられる.

$$w(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 + [(C/SF)E_s/N_0]^{-1}} \quad (3)$$

ここで, $*$ は複素共役, E_s は受信シンボルエネルギーである. MMSE-FDE 後の第 k サブキャリア成分は次式で与えられる.

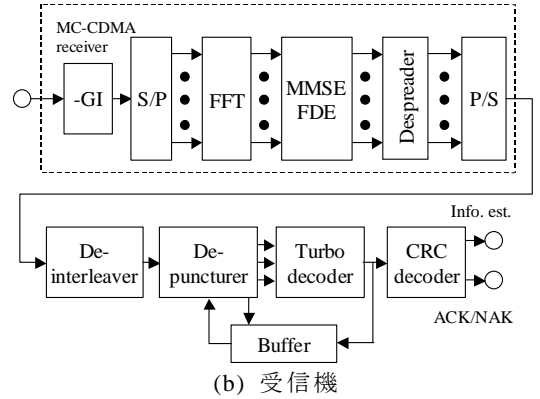
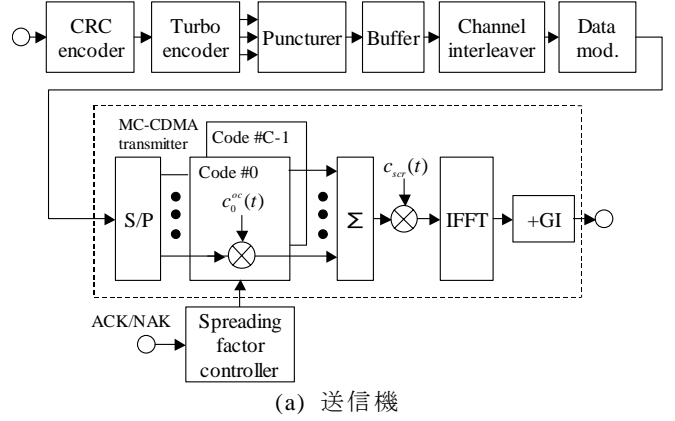


図 1 システムモデル

$$\tilde{R}(k) = \left[\sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{c=0}^{C-1} c_c^{oc}(k \bmod SF) c_{scr}(k) d_c(\lfloor k/SF \rfloor) \right] \times \tilde{H}(k) + \tilde{\Pi}(k) \quad (4)$$

ここで, $\tilde{H}(k)$ 及び $\tilde{\Pi}(k)$ は次式で与えられる.

$$\begin{cases} \tilde{H}(k) = w(k)H(k) \\ \tilde{\Pi}(k) = w(k)\Pi(k) \end{cases} \quad (5)$$

その後, 逆拡散を行うことによって, 次式で与えられる軟判定値 $\{\hat{d}_c(n); c=0 \sim C-1, n=0 \sim N_c/SF\}$ が得られる.

$$\begin{aligned} \hat{d}_c(n) &= \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{R}(k) c_c^{oc*}(k \bmod SF) c_{scr}^*(k) \\ &= \sqrt{\frac{2P}{SF}} \left(\frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{H}(k) \right) d_c(n) + \mu_{ICI}(n) + \mu_{noise}(n) \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)の第 1, 2 及び 3 項はそれぞれ, 所望信号成分, コード間干渉(ICI)成分及び雑音成分を示す. ここで, $\mu_{ICI}(n)$ 及び $\mu_{noise}(n)$ は次式で与えられる.

$$\left\{ \begin{aligned} \mu_{ICI}(n) &= \frac{1}{SF} \sqrt{\frac{2P}{SF}} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{H}(k) \sum_{\substack{c'=0 \\ \neq c}}^{C-1} d_{c'}(k/SF) \\ &\quad \times c_c^{oc}(k \bmod SF) c_c^{oc*}(k \bmod SF) \quad (7) \\ \mu_{noise}(n) &= \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{\Pi}(k) c_c^{oc*}(k \bmod SF) c_{scr}^*(k) \end{aligned} \right.$$

