

ICI キャンセラを用いるターボ符号化 MC-CDMA における拡散率の影響

油井 辰憲[†] 留場 宏道[†] 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 仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

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

あらまし 高速・高品質なデータ伝送が要求される次世代移動無線通信システムの有望なマルチアクセス方式の1つにマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)がある。MC-CDMA では周波数領域逆拡散によって大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるため、周波数選択性が強いほど、より優れた伝送特性を達成することができる。しかしながら、伝送レートを高くするために直交コード多重するマルチコード MC-CDMA では、コード多重数が増加するにつれて残留コード間干渉(ICI)が大きくなり、伝送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 を用いるターボ符号化 MC-CDMA はターボ符号化 OFDM よりも優れた伝送特性を与えることを明らかにした。しかし、拡散率の影響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 MC-CDMA 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、拡散率の影響を明らかにしている。

キーワード MC-CDMA, ICI キャンセラ, ターボ符号

Effect of spreading factor for turbo-coded MC-CDMA with ICI cancellation

Tatsunori YUI[†] Hiromichi TOMEBA[†] 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: [†] {yui, tomeba}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract One of promising multiaccess technique for the next generation mobile communications systems is the multicarrier code division multiple access (MC-CDMA). In MC-CDMA, as the frequency-selectivity of the channel gets stronger, better transmission performance can be achieved due to larger frequency diversity gain. However, if the code multiplexing order is increased so as to increase the data rate, the presence of the residual inter-code interference (ICI) degrades the transmission performance. Recently, we proposed a frequency-domain adaptive interference cancellation (FDAIC) technique to reduce the residual ICI and showed that better performance than OFDM can be achieved. However, the effect of spreading factor was not examined. In this paper, we evaluate by computer simulation the average bit error rate (BER) and throughput performances of turbo-coded MC-CDMA with FDAIC and discuss the effect of spreading factor.

Keyword MC-CDMA, ICI cancellation, Turbo code

1. まえがき

次世代移動無線通信システムでは、100Mbps を超える高速かつ高品質なデータ伝送が要求されている。高速移動無線チャンネルは、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ンネルとなるため、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してしまう[1,2]。そこで最近では、直交周波数分割多重(OFDM)[3,4]やマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)[5,6]などのマルチキャリア伝送が注目されている。MC-CDMA に最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を適用すれば、雑音強調を抑圧しつつ周波数領域逆拡散によって周波数ダイバーシチ

効果を得ることができるため、チャンネルの周波数選択性が強くなるほど、より優れた伝送特性を達成できる。また MC-CDMA では、直交拡散符号を用いて異なる信号をコード多重することで可変レート伝送を容易に実現できる。しかしながら、MMSE-FDE ではチャンネルを完全には周波数フラットにしないため、MMSE-FDE 後にコード間干渉(ICI)が残留してしまう。

筆者らはこれまで、繰り返しごとに残留 ICI を考慮した MMSE 重みおよび残留 ICI レプリカを生成して残留 ICI を低減する、周波数領域適応干渉キャンセラ(FDAIC)[7]を提案し、FDAIC をターボ符号化 MC-CDMA に適用したときの伝送特性改善効果を明らかにしてきた[8]。しかし、拡散率による影響については

これまで検討していなかった．そこで本論文では，FDAIC を用いるターボ符号化 MC-CDMA 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，拡散率の影響を明らかにしている．

本論文の構成は以下のようになっている．第 2 章では FDAIC を用いるターボ符号化 MC-CDMA 伝送系について述べている．第 3 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 の平均 BER 特性およびスループット特性を求め，拡散率の影響について考察している．第 4 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 伝送系を示す．本論文ではサンプル時間間隔の離散表現を用いている．

