

# OFDM-IDMA 方式におけるアンテナダイバーシチと 繰り返し復号の性能評価

田島 茜<sup>†</sup> 吉澤 真吾<sup>†</sup> 谷本 洋<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 北見工業大学 大学院工学研究科 電気電子工学専攻 〒090-8507 北海道北見市公園町 165

**あらまし** M2M (Machine to Machine) 通信の需要拡大に伴い、小パケットで多数のユーザが同時通信可能な無線通信システムの実現が求められており、ユーザに個別のインターリーブを割り当てて多重伝送する IDMA (Interleave-Division Multiple-Access) が検討されている。OFDM-IDMA 方式にアンテナダイバーシチや繰り返し復号を適用したときの受信機構成について検討し、計算機シミュレーションにより通信特性を評価する。受信機側の IDMA の干渉除去処理においてダイバーシチのブランチ合成と誤り訂正後の情報を用いた尤度値の符号補正を行うことでマルチパスフェージング環境下での通信特性を改善できることを明らかにした。

**キーワード** 移動通信, OFDM-IDMA, アンテナダイバーシチ, 繰り返し復号

## Performance Evaluation of Antenna Diversity and Iterative Decoding in OFDM-IDMA

Akane TAJIMA<sup>†</sup>, Shingo YOSHIZAWA<sup>†</sup>, and Hiroshi TANIMOTO<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Kitami Institute of Technology, Graduate School of Engineering, Department of Electrical and Electronics Engineering, 165, Koen-cho, Kitami, Hokkaido, 090-8507 Japan

**Abstract** To meet the growing demand for machine to machine (M2M) communication, the realization of simultaneous communication in many users are requested. Interleave-division multiple-access (IDMA) has been investigated that allocates users to specific interleave patterns. We study a receiver structure where antenna diversity and iterative decoding are applied in an OFDM-IDMA system and evaluate its communication performance using computer simulations. The receiver combines diversity branches and compensates for signs of likelihood values from bit information after error correction in interference cancellation of IDMA. It improves communication performance the OFDM-IDMA system under multipath fading.

**Key words** Mobile communication, OFDM-IDMA, Antenna diversity, Iterative decoding

### 1. はじめに

移動体通信において限られた周波数を複数のユーザ間で効率的に利用するため様々な多元接続手法が研究されている。TDMA (Time Division Multiple Access), FDMA (Frequency Division Multiple Access), CDMA (Code Division Multiple Access) の他に、時間・周波数領域をより効率的に利用する OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) などがある。近年、機械と機械が通信ネットワークを介して情報を交換する M2M (Machine to Machine) 通信の需要が拡大することから、小パケットで多数のユーザが同時通信可能な無線通信システムの実現が求められており、インターリーブ分割多元接続 (Interleave Division Multiple Access, IDMA) が検討されている [1]。IDMA はユーザ毎に異なるインターリーブ

パターンと符号化率の低い誤り訂正符号を用いることで、比較的少ない演算量で優れた性能を持つマルチユーザ検出を実現することができる。また、マルチパスフェージング環境では伝搬路の影響を周波数領域で容易にチャネル等化できる OFDM を組み合わせた OFDM-IDMA [2] が効果的であり、セルラシステムでの適用が検証されている [3]。また、MIMO (Multiple-Input Multiple-Output)-IDMA-OFDM 方式のシミュレーション評価が行われている [4], [5]。

本稿では、OFDM-IDMA 方式においてアンテナダイバーシチや繰り返し復号を適用したときの受信機構成について検討し、シミュレーションによりその伝送特性を評価する。OFDM-IDMA の実証実験が最近の研究 [6]-[8] で行われているが、アンテナダイバーシチを適用することで通信特性が大幅に改善されることが報告されている [8]。ただし、文献 [8] では、IDMA 干渉除去

器出力後の各ブランチの尤度値を合成するのみであり、誤り訂正符号や干渉キャンセラの繰り返し処理内でブランチ合成することは検討されていなかった。本研究では、受信機側の IDMA の干渉除去処理においてブランチ合成を行い、誤り訂正後の情報を用いた尤度値の符号補正を行うことで、IDMA 復号性能の強化を行っている。シミュレーションでは、OFDM-IDMA 実証実験 [6]-[8] から測定された実伝搬データから見通し内と見通し外のチャンネルモデルを作成し、ユーザ数 8 での OFDM-IDMA 通信特性評価を行っている。