逆拡散後の軟判定値は並直列変換され、各ビットの対数尤度比(LLR: Log Likelihood Ratio)が計算される。各シンボルの等価チャンネル利得を $\hat{H}(k) = \sqrt{\frac{2P}{SF}} \left(\frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{H}(k) \right)$ と定義すると、ICI成分をガウス近似したときの LLR は次式で与えられる[10],[11]。

$$L(b) = \frac{|\hat{d}_c(n) - \hat{H}(k)\hat{s}_0|^2}{\sigma^2} - \frac{|\hat{d}_c(n) - \hat{H}(k)\hat{s}_1|^2}{\sigma^2} \quad (8)$$

ここで、 σ^2 は ICI+雑音の電力であり、 \hat{s}_0 (または \hat{s}_1) は $b(=0 \sim B-1)$ 番目のビット位置における 0 (または 1) を示す候補シンボルである。ここで、 B は1シンボルあたりのビット数を示す(QPSK, 16QAM 及び 64QAM 変調の場合、それぞれ $B=2, 4$ 及び 6 である)。 σ^2 は次式のように表せる[11]。

$$\sigma^2 = \frac{N_0}{T_s SF} \left[\frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |w(k)|^2 + \left(\frac{C-1}{SF} \frac{E_s}{N_0} \right) \left\{ \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} |\tilde{H}(k)|^2 - \left| \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{H}(k) \right|^2 \right\} \right] \quad (9)$$

最後に、式(8)の LLR 値をデインタリーブした後、ターボ復号が行われる。ターボ復号後にパケット内に誤りビットが検出された(されなかった)場合は、NACK (ACK)を送信機に送信し再送要求(次の新しいパケットの送信要求)が行われる。

3. 適応可変拡散率を用いる MC-CDMA HARQ

本論文では、符号化率 $R=1/3$ のターボ符号器を用いており、ターボ符号器から出力される系列長 K のシステムティックビット系列とそれと同じ系列長の 2 つのパリティビット系列を用いて送信ビット系列を生成している。本論文では、初回の送信時にはシステムティックビット系列を、再送が生じた場合には、パンクチャして得られた 2 つのパリティビット系列のうち 1 つを送信する、Type-II HARQ SP2 を考えている。パンクチャリングパターンを式(10)に表す。

$$P_1 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad P_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad P_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

再送時は、前回再送したパリティビット系列と異なる系列を送信する。受信側では、システムティックビット系列と再送によって受信した全てのパリティビットを符号合成して復号を行う。

初回、2 回目、3 回目、…の送信に用いる拡散率とコード多重数を、以下では $\{SF_i; i=1,2,3,\dots\}$ 及び $\{C_i; i=1,2,3,\dots\}$ と表記している。ただし、本論文では、全てのパケット送信時において、 $C_i=SF_i$ (つまり、フルコード多重)を仮定している。

システムティックビットを送信する初回 ($i=1$) では、MC-CDMA の拡散率を $SF_1=N_c$ 、コード多重数 $C_1=N_c$ 、つまりデータを最大拡散率で拡散し送信する。これは、符号化利得の得られない初回送信時には、 $SF_1=N_c$ が最も大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるためである。16QAM や 64QAM 等の多値変調を用いた場合も、 $SF_1=N_c$ 、 $C_1=N_c$ とすることにより最も優れた BER 特性を示すことが分かっている[11]。従って、多値変調時にも $SF_1=N_c$ 、 $C_1=N_c$ を初回送信の拡散率として用いた。