送信側では，送信ビット系列を符号化率 $R=1/3$ のターボ符号[9]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ングを適用して符号化ビット系列を得る(ここまでが図 1 のターボ符号器の処理)．続いて符号化ビット系列をデータシンボル系列に変換(データ変調)し，直並列(S/P)変換により C 個の並列データシンボル系列 $\{d_c(n); n=0\sim N_c/SF-1, c=0\sim C-1\}$ を得る．ここで SF は拡散率， C はコード多重数， N_c は FFT ポイント数である． C 個の並列データシンボル系列それぞれを直交拡散符号 $\{c_c(k); k=0\sim SF-1\}$ を用いて拡散した後，コード多重し，スクランブル符号 $\{c_{scr}(k); k=0\sim N_c-1\}$ 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 $\{s(t); t=0\sim N_c-1\}$ を生成し，後尾 N_g サンプルをコピーして MC-CDMA シンボル先頭のガードインターバル(GI)に挿入し送信する．

受信側では GI を除去した後，受信 MC-CDMA シンボル $\{r(t); t=0\sim N_c-1\}$ に N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用し， N_c 個の周波数成分 $\{R(k); k=0\sim N_c-1\}$ に分解する．そして $R(k)$ に対し，FDAIC の繰り返し処理を行う．まず，1 つ前の繰り返し処理により得られる MMSE 重みおよび残留 ICI レプリカを用いて MMSE-FDE および ICI キャンセルを行う．次いで逆拡散を行い，得られた軟判定値系列を用いて対数尤度比(LLR)を求め，ターボ復号を行う．さらにターボ復号器出力 LLR を用いて軟判定シンボルレプリカを生成，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 重みおよび残留 ICI レプリカを更新し，次回の MMSE-FDE, ICI キャンセルを行う．以上の処理を十分な回数だけ繰り返した後，復号器出力 LLR を 2 値判定して受信ビット系列を得る．

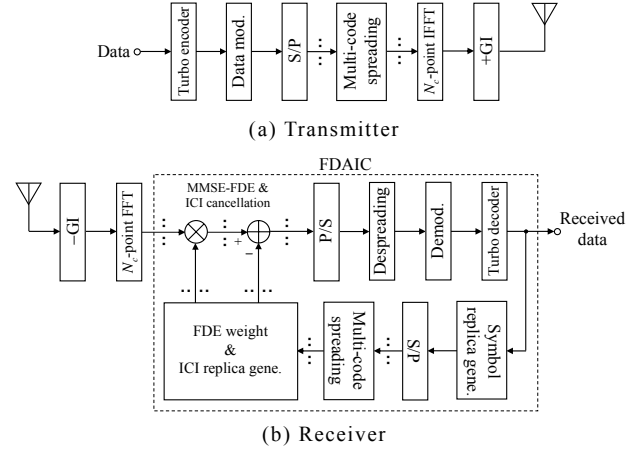


図 1 FDAIC を用いるターボ符号化 MC-CDMA 伝送系

2.1. 送信信号

MC-CDMA シンボル $s(t)$ の等価低域表現は次式のよう表される．

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S(k) \exp\left(j2\pi t \frac{k}{N_c}\right) \quad (1)$$

ここで， E_s は 1 シンボルあたりの信号エネルギー， T_c は FFT サンプリング間隔である． $S(k)$ は第 k 周波数成分であり，次式で表される．

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

ただし $\lfloor x \rfloor$ は x より小さいか等しい最大の整数である．

2.2. 受信信号

送信信号は，独立に変動する L 個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を伝搬して受信機で受信される．フェージングチャネルの入力ス応答 $h(t)$ は次式のように表される [10]．

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

ここで， h_l および τ_l はそれぞれ第 l パスの複素パス利得，遅延時間であり， $E[\sum_{l=0}^{L-1} |h_l|^2] = 1$ であるものとする ($E[\cdot]$ は期待値操作を表す)．なお， L 個のパスの最大遅延時間は GI 内に収まるものとしている．またブロックフェージングを仮定し，1MC-CDMA シンボルにわたってパス利得は変動しないものとしている．

受信 MC-CDMA シンボル $r(t)$ は次式のように表せる．

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l s(t - \tau_l) + \eta(t) \quad (4)$$

ここで， $\eta(t)$ は平均 0 で分散 $2N_0/T_c$ の複素ガウス雑音過程であり， N_0 は相加性白色ガウス雑音の片側電力スペクトル密度である．GI を削除した後， $r(t)$ に N_c ポイント

FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する. 第 k 周波数成分 $R(k)$ は次式のように表せる.

$$\begin{aligned} R(k) &= \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ &= \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} H(k) S(k) + \Pi(k) \end{aligned} \quad (5)$$

ただし, $H(k)$ および $\Pi(k)$ はそれぞれチャネル利得, 雑音成分の第 k 周波数成分であり, 次式で表される.