本稿の以下の構成は下記の通りである。第 2 章は OFDM-IDMA 方式を説明し、第 3 章ではダイバーシチ方式と文献 [8] で行われた OFDM-IDMA 受信機にアンテナダイバーシチを適用した構成を述べる。第 4 章では、誤り訂正符号を導入した送受信機構成、干渉除去処理内にブランチ合成、誤り訂正復号、尤度値符号補正を挿入した受信機構成を述べる。第 5 章で各受信機構成に対するシミュレーション評価結果を示す。第 6 章にまとめと今後の課題を述べる。

## 2. OFDM-IDMA 方式

### 2.1 送受信機構成

OFDM-IDMA 送受信機構成と上りリンクの伝搬路を図 1 に示す。端末側となる各ユーザの送信機は、情報ビット系列  $\mathbf{b}_k = [b_k(0), b_k(1), \dots, b_k(n_b), \dots, b_k(N_b - 1)] \in \{0, 1\}^{N_b}$  ( $0 \leq n_b \leq N_b - 1$ ) から  $N_r$  回同じビットを並べる繰り返し符号 ( $\Gamma_k$ , 符号化率  $R_r = 1/N_r$ ) により符号化ビット系列  $\mathbf{c}_k = [c_k(0), c_k(1), \dots, c_k(n), \dots, c_k(N_c - 1)] \in \{0, 1\}^{N_c}$  ( $0 \leq n \leq N_c - 1$ ) を生成する。 $n_b$  は情報ビット数  $N_b$  に対するビット番号であり、 $N_c (= N_b N_r)$  は繰り返し符号化後のビット数、 $k$  はユーザ数  $K$  に対する IDMA ユーザ番号 ( $0 \leq k \leq K - 1$ ) である。符号化ビット系列を各ユーザに固有のインターリーブパターン  $\pi_k$  で系列の順序を入れ替え、送信符号化系列  $\tilde{\mathbf{c}}_k$  を生成する。変調器により QPSK 変調したデータシンボル  $\mathbf{x}_k = [x_k(0), x_k(1), \dots, x_k(n), \dots, x_k(N - 1)]$  ( $0 \leq n \leq N - 1$ ,  $N = N_c / N_{\text{bps}}$ ,  $N_{\text{bps}}$  はシンボルあたりのビット数) を生成し、OFDM シンボルとサブキャリア単位で配置をする。逆離散フーリエ変換による周波数・時間領域変換と CP (Cyclic Prefix) を付加する OFDM 変調処理により、OFDM-IDMA 送信信号  $\tilde{\mathbf{x}}_k$  を生成する。

上りリンク伝搬路では各ユーザの OFDM-IDMA 送信信号  $\tilde{\mathbf{x}}_k$  に伝搬路係数  $\tilde{\mathbf{h}}_k$  が乗算され、基地局側となる受信機で全ユーザの信号を合成した  $\tilde{\mathbf{y}}$  を得る。受信機で CP 除去と離散フーリエ変換による時間・周波数領域変換を行うことで周波数領域の受信信号  $\mathbf{y}$  を得る。また、OFDM パケットの先頭に付加されたトレーニング信号からチャンネル推定を行うことで全ユーザ分の伝搬路係数  $\mathbf{h}_0, \mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_{K-1}$  を算出する。マルチユーザ検出処理は  $K$  ユーザ分のマルチユーザ干渉キャンセラで並列型の繰り返し復号が行われる。干渉キャンセラでは ESE (Elementary Signal Estimator) から出力された尤度値  $\lambda_{\text{dec}}(\tilde{\mathbf{c}}_k)$  にデインターリーブ  $\pi_k^{-1}$  処理を行い、繰り返し符号の復号処理  $\Gamma_k^{-1}$  を行うことでマルチユーザ干渉除去を行う。干渉キャンセラから出力され