再送 2 回目以降 ($i \geq 2$) では、周波数ダイバーシチ利得の他に、再送によって得られたパリティビットを用いてターボ復号を行うことにより符号化利得が得られる。MC-CDMA では拡散率を大きく(小さく)すると周波数ダイバーシチ利得は大きく(小さく)なるが、インタリーブ効果は小さく(大きく)なり符号化利得は小さく(大きく)なる。また、ICI は拡散率を大きく(小さく)する程、大きく(小さく)なる。つまり、MC-CDMA HARQ のスループット特性は上記の 3 つの効果のトレードオフによって決まる[11]。上述のトレードオフの関係を考慮に入れて、再送 2 回目以降の拡散率を適切に設定することにより、再送回数によらず固定の拡散率を用いる MC-CDMA HARQ より、周波数ダイバーシチ利得と符号化利得をうまく得ることができると考えられる。そこで、第 4 章では、まず、スループットが最も改善できる再送 2 回目以降に用いる拡散率の最適化を、計算機シミュレーションにより行っている。

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諸元を示す。 $K=2048$ ビットの送信ビット系列を送信するものとする。本論文では、(13,15)再帰的システムティック畳み込み(RSC)符号器を 2 つ用いた符号化率 $1/3$ のターボ符号化を用いており、内部インタリーブに $S=K^{1/2}$ とする S-random インタリーブを用いている。また、64x32-ビットブロックインタリーブをチャンネルインタリーブとして用いている。フェージングチャンネルは、等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周波数選択性レイリーフェージングとした。受信機のタイミング再生、チャンネル推定及び誤り検出は理想的に行えるものとした。また、ACK/NACK 情報はフィードバックチャンネルを用いて誤りなく伝送されると仮定している。本論文では、次式でスループット η (bps/Hz)を定義している。

$$\eta = \frac{N_{suc}}{N_{total}} \times B \times \frac{T_s}{T_s + T_g} \quad (11)$$

ここで、 N_{suc} は送信に成功したパケット数、 N_{total} は全送信パケット数を示す。また、 T_g はガードインターバル長を示す。

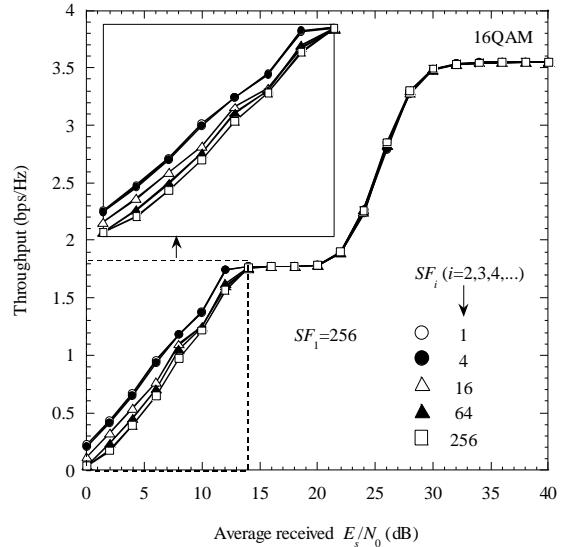
表 1 シミュレーション諸元

Turbo coding	(13,15) RSC encoder	
	Log-MAP decoding with 8 iterations	
	Sequence size	$K=2048$
Channel interleaver	64x32 block interleaver	
Data modulation	QPSK, 16QAM, 64QAM	
MC-CDMA	Spreading code	Walsh codes and long PN code
	No. of subcarriers	$N_c=256$
	No. of multicodes	$C_i=SF_i$
	Spreading factor	$SF_1=256$ ($C_1=256$) (first transmission)
	Guard interval length	$T_g=T_s/8$
Channel model	$L=16$ -path Rayleigh fading with uniform power delay profile	
Receiver	Channel estimation	Ideal
	Error detection	Ideal
	Maximum no. of retransmissions	100