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

2.3. MMSE-FDE および ICI キャンセル

受信信号 $R(k)$ に対し, FDAIC の処理を繰り返し行う. 以降, 第 i ($=0 \sim I-1$) 回目の処理について説明する. 第 i 回目の MMSE-FDE および ICI キャンセル適用後の受信信号 $\tilde{R}_i(k)$ は次式で表せる [7].

$$\tilde{R}_i(k) = w_i(k) R(k) - M_i(k) \quad (7)$$

ここで, $w_i(k)$ および $M_i(k)$ はそれぞれ残留 ICI を考慮した MMSE 重み, 残留 ICI レプリカである. $w_i(k)$ は次式により与えられる [7].

$$\begin{cases} w_i(k) = \frac{H^*(k)}{|H(k)|^2 \sum_{c=0}^{C-1} \rho_{c,i-1}(\lfloor k/SF \rfloor) + \left(\frac{1}{SF} \frac{E_s}{N_0}\right)^{-1}} \\ \rho_{c,i-1}(n) = E[|d_c(n)|^2] - |\tilde{d}_{c,i-1}(n)|^2 \end{cases} \quad (8)$$

ただし, $\rho_{c,i-1}(n)$ は干渉係数 ($\rho_{c,-1}(n)=1$), $E[|d_c(n)|^2]$ はデータシンボルの絶対値の 2 乗の期待値, $\tilde{d}_{c,i-1}(n)$ は第 $i-1$ 回目の処理により得られる軟判定シンボルレプリカである. $E[|d_c(n)|^2]$ と $\tilde{d}_{c,i-1}(n)$ は次式で与えられる.

$$\begin{aligned} E[|d_c(n)|^2] &= \sum_{d \in D} |d|^2 \prod_{b_{c,n,x} \in d} p(b_{c,n,x}) \\ &= \begin{cases} 1, & \text{for QPSK} \\ \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\lambda_{c,i-1,1}(n)}{2}\right) + \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\lambda_{c,i-1,3}(n)}{2}\right) + 1, & \text{for 16QAM} \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \tilde{d}_{c,i-1}(n) &= \sum_{d \in D} d \prod_{b_{c,n,x} \in d} p(b_{c,n,x}) \\ &= \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_{c,i-1,0}(n)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_{c,i-1,1}(n)}{2}\right), & \text{for QPSK} \\ \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_{c,i-1,0}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\lambda_{c,i-1,2}(n)}{2}\right) \right\} \\ + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_{c,i-1,2}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\lambda_{c,i-1,3}(n)}{2}\right) \right\}, & \text{for 16QAM} \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

ここで, D はシンボル候補の集合を表し, d はそれに属するシンボル, $\lambda_{c,i-1,x}(n)$ は第 $i-1$ 回目の処理により得られる, 第 n シンボル $d_c(n)$ を構成する M ビット中の第 x ビット $b_{c,n,x}$ の復号器出力 LLR である ($x=0 \sim M-1$ であり, QPSK 変調のとき $M=2$, 16QAM 変調のとき $M=4$ である). また, $M_i(k)$ は次式により与えられる [7].

$$\begin{cases} M_i(k) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \left\{ w_i(k) H(k) - \hat{H}_i(\lfloor k/SF \rfloor) \right\} \tilde{S}_{i-1}(k) \\ \hat{H}_i(n) = \frac{1}{SF} \sum_{k=nSF}^{(n+1)SF-1} w_i(k) H(k) \end{cases} \quad (11)$$

ここで, $\tilde{S}_{i-1}(k)$ は $\tilde{d}_{c,i-1}(n)$ を再拡散することで得られる送信信号レプリカであり, 次式で表せる.

$$\tilde{S}_{i-1}(k) = \sum_{c=0}^{C-1} \tilde{d}_{c,i-1}(\lfloor k/SF \rfloor) c_c(k \bmod SF) c_{ser}(k) \quad (12)$$

ただし, $\tilde{S}_{-1}(k) = 0$ である.