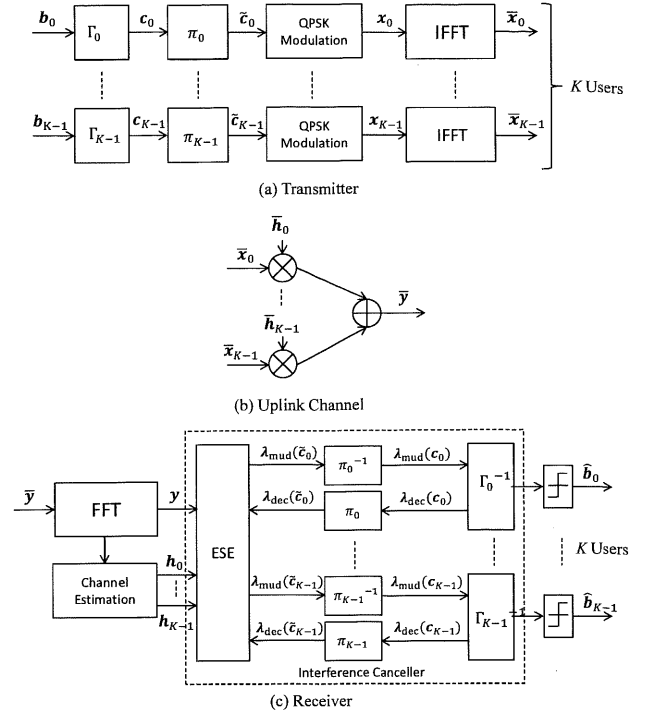


図 1 OFDM-IDMA 送受信機構成及び上りリンクの伝搬路モデル

た外部値  $\lambda_{\text{mud}}(\mathbf{c}_k)$  から復号処理を行う。復号器から出力された尤度値に対してインターリーブ処理  $\pi_k$  を行い、干渉キャンセラの外部値入力  $\lambda_{\text{dec}}(\tilde{\mathbf{c}}_k)$  とする繰り返し処理を実行する。所定の繰り返し回数  $N_{\text{iter}}$  に達したら、干渉キャンセラから出力した尤度値を硬判定することで復号ビット系列  $\hat{\mathbf{b}}_k$  を得る。

### 2.2 干渉キャンセラ

図 1 の受信機において周波数領域受信信号  $\mathbf{y}$  を所望信号と干渉成分に分けて表現すると以下の式となる。

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{h}_k(n)\mathbf{x}_k(n) + \mathbf{I}_k(n). \quad (1)$$

ただし、 $\mathbf{I}_k(n)$  は第  $n$  シンボルにおける他ユーザからの干渉成分と雑音成分の和である。

$$\mathbf{I}_k(n) = \sum_{l=0, l \neq k}^{K-1} \mathbf{h}_l(n)\mathbf{x}_l(n) + \mathbf{z}(n) \quad (2)$$

ただし、 $\mathbf{z}(n)$  は白色ガウス雑音である。干渉キャンセラと復号器の繰り返し処理による干渉キャンセラは以下の手順で与えられる。

(A) 干渉キャンセラへの入力となる外部値  $\lambda_{\text{dec}}(\tilde{\mathbf{c}}_k)$  を復号器出力の外部値をインターリーブ処理することで得る。

$$\lambda_{\text{dec}}(\tilde{\mathbf{c}}_k) = \pi_k(\lambda_{\text{dec}}(\mathbf{c}_k)) \quad (3)$$

ただし、繰り返し処理における初回は  $\lambda_{\text{dec}}(\mathbf{c}_k) = \mathbf{0}$  とする。

(B) 干渉成分に対する期待値  $E_k$  及び分散値  $V_k$  とその全ユーザに対する期待値合計  $\bar{E}$  と分散値合計  $\bar{V}$  を計算する。

$$E_k(m) = \mathbf{h}_k(m) \{ \tanh(\lambda_{\text{dec}}(\tilde{\mathbf{c}}_k(2m))/2) + j \tanh(\lambda_{\text{dec}}(\tilde{\mathbf{c}}_k(2m+1))/2) \} \quad (4)$$

$$V_k(m) = (1 - \text{Re}[E_k(m)]^2) + j(1 - \text{Im}[E_k(m)]^2) \quad (5)$$

$$\bar{E}(m) = \sum_{k=0}^{K-1} E_k(m) \quad (6)$$

$$\bar{V}(m) = \sum_{k=0}^{K-1} V_k(m) \quad (7)$$

ただし、式 (1) の  $n$  を偶数番号  $2m$  と奇数番号  $2m+1$  に分けて表現し、 $0 \leq m \leq N/2-1$  である。