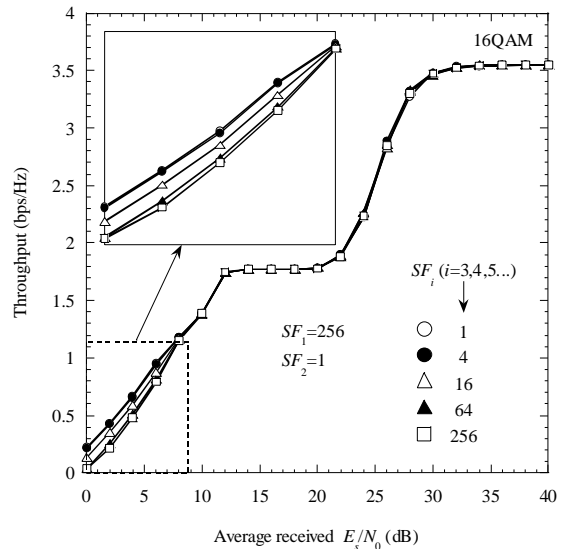
4.1. 再送 2 回目以降に用いる拡散率の最適化

まず、再送 2 回目以降に用いる拡散率の最適化を行う。初回送信の拡散率を $SF_1=N_c=256$ 、コード多重数を $C_1=256$ としている。図 2(a)は、再送 2 回目の拡散率(SF_2)をパラメータとしてプロットした、平均受信 E_s/N_0 対スループット特性 (16QAM) である。ただし、再送 3 回目以降の拡散率は再送 2 回目の拡散率をそのまま用いている。図より、1 回及び 2 回の送信でパケット送信に成功する高 E_s/N_0 の領域では、ほぼ同様のスループット特性を示すが、再送が複数回行われる確率の高い低 E_s/N_0 の領域では、再送 2 回目以降に用いる拡散率を小さくすることによって、スループット特性が向上していることが分かる。これは、再送 2 回目以降に小さな拡散率でパリティビットを送信することにより、大きなインタリーブ効果が得られ、より大きな符号化利得が得られるためである。再送 2 回目に用いる拡散率を変えることで、スループット特性を改善できるのは、平均再送回数が 2~3 回の場合である。第 4.3 節の図 4(a) (平均再送回数の影響を示したグラフ) より、平均的に 2~3 回の再送で伝送が成功する受信 E_s/N_0 の領域は約 8~14dB である。この領域において、最も優れたスループット特性を示す拡散率は、図 2(a)より $SF_2=1$ (つまり、OFDM) であることが分かる。従って、以後の最適化では、 $SF_2=1$ を再送 2 回目の拡散率として用いた。

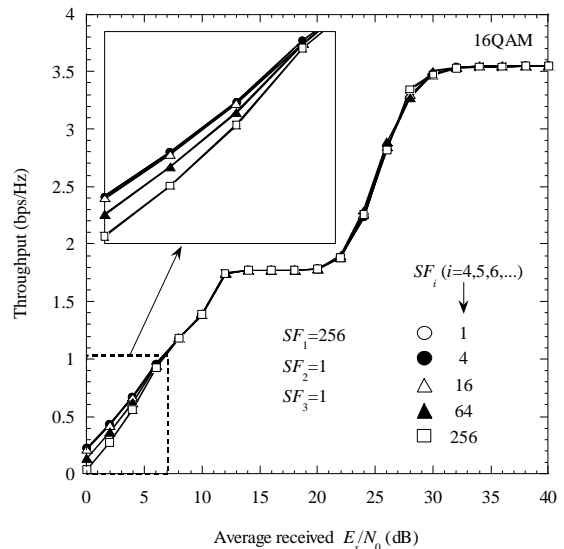
図 2(b)は、再送 3 回目の拡散率(SF_3)をパラメータとしてプロットした、平均受信 E_s/N_0 対スループット特性 ($SF_1=256$, $SF_2=1$) である。再送 2 回目の最適化と同様に、再送 3 回目においても $SF_3=1$ がスループットを最大にできることが確認できる。また、図 2(c)の再送 4 回目に用いる拡散率の影響を示したグラフからも、同様の結果が得られていることが分かる。以上の最適化の結果、初回の送信時には $SF_1=256$ (つまり、最大拡散率) で送信し、再送 2 回目以降では、 $SF_i=1$ ($i=2,3,4,\dots$) を用いれば、スループット特性を最も改善できることが分かる。従って、以後の計算機シミュレーションでは、 $SF_1=256$, $SF_i=1$ ($i=2,3,4,\dots$) を用いている。