MMSE-FDE および ICI キャンセル後, 逆拡散とターボ復号を行い, 復号器出力 LLR $\lambda_{c,i,x}(n)$ を用いて $E[|d_c(n)|^2]$, $\tilde{d}_{c,i}(n)$ および $\tilde{S}_i(k)$ を求め, 次回 ($(i+1)$ 回目) の MMSE 重みの更新と残留 ICI レプリカの生成を行う.

表 1 計算機シミュレーション条件

| Turbo coding | Encoder | Two (13,15) RSC encoders |
|--------------|-----------------------|--|
| | Decoder | Log-MAP decoding |
| | Coding rate | $R=1/2, 3/4, 8/9$ |
| | Channel interleaver | Block |
| Transmitter | Modulation | QPSK, 16QAM |
| | No. of FFT points | $N_c = 256$ |
| | GI length | $N_g = 32$ |
| | Spreading sequence | Product of Walsh sequence and long PN sequence |
| | Spreading factor | $SF = 1, 4, 16, 64, 256$ |
| | Code multiplex order | $C = SF$ |
| | Frequency interleaver | Random |
| 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 | Ideal |
| | No. of iterations | $I = 8$ iterations |

表 2 パンクチャパターン

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

3. 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条件を示す. 変調方式は QPSK および 16QAM 変調, FFT ポイント数 $N_c=256$, ガードインターバル長 $N_g=32$ を仮定した. 符号化ビット系列長は 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. パンクチャパターンは表 2 の通りである. 拡散率 $SF=1$ (OFDM), 4, 16, 64, 256 とし, コード多重数 $C=SF$ のフルコード多重を仮定した. より大きな周波数ダイバーシチ効果を得るため, 周波数インターリーブとしてランダムインターリーブを用いている. フェージングチャネルは一律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 $f_D T=0.001$ ($T=(N_c+N_g)T_c$) のブロックフェージングを仮定している ($f_D T=0.001$ は, 搬送波周波数 5GHz, $1/T_c=100$ Mspss において移動速度 75km/h に相当). FDAIC の繰り返し回数は $I=8$ 回とし, 1 繰り返しあたりターボ復号を 1 回行う. OFDM および ICI キャンセルなしの MC-CDMA では公平性を保つためにターボ復号の繰り返し回数を 8 回としている. また, 理想チャネル推定を仮定した.

3.1. 平均 BER 特性

図 2 に $R=1$ (無符号化) および $R=1/2$ のときの平均 BER 特性を示す. 横軸は拡散率 SF である. 本論文では $C=SF$ のフルコード多重を仮定しているため, SF が大きくなるにつれて周波数ダイバーシチ効果だけでなく残留 ICI も大きくなる. したがって ICI キャンセルなしの場合は, SF を大きくしても大幅な特性改善効果は得られない. 一方, ICI キャンセルを用いる場合は残留 ICI を低減できるので, SF が大きくなるにつれて周波数ダイバーシチ効果により平均 BER 特性が改善することがわかる. $SF=256$ が最も優れた平均 BER 特性を示すのは, C が大きいほど ICI キャンセルに用いる残留 ICI レプリカの精度が高くなるためである(式(12)で示されているように, 残留 ICI レプリカは C 個のシンボル判定結果の和であるから, C が大きくなるほど誤差が平均化されて小さくなる)[7]. $R=1/2$ のときは大きな符号化利得が得られるため, 無符号化の場合よりも SF 増加による特性改善量は小さくなり, ICI キャンセルなしの場合は残留 ICI 増大によって平均 BER 特性が劣化してしまうものの, ICI キャンセルを用いるときは $SF=256$ が最も優れた平均 BER 特性を示す.