(C) 干渉キャンセラの外部値出力  $\lambda_{\text{mud}}(\tilde{c}_k)$  を LLR(Log Likelihood Ratio) により計算する。

$$E'_k(m) = x_k(m) - \bar{E}(m) + E_k(m) \quad (8)$$

$$V'_k(m) = \bar{V}(m) - V_k(m) + (1+j)\sigma^2 \quad (9)$$

$$\lambda_{\text{mud}}(\tilde{c}_k(2m)) = \frac{2|h_k(m)|^2 \cdot \text{Re}[E'_k(m)h_k^*(m)]}{\text{Re}[h_k^*(m)]^2 \text{Re}[V'_k(m)] + \text{Im}[h_k^*(m)]^2 \text{Im}[V'_k(m)]} \quad (10)$$

$$\lambda_{\text{mud}}(\tilde{c}_k(2m+1)) = \frac{2|h_k(m)|^2 \cdot \text{Im}[E'_k(m)h_k^*(m)]}{\text{Re}[h_k^*(m)]^2 \text{Im}[V'_k(m)] + \text{Im}[h_k^*(m)]^2 \text{Re}[V'_k(m)]} \quad (11)$$

ただし、 $\sigma^2$  は伝搬路の雑音電力である。

(D) デインターリーブ処理により復号器入力の外部値  $\lambda_{\text{mud}}(c_k)$  を得る。

$$\lambda_{\text{mud}}(c_k) = \pi_k^{-1}(\lambda_{\text{mud}}(\tilde{c}_k)) \quad (12)$$

(E) 外部値  $\lambda_{\text{dec}}(c_k)$  を計算する。

$$T_k(n_b) = \sum_{n_r=0}^{N_r-1} \lambda_{\text{mud}}(c_k(n_r + N_r n_b)) \quad (13)$$

$$\lambda_{\text{dec}}(c_k) = \Gamma_k(T_k) - \lambda_{\text{mud}}(c_k) \quad (14)$$

ただし、 $0 \leq n_b \leq N_b - 1$  である。

$\Gamma_k$  は  $T_k(0), \dots, T_k(n_b), \dots, T_k(N_b - 1)$  に対して各々  $N_r$  個並べる繰り返し符号処理を表す。(A)~(E) を繰り返し回数だけ処理を行う。

(F) 硬判定による復号ビット出力

$$\hat{b}_k(n_b) = f_{\text{Demod}}(T_k(n_b)) \quad (15)$$

ただし、 $0 \leq n_b \leq N_b - 1$ ,  $f_{\text{Demod}}$  は硬判定処理を表す。

### 3. ダイバーシチ方式

#### 3.1 アンテナダイバーシチ

移動通信では送信された電波はフェージングの影響を受けるため受信電力が低下する。受信電力が小さいと伝送信号の品質劣化が生じるため、高品質伝送を維持することが困難となる。また、フェージングは送信された信号に対し、ランダムな信号で変調するために、送信時に変調された信号とフェージング変動との区別が困難になり伝送信号の劣化が著しい。これらのフェージングの影響を軽減させる対策としてダイバーシチ技術がある。ダイバーシチ方式には、空間的に十分離れた複数の受信アンテナを用いる空間ダイバーシチや同一の信号を複数の異なる周波数を用いて送信する周波数ダイバーシチや同一の信号

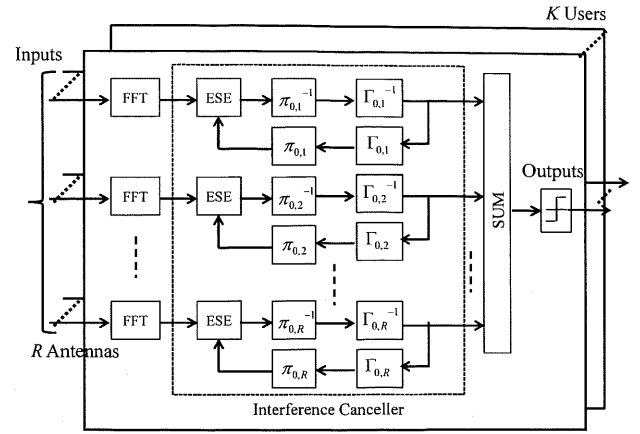


図2 アンテナダイバーシチを用いた受信機構成

を時間をずらして複数回送信する時間ダイバーシチなどがある。

本稿で扱う OFDM-IDMA 通信は上りリンクを想定している。基地局側に複数アンテナが設置してあることを前提とする。そのため、ダイバーシチ方式ではアンテナ（空間）ダイバーシチを用いた受信機構成を検討する。OFDM-IDMA においてもフェージングにより各ユーザやサブキャリアにおける信号 SNR がばらつくことでマルチユーザ検出性能が低下することが報告されている [8]。図2にダイバーシチブランチ合成に最大比合成を適用したときの受信機構成を示す。アンテナブランチ数を  $R$  で表している。各ブランチの干渉キャンセラ出力に対して加算処理（図では SUM）を行うことで最大比合成を実現できる。これは式 (10), (11) に示す LLR 計算において、推定した伝搬チャネルの複素共役を乗算しているためであり、各ブランチの位相を揃える処理はこの部分で行われているためである。