(a) 再送 2 回目に用いる拡散率の最適化



(b) 再送 3 回目に用いる拡散率の最適化



(c) 再送 4 回目に用いる拡散率の最適化

図 2 再送 2 回目以降に用いる拡散率の最適化 (16QAM)

4.2. 固定拡散率を用いる MC-CDMA HARQ とのスループット特性比較

図 3 は、再送回数によらず常に固定の拡散率を用いる MC-CDMA HARQ と提案法のスループット特性の比較を行っている。固定拡散率を用いる MC-CDMA HARQ では、 $SF=1$ または 256 を用いる場合が、受信 E_s/N_0 すべての領域でスループットの上界または下界の特性を示す[12]ため、それらの2つの特性を示している。図 3(a), (b) 及び(c)は、それぞれ QPSK, 16QAM 及び 64QAM を用いた場合の特性である。図より、1 回の送信で成功する確率の高い高 E_s/N_0 の領域では、提案法は、固定拡散率 $SF=256$ 用いる従来の MC-CDMA HARQ と同じ特性を示し、固定拡散率 $SF=1$ を用いる場合より特性が優れていることが分かる。これは、初回の送信時に $SF=256$ を用いることにより周波数ダイバーシチ効果を得ることができるためである。再送が複数回の行われる低 E_s/N_0 の領域では、固定の拡散率 $SF=256$ 用いる MC-CDMA HARQ の特性より良好なスループット特性が得られている。これは、従来の MC-CDMA HARQ とは異なり、周波数ダイバーシチ利得と符号化利得の両方を得るために、再送 2 回目以降の拡散率を変えているためである。また、図 3(a)-(c)より、変調多値数が大きくなるに従って、固定拡散率 $SF=256$ 用いる従来の MC-CDMA HARQ からの改善効果が大きくなることも分かる。従って、提案法は、多値変調 (16QAM, 64QAM) を用いる場合に特に有効であることが分かる。

4.3. 平均再送回数の影響

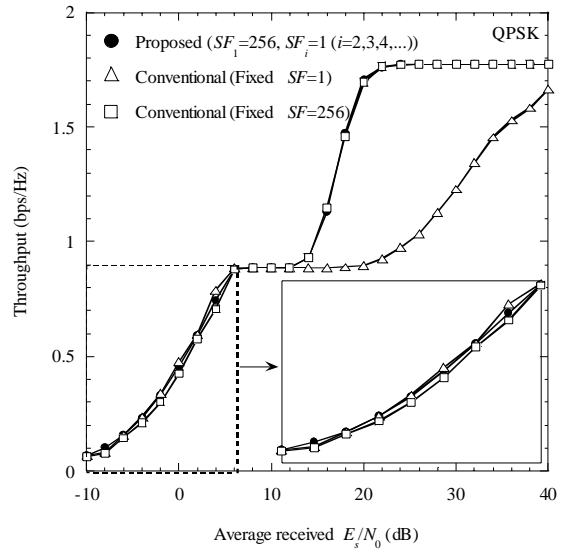
図 4 に、16QAM 及び 64QAM を用いた時の、平均受信 E_s/N_0 の関数としてプロットした平均再送回数の特性を示す。固定拡散率を用いる MC-CDMA HARQ では、低 (高) E_s/N_0 では、 $SF=1$ (256) が $SF=256$ (1) より少ない平均再送回数で済むことが分かる。つまり、平均受信 E_s/N_0 が異なれば、最適な拡散率が異なる。しかし、初回の再送時に $SF_1=256$ 、再送 2 回目以降では $SF_i=1$ ($i=2,3,4,\dots$) を用いる提案法は、平均受信 E_s/N_0 全体にわたって、従来法より少ない平均再送回数で済むことが分かる。