図 3 に, 符号化率 $R=1/2, 3/4$ および $8/9$ のときの平均 BER 特性を示す. 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. ICI

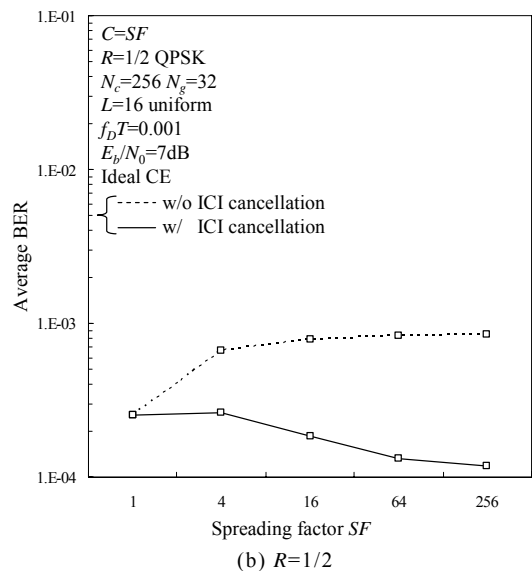
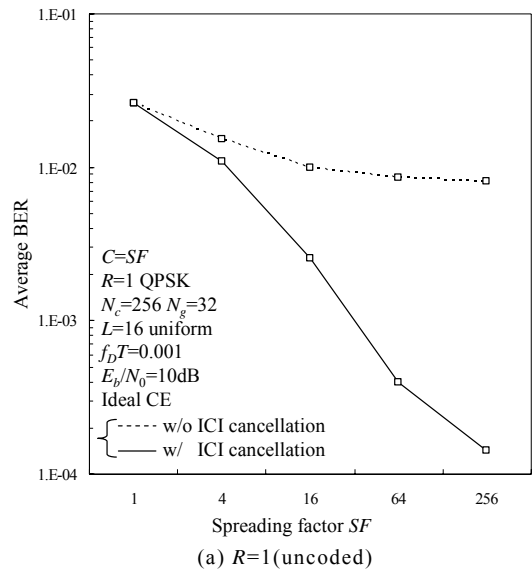


図 2 拡散率の影響

キャンセルを用いる MC-CDMA では, 残留 ICI を低減しつつ大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができ, QPSK 変調時は符号化率によらず SF が大きいほど優れた平均 BER 特性を達成できる. 符号化率が高くなるにつれて符号化利得が小さくなるため, SF を大きくすることにより大幅に平均 BER 特性を改善することがわかる. 16QAM 変調の場合は, QPSK 変調と比較して信号点間距離が短く, 残留 ICI の影響を強く受けるため, $R=1/2$ では SF が大きくなるにつれて平均 BER 特性が劣化してしまう. しかしながら $R=3/4$ および $8/9$ においては, 符号化利得だけでなく大きな周波数ダイバーシチ効果の得られる $SF=256$ が最も優れた平均 BER 特性を示す.