### 4. 誤り訂正および繰り返し復号

#### 4.1 誤り訂正符号

過去の研究 [8] では最大比合成を適用した OFDM-IDMA 受信機構成の通信特性評価が行われているが、誤り訂正符号を挿入した場合の評価は行われていなかった。最初に送信機に畳み込み符号化器、受信機にビタビ復号器を挿入した構成を検討する。誤り訂正符号及び復号処理を挿入した送受信機構成を図3に示す。送信機では、情報ビット系列  $b_k$  を符号化器 (ENC) で畳み込み符号化し、誤り訂正符号を付加したビット系列  $d_k$  を得る。繰り返し符号化以降の処理は誤り訂正符号無しの場合と同様である。受信機では、干渉キャンセラ出力に対して硬判定処理でなく、ビタビ復号器 (DEC) により軟判定復号を行う。

#### 4.2 繰り返し復号

干渉キャンセラ内における繰り返し処理内で誤り訂正処理を行う繰り返し復号を行うことでマルチユーザ検出性能が向上することが期待される。本稿では図4に示す繰り返し復号を導入した受信機構成を検討する。ビタビ復号器 (DEC) の出力はビット系列であるので干渉キャンセラの外部値入力として使用できないが、ビタビ復号器出力を再符号化したときの2値データは尤度値に対する符号に該当するので尤度値の符号を補正することは可能である。ビタビ復号器 (DEC)、畳み込み再符

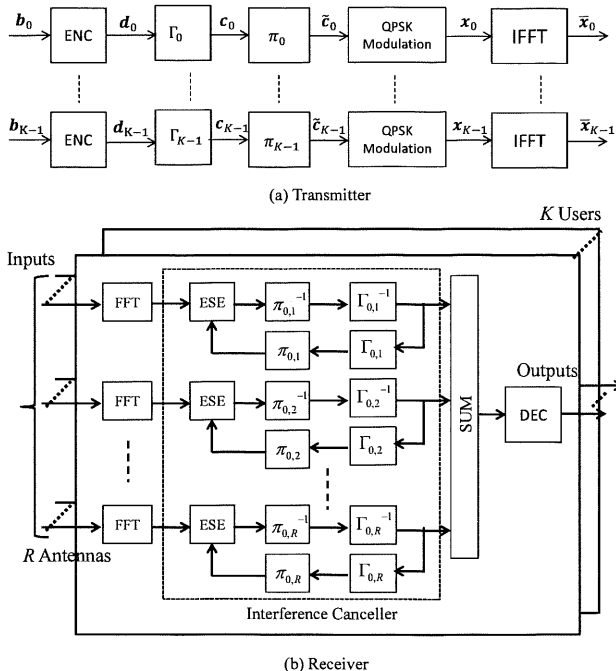


図3 誤り訂正符号および復号処理を挿入した送受信機構成

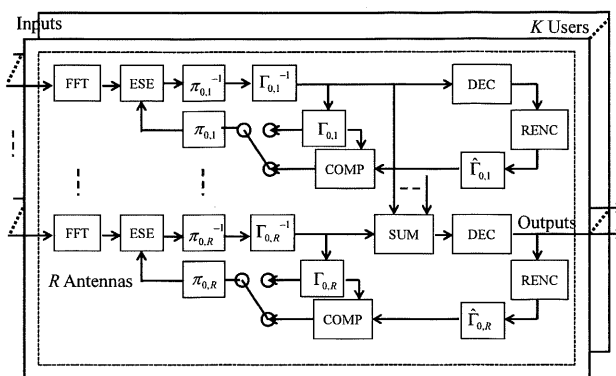


図4 繰り返し復号を導入した受信機構成

号化 (RENC), 繰り返し再符号化 ( $\hat{\Gamma}_k$ ), 尤度値補正 (COMP) の処理を干渉キャンセラ内部に挿入し, 繰り返し符号の復号器 ( $\Gamma_k^{-1}$ ) の尤度値に対する符号補正を行う。ただし, 繰り返し処理の初期段階ではビット誤りを多く含んでいるためビタビ復号器の出力の信頼性は低く, 干渉キャンセラの繰り返し処理の初期段階で符号補正を行うと逆に通信特性が悪くなると予想される。そのため, 計算機シミュレーションにおいて適切な符号補正回数を検討する。