5. まとめ

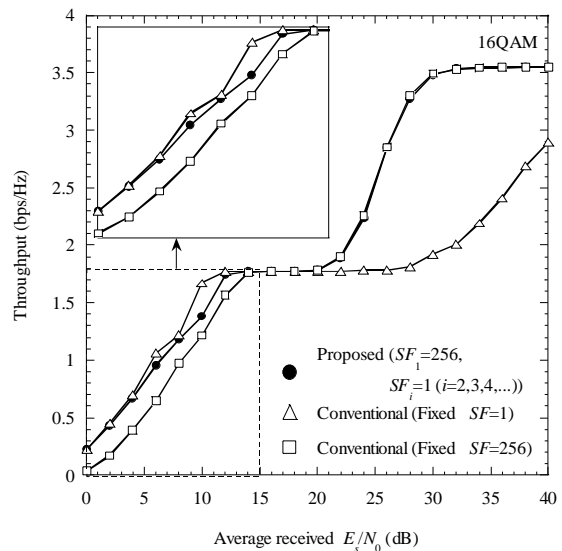
本論文は、再送ごとに MC-CDMA の拡散率を変え、周波数ダイバーシチ効果と符号化効果をうまく利用することでスループットを向上させる MC-CDMA HARQ を提案した。計算機シミュレーションにより、周波数選択性フェージング環境下におけるスループットを求めたところ、初回送信時には最大拡散率 $SF_1=256$ で、2 回目以降の送信時には $SF_i=1$ ($i=2,3,4,\dots$) を用いる場合が最も良好なスループット特性が得られることが分かった。また、再送回数によらず固定の拡散率を用いる MC-CDMA HARQ より、平均受信 E_s/N_0 全体に渡って、少ない平均再送回数で済み、優れたスループット特性が得られることが分かった。また、提案法は多値変調 (16QAM, 64QAM) を用いる場合に特に有効であることも分かった。

謝辞

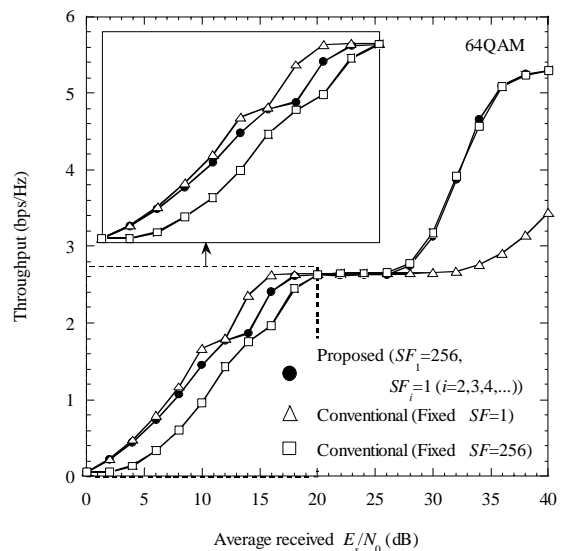
本研究は、日本学術振興会科学研究費補助金 (特別研究員奨励費) によって行われた。また、本研究を行うにあたり貴重なご意見をいただいた Deepshikha Garg 氏に感謝いたします。