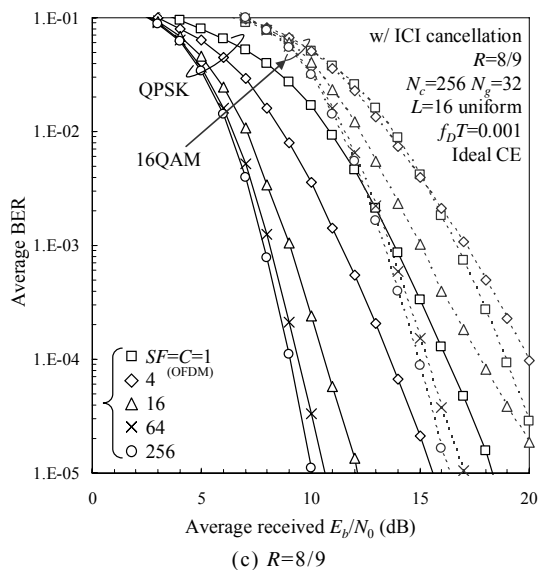
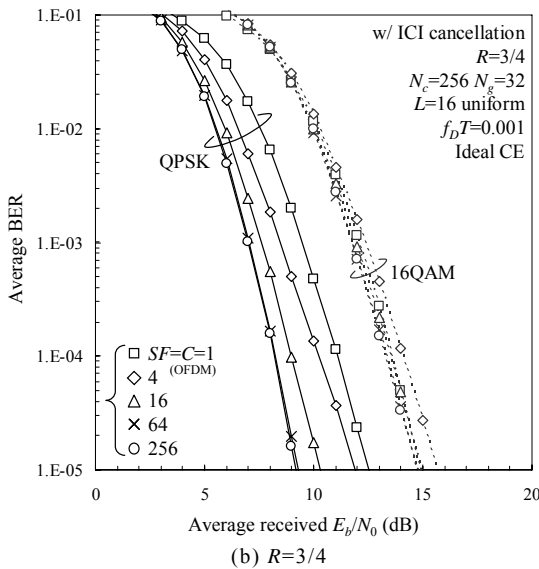
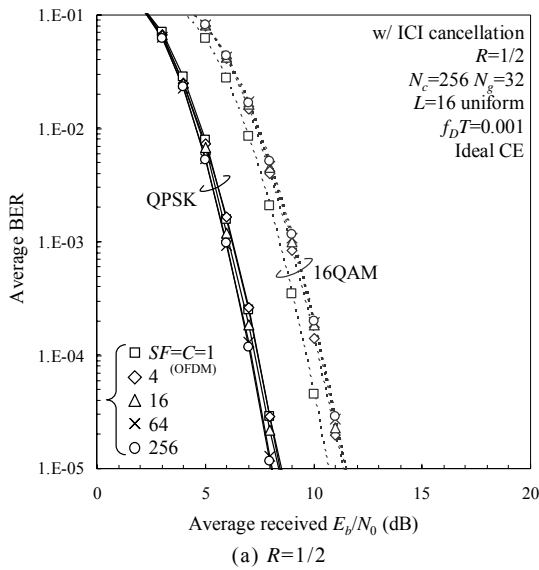


図3 平均 BER 特性

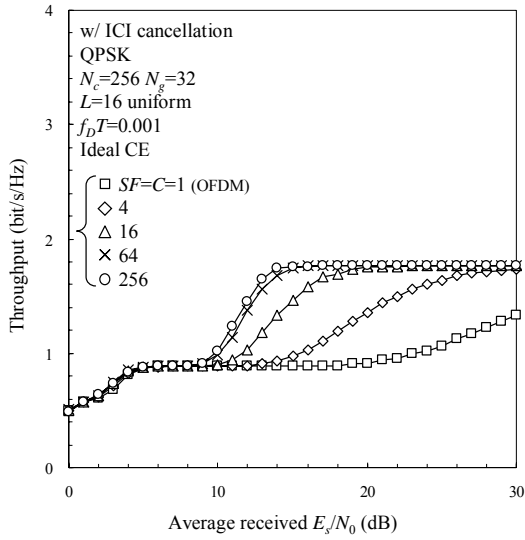
3.2. スループット特性

図4に、Incremental Redundancy(IR)法を用いるハイブリッド自動再送要求(HARQ)[11,12]を適用したときのスループット特性を示す。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。なお、図5のHARQ type-II S-P2[12]を用い、ACK/NACK信号の送受信および誤り検出は理想的に行われるものとした。HARQ type-II S-P2では、初回は情報ビット系列のみを送信し、受信側でMMSE-FDE、ICIキャンセルを繰り返した後、誤り検出を行う。誤りが検出された場合にはパリティビット系列を再送信し、MMSE-FDE、ICIキャンセルおよび $R=1/2$ のターボ復号を繰り返し行う。再び誤りが検出された場合は次のパリティビット系列を再送信し、MMSE-FDE、ICIキャンセル、 $R=1/3$ のターボ復号を行う。ICIキャンセルを用いるMC-CDMAでは、パリティビット系列を再送信しなくても、MMSE-FDEおよびICIキャンセルによって残留ICIを抑圧しつつ大きな周波数ダイバーシチ効果を得ることができるので、 E_s/N_0 の高い領域($E_s/N_0 \geq 15\text{dB}$)では SF が大きくなるにつれてスループット特性が大幅に改善することがわかる。一方、 E_s/N_0 の低い領域では、16QAM変調のとき SF が増大するにつれてスループット特性がわずかに劣化しているものの、 SF によらずほぼ同等のスループット特性が得られる。