## 5. 計算機シミュレーション

### 5.1 シミュレーション条件

表1にシミュレーション諸元を示す。チャネルモデルにおいては, 1パスモデルは各ユーザの送信信号に位相ランダムな複素係数を乗算したものである。受信機から見た周波数スペクトルは平坦となる。実環境のマルチパスフェージングを表す見通し内 (LOS) 環境, 見通し外 (NLOS) 環境は, OFDM-IDMA 実証実験 [6]-[8] から得られた実測チャネルデータを利用している。

表1 シミュレーション条件

変調方式	QPSK-OFDM-IDMA
OFDM サブキャリア数	256
OFDM-IDMA パケットサイズ	512 bits
パケット数	1000
繰り返し符号長	8
ユーザ数	8
干渉キャンセラ繰り返し回数	10
受信アンテナ数	1, 2, 4
チャネルモデル	1パス, LOS, NLOS
誤り訂正符号	畳み込み符号
符号化率	1/2
復号	ビタビ復号

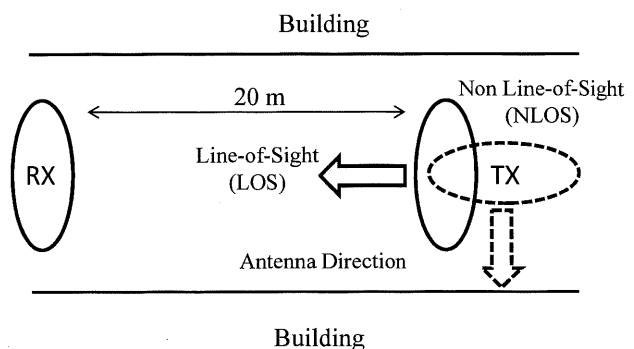


図5 見通し内および見通し外環境の測定条件

LOS 環境, NLOS 環境の測定条件を図5に示す。送信機側で指向性アンテナ, 受信機側で無指向性アンテナを使用し, LOS 環境では送受信機のアンテナが対向するように設置する。NLOS 環境では, 送信機を 90 度回転させて電波の放出方向を建物に向けることで直接波が受信機に到来しないようにしている。送信機の設置アンテナ数の制限により, シミュレーションでもユーザ数は 8 としている。

### 5.2 シミュレーション結果

図6にダイバーシチのみの場合の受信アンテナ数 1, 2, 4 に対するビット誤り率特性を示す。受信アンテナ数を増やすことにより伝送特性は大きく改善されており, ビット誤り率  $BER=10^{-4}$  に対して  $E_b/N_0$  で最大 4.6 dB (LOS), 5.1 dB (NLOS), 2.3 dB (One-path) 低減されている。特に NLOS 環境での  $E_b/N_0$  改善度が大きい結果となった。

図7に誤り訂正処理を適用した場合の受信アンテナ数 1, 2, 4 に対するビット誤り率特性を示す。ビット誤り率  $BER=10^{-4}$  に対して  $E_b/N_0$  で最大 2.5 dB (LOS), 4.2 dB (NLOS), 3.3 dB (One-path) 低減されている。ダイバーシチのみの場合と同様に NLOS 環境で  $E_b/N_0$  改善度が最も大きい結果となった。

図8に繰り返し復号を導入した時の干渉キャンセラの繰り返し処理の後ろに行われる尤度値の符号補正回数に対する BER 特性を示す。ここでは, 受信アンテナ数 4 での結果を示す。LOS 環境, NLOS 環境,  $E_b/N_0$  条件に関係なく, 尤度値の符号補正回数が 1 のときにビット誤り率が最小となることから, 尤度値の符号補正回数が 1 のときに最適であることがわかる。今回のシミュレーションでは干渉キャンセラの繰り返し回数は 10 回

