

HARQ を用いる上り SC-FDMA MIMO における 繰り返し信号検出の演算量削減に関する検討

奥山 卓[†] 武田 一樹[†] 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: [†] {okuyama, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数領域送信フィルタを用いるシングルキャリア(SC)伝送は、低ピーク対平均電力比(PAPR)を実現しつつ大きな周波数ダイバーシチ利得を得ることができる。筆者らは以前、周波数領域フィルタを用いる SC-周波数分割多元接続(SC-FDMA) マルチ送受信アンテナ(MIMO)におけるジョイント繰り返し最小平均二乗誤差(MMSE)検出・干渉キャンセラを提案した。しかしながら、MMSE 重み算出に非常に大きな演算量が必要であった。本稿では、Type I ハイブリッド自動再送要求(HARQ)を用いるパケット伝送を対象に、等価 MIMO チャネル行列がブロック対角行列で表せることに着目し、MMSE 重み算出に必要な演算量を低減した MMSE 検出・干渉キャンセラを提案する。計算機シミュレーションにより、ロールオフファクタ $\alpha=1$ の場合にスループットを最大にできることを示す。

キーワード SC-FDMA, MIMO, HARQ, MMSE, 干渉キャンセル, 周波数領域フィルタ

A Study of Complexity Reduction of Iterative Signal Detection for Uplink SC-FDMA MIMO using HARQ

Suguru OKUYAMA[†] Kazuki TAKEDA[†] 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: [†] {okuyama, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Frequency-domain transmit filtered single-carrier (SC) transmission has a low peak-to-average power ratio (PAPR) property and large frequency diversity gain. In our previous work, we proposed a joint iterative minimum mean square error (MMSE) detection and interference cancellation (MMSED-IC) for frequency-domain filtered SC-frequency-division multiple-access (FDMA) multiple-input multiple-output (MIMO) uplink. However, extremely high computational complexity is required to calculate the optimal MMSE weight. In this paper, we propose a new complexity reduced MMSED-IC by using block diagonal of MIMO channel matrix for frequency-domain filtered SC-FDMA MIMO uplink packet transmission using type I hybrid automatic repeat request (HARQ). We evaluate its throughput performance by computer simulation and show that the use of roll-off factor $\alpha=1$ achieves the highest throughput performance.

Keyword SC-FDMA, MIMO, HARQ, MMSE, Interference cancellation, frequency-domain filtering

1. まえがき

次世代の超高速移動通信システムでは、高速、高品質かつ高効率なパケットアクセスが要求されている。高効率なデータ伝送を実現する技術として、信号帯域幅を広げることなく伝送レートを向上できるマルチ送受信アンテナ(MIMO)多重[1-3]が注目されている。またパケット伝送においては、ターボ符号化などの誤り訂正符号化とハイブリッド自動再送要求(HARQ)[4],[5]は必須技術である。

シングルキャリア(SC)伝送では符号間干渉(ISI)フリーの帯域制限のためにルートナイキスト送信及び受信フィルタが広く用いられている[6],[7]。フィルタのロールオフファクタ α を大きくすれば周波数利用効率が低下するものの、SC 送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)を更に低減しつつ、信号帯域幅が $(1+\alpha)$ 倍に広がることでより大きな周波数ダイバーシチ利得を得ることが出来る[8]。しかしながら、周波数利用効率の低下を防ぐため $\alpha=0$ のときの搬送波周波数間隔を保つと、隣接搬送波周波数を用いるユーザのスペクトルがオーバーラップし、マルチユーザ干渉(MUI)によって大幅なパケット誤り率(PER)及びスループット特性の劣化が発生する。

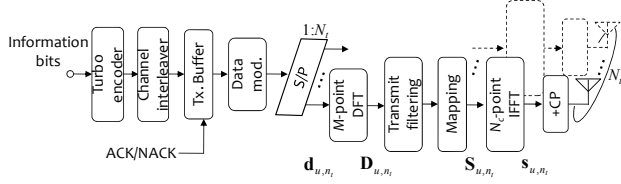
そこで、筆者らは周波数領域ルートナイキスト送信

フィルタを用いる上りリンク MIMO SC-FDMA パケット伝送を対象に、MMSE 検出とパケット合成[8]、及び干渉キャンセルを繰り返し行うジョイント MMSE 検出・干渉キャンセラ(MMSED-IC)を提案した[9]。MUIに加えアンテナ間干渉(IAI)及び ISI のキャンセルも行っている。

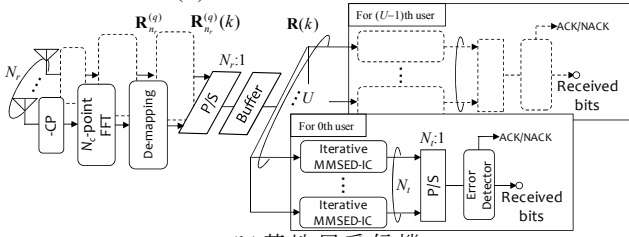
ところで Type I[4]の HARQ を用いる MIMO では、受信信号サイズが総サブキャリア数×受信アンテナ本数×再送回数に拡大し、MMSE 重み算出に必要な演算量が許容できないほどに増大してしまう。文献[9]では、演算量が再送回数の増加につれて指数関数的に増大することを防ぐため、演算量を抑えた近似 MMSE 重みを用いていた。