(a) QPSK

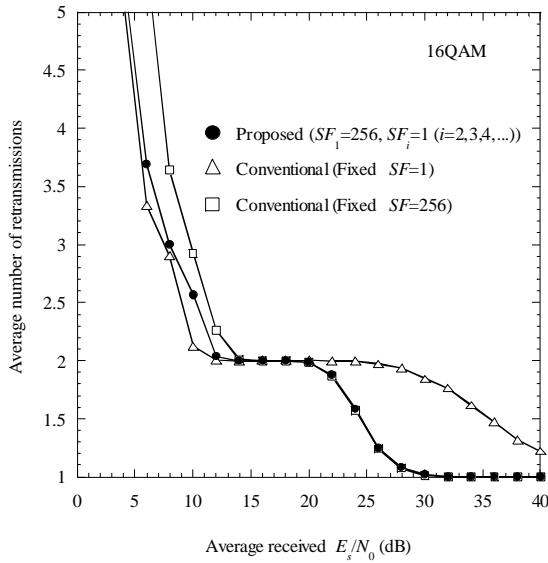


(b) 16QAM

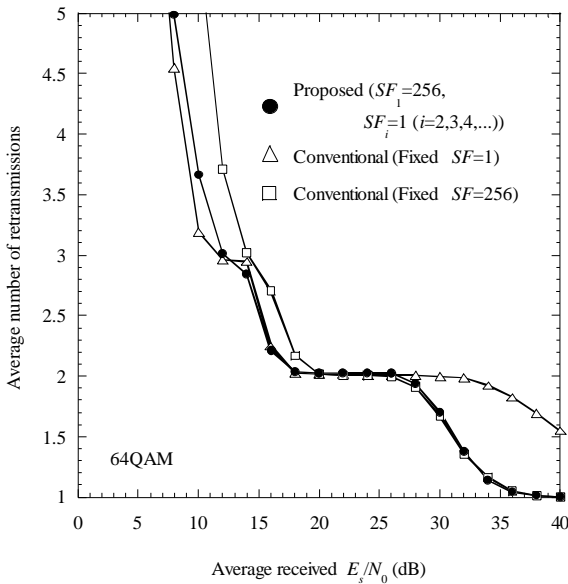


(c) 64QAM

図 3 スループット特性の比較



(a) 16QAM



(b) 64QAM

図4 平均再送回数の影響

system,” Proc. Comm. Theory, Mini-conference of GLOBECOM’97, pp. 55-59, Nov. 1997.

- [7] T. Ji and W. E. Stark, “Turbo-coded ARQ schemes for DS-CDMA data networks over fading and shadowing channels: throughput, delay and energy efficiency,” IEEE Journal on Selected Areas in Communication, vol. 18, pp. 1355-1364, Aug. 2000.
- [8] 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.
- [9] K. Miyoshi, A. Matsumoto, C. Wengerter, M. Kasapidis, M. Uesugi and O. Kato, “Constellation rearrangement and spreading code rearrangement for Hybrid ARQ in MC-CDMA,” Proc. 5th WPMC, pp. 668-672, Oct. 2002.
- [10] A. Stefanov and T. Duman, “Turbo coded modulation for wireless communications with antenna diversity,” Proc. IEEE VTC99-Fall, pp. 1565-1569, Sept. 1999.
- [11] D. Garg and F. Adachi, “Diversity-coding-orthogonality trade-off for coded MC-CDMA with high level modulation,” IEICE Trans. Commun., vol. E88-B, no.1 pp. 76-83, Jan. 2005.
- [12] D. Garg and F. Adachi, “Application of rate compatible punctured turbo coded hybrid ARQ to MC-CDMA mobile radio,” ETRI Journal, vol. 26, no. 5, pp. 405-412, Oct. 2004.

参考文献

- [1] F. Adachi, “Wireless past and future-evolving mobile communications systems,” IEICE Trans. Fundamentals, vol. E83-A, pp. 55-60, Jan. 2001.
- [2] R. D. J. van Nee, R. Prasad, *OFDM for wireless multimedia communications*, Artech House, Jan. 2000.
- [3] S. Hara and R. Prasad, *Multicarrier techniques for 4G mobile communications*, Artech House, June 2003.
- [4] S. Lin, D. Costello, Jr., and M. Miller, “Automatic-repeat-request error control schemes,” IEEE Commun. Mag., vol. 22, no. 12, pp. 5-17, Dec. 1984.
- [5] J. Hagenauer, “Rate-compatible punctured convolutional codes (RCPT codes) and their application,” IEEE Trans. Commun., vol. 36, pp. 389-400, April 1988.
- [6] D. N. Rowitch and L. B. Milstein, “Rate compatible punctured turbo (RCPT) codes in hybrid FEC/ARQ