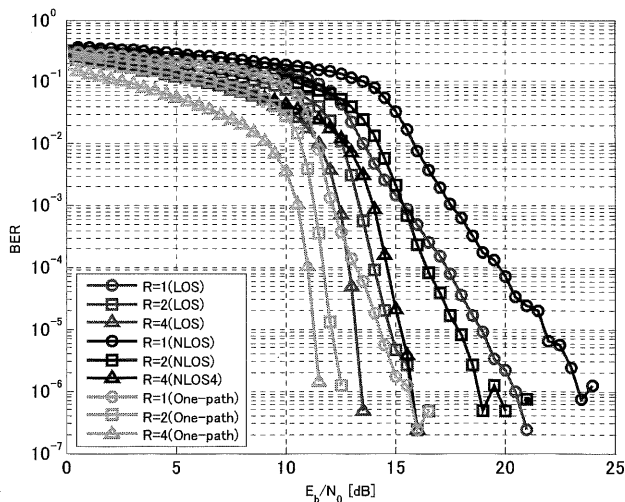


図 6 ダイバーシチのみの場合のビット誤り率特性

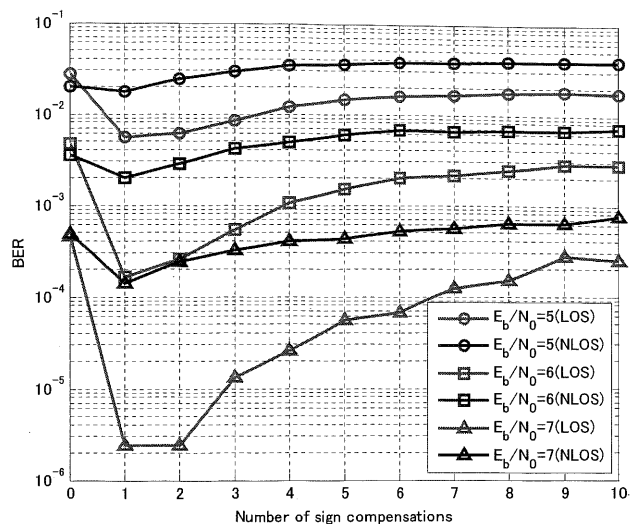


図 8 尤度値符号補正回数に対するビット誤り率特性

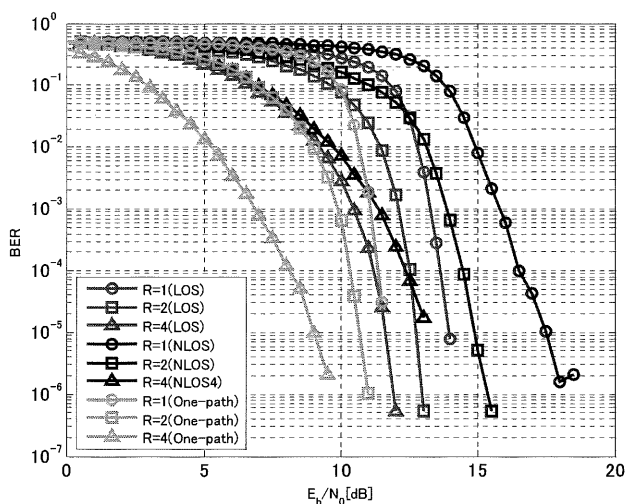


図 7 誤り訂正符号処理を導入した場合のビット誤り率特性

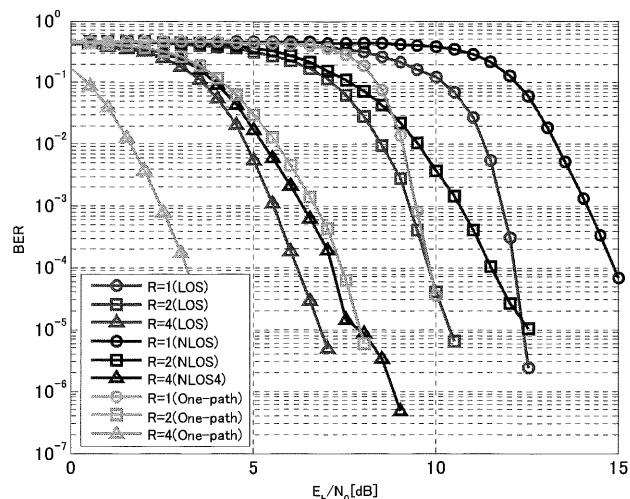


図 9 繰り返し復号を導入した場合のビット誤り率特性

であるので、繰り返し処理 9 回目にビタビ復号器からの再符号化した情報による尤度値の符号補正を行い、その補正後の尤度値を繰り返し処理 10 回目の外部値として使用することを意味する。そのため、繰り返し処理 1~8 回目はビタビ復号器からの出力情報を利用しないことから、実際の復号器の計算量は少なく済むとも言える。