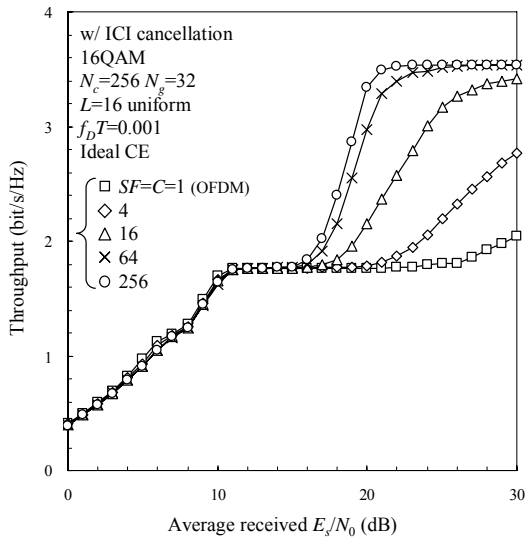
4. むすび

本論文では、FDAICを用いるターボ符号化MC-CDMA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、拡散率の影響を明らかにした。FDAICを用いるMC-CDMAでは、コード多重数 C を大きくするほどICIキャンセルに用いる残留ICIレプリカの精度を高くできる。したがって、OFDMと同じ伝送レートを得るフルコード多重($C=SF$)のとき、 SF を大きくするほどOFDMよりも優れた平均BER特性およびスループット特性を達成できる。低符号化率では大きな符号化利得が得られるため、 SF 増加による特性改善量はわずかであるものの、高符号化率の場合には SF を大きくすることで大幅に伝送特性を改善できることを示した。

文 献



(a) QPSK



(b) 16QAM

図 4 スループット特性

- [1] W.C.Jakes Jr,Ed, *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J.G.Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] S.Hara and R.Prasad, *Multicarrier techniques for 4G mobile communications*, Artech House, 2003.
- [4] H.Atarashi, S.Abeta and M.Sawahashi, "Variable spreading factor-orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E86-B, No.1, pp.291-299, Jan.2003.
- [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] K.Ishihara, K.Takeda and F.Adachi, "Iterative frequency-domain soft interference cancellation for multicode DS- and MC-CDMA transmissions and performance comparison," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E89-B, No.12, pp.3344-3355, Dec.2006.
- [8] 油井, 留場, 安達, "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," *信学技報*, RCS2007-81, pp.7-12, 2007年10月.
- [9] C.Berrou, A.Glvieux and P.Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes(1)," *Proc.IEEE Int. Conf. on Commun.*, Geneva, Switzerland, pp.1064-1070, May 1993.
- [10] T.S.Rappaport, *Wireless communications*, Prentice Hall, 1996.
- [11] 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.
- [12] 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.

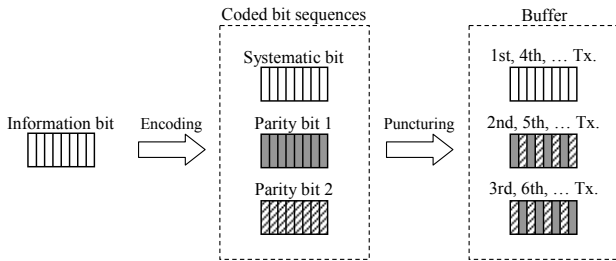


図 5 HARQ type-II S-P2