図 9 に繰り返し復号を導入した場合の受信アンテナ数 1, 2, 4 に対するビット誤り率特性を示す。なお、尤度値の符号補正回数は 1 としている。ビット誤り率  $BER=10^{-4}$  に対して  $E_b/N_0$  で最大 5.9 dB (LOS), 4.4 dB (NLOS), 6.7 dB (One-path) 低減されている。1 パスモデルでの  $E_b/N_0$  改善度が最も大きい結果となった。

アンテナ数 4 および  $BER=10^{-4}$  に対する所要  $E_b/N_0$  をまとめたものを表 2 に示す。誤り訂正処理の適用によりダイバーシチのみと比較して、所要  $E_b/N_0$  を 1.7 dB (LOS), 2.3 dB (NLOS), 2.8 dB (One-path) 低減している。さらに、繰り返し復号処理は干渉キャンセラ後の誤り訂正処理を比較して、所要  $E_b/N_0$  を 5.0 dB (LOS), 5.2 dB (NLOS), 5.0 dB (One-path) 低減することがわかった。

表 2  $BER=10^{-4}$  に対する所要  $E_b/N_0$

通信環境	ダイバーシチのみ	誤り訂正	繰り返し復号
LOS	12.9 dB	11.2 dB	6.2 dB
NLOS	14.7 dB	12.4 dB	7.2 dB
One-Path	11.0 dB	8.2 dB	3.2 dB

## 6. ま と め

本研究では、OFDM-IDMA 方式においてアンテナダイバーシチや繰り返し復号を適用したときの受信機構成について検討し、計算機シミュレーションにより伝送特性を評価した。誤り訂正処理を適用したときダイバーシチのみの場合と比較して、 $BER=10^{-4}$  を達成する  $E_b/N_0$  を最大で 2.8 dB 低減する結果が得られた。さらに、繰り返し復号処理の導入により、誤り訂正処理の場合と比較して、 $BER=10^{-4}$  を達成する  $E_b/N_0$  を最大で 5.2 dB 低減する結果が得られた。

文献 [4] や [5] の MIMO-OFDM-IDMA システムでも繰り返し復号処理が行われているが、誤り訂正処理としては MAP(Maximum a posteriori probability) 復号が用いられて

いる．繰り返し復号にビタビ復号と MAP 復号を適用したときの通信特性比較についても今後検討する予定である．

## 文 献

- [1] Li Ping, Lihai Liu, W. K. Leung, “A Simple Approach to Near-Optimal Multiuser Detection: Interleave-Division Multiple-Access,” IEEE Wireless Communications and Networking, Vol.1, pp.391–396, Mar. 2003.
- [2] Li Ping, Qinghua Guo, Jun Tong, “The OFDM-IDMA approach to wireless communication systems,” IEEE Wireless Communications, Vol. 14, Issue. 3, pp. 18–24, June 2007.
- [3] 松本 知子, 畑川 養幸, 小西 聡, “セルラシステム上りリンクにおけるインターリーブ分割多元接続方式の特性,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS 研究会, RCS2010-143, pp. 5–10, Nov. 2010.
- [4] 式田 潤, 須山 聡, 鈴木 博, 府川 和彦, “MIMO-OFDM IDMA における繰り返しマルチユーザ検出,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS 研究会, RCS2009-42, pp. 79–84, Jun. 2009.
- [5] 式田 潤, 須山 聡, 鈴木 博, 府川 和彦, “簡略化マルチユーザ検出器を用いた MIMO-OFDM IDMA 繰り返し受信機,” 電子情報通信学会技術研究報告, RCS 研究会, RCS2009-166, pp. 195–200, Nov. 2009.
- [6] 畑川養幸, 小西 聡, 吉澤真吾, 引山裕貴, 岩泉洋紀, 筒井 弘, 宮永喜一, “IDMA 屋外伝送実験の概要,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-44, pp. 439, Mar. 2014.
- [7] 引山裕貴, 岩泉洋紀, 吉澤真吾, 畑川養幸, 小西 聡, 筒井 弘, 宮永喜一, “屋外伝送実験における IDMA 方式の特性評価,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-45, pp. 440, Mar. 2014.
- [8] 吉澤真吾, 畑川養幸, 小西 聡, 引山裕貴, 岩泉洋紀, 筒井 弘, 宮永喜一, “IDMA 屋外伝送実験における受信ダイバーシチ効果,” 電子情報通信学会総合大会, B-5-46, pp. 441, Mar. 2014.