本稿では、受信信号を変形することでチャネル行列をブロック対角行列の形に書き直せることを示す。それにより、受信信号が周波数毎に表現可能となり、チャネル行列のサイズを大幅に縮小できる。本稿では、再送を考慮した MMSE 重みの算出法を導出している。計算機シミュレーションにより HARQ スループット特性を明らかにし、この重みを用いるジョイント繰り返し MMSE 検出・干渉キャンセラ(MMSED-IC)では、ロールオフファクタ $\alpha=1$ とすれば $\alpha=0$ の SC 伝送や OFDMA 伝送[10]に比べ高いスループットを達成できることを示す。

本稿の構成は以下のようになっている。第2章では周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる上り SC-FDMA MIMO 信号伝送系を述べ、第3章では、提案するジョイント繰り返し MMSED-IC の構成について述べる。第4章では、計算機シミュレーションにより HARQ スループット特性を求めている。第5章はまとめである。



(a) 第 u ユーザ 端末送信機



(b) 基地局受信機

図1 上り SC-FDMA MIMO 送受信機構成

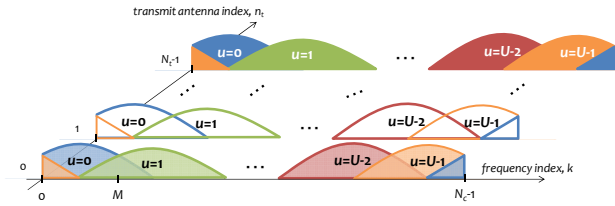


図2 スペクトルマッピング

2. 周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる MIMO SC-FDMA 信号伝送系

図1に周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる上り SC-FDMA MIMO 信号伝送系の送受信機構成を示す。本稿では、高速フーリエ変換(FFT)サンプル間隔の離散時間表現を用いる。

第 u ユーザ ($u=0, \dots, U-1$) の送信機では情報ビット系列をターボ符号化し、インターリーブした後に、データ変調を行う。データ変調シンボル系列を N_r 個のシンボルストリームに直並列変換し、各ストリームを M シンボルごとのブロックの系列に変換する。シンボルブロックを周波数領域信号に変換し、ロールオフファクタ α のルートレイズドコサイン送信フィルタ $\{f(k); k=-M \sim M-1\}$ により帯域制限を行った後、送信フィルタ通過後の周波数領域信号を N_c 個のサブキャリアからなる帯域内にマッピングする。本稿では、 N_c/M ユーザが同一基地局にアクセスするフル多重環境を仮定している。本稿では、図2に示すような局所型のスペクトル配置について検討している。また、同時アクセスユーザ数の低下を防ぐために、 α の値に依らず $\alpha=0$ のときの搬送波周波数間隔を保ったままにしている。最後に時間領域信号に変換し、ブロックの先頭の N_g サンプルから成るガードインターバル(GI)にサイクリックプレフィックス(CP)を挿入して送信する。

基地局の第 n_r 受信アンテナ ($n_r=0, \dots, N_r-1$) では、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して受信された受信信号ブロックから CP を取り除いた後、周波数領域信号に変換して MMSE 検出を行う。

2.1. 送信信号表現

データシンボルブロック $\mathbf{d}_{u,n_r} = [d_{u,n_r}(0), \dots, d_{u,n_r}(M-1)]^T$ に、 M ポイント離散フーリエ変換(DFT)を適用して周波数領域信号 $\mathbf{D}_{u,n_r} = [D_{u,n_r}(0), \dots, D_{u,n_r}(M-1)]^T$ を得た後、送信フィルタ処理とスペクトルマッピングを行い、周波数領域信号 $\mathbf{S}_{u,n_r} = [S_{u,n_r}(0), \dots, S_{u,n_r}(N_c-1)]^T$ を得る。 \mathbf{S}_{u,n_r} は次式のように表せる。

$$\mathbf{S}_{u,n_r} = \Phi_u \mathbf{H}_T \mathbf{D}_{u,n_r} = \Phi_u \mathbf{H}_T \mathbf{F}_M \mathbf{d}_{u,n_r}, \quad (1)$$

ここで、 \mathbf{F}_k は次式で与えられる $K \times K$ の DFT 行列である。

$$\mathbf{F}_k = \frac{1}{\sqrt{K}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{K}} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{K}(K-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{-j\frac{2\pi}{K}(K-1)} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{K}(K-1)(K-1)} \end{bmatrix} \quad (2)$$

また、 \mathbf{H}_T は $2M \times M$ の送信フィルタ行列であり、その第 (x,y) 要素 $H_T(x,y)$, $x=0, \dots, 2M-1$, $y=0, \dots, M-1$, は次式で与えられる。

$$H_T(x,y) = \begin{cases} f(x-M) & y=(x-M/2) \bmod M \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3)$$

本稿では、伝達関数 $f(k)$ が次式で与えられるロールオフファクタ α のルートレイズドコサインナイキストフィルタを用いている。

$$f(k) = \begin{cases} 1, & 0 \leq k < \frac{1-\alpha}{2}M \\ \cos \left[\frac{\pi}{2\alpha} \left(\frac{|k|}{M} - \frac{1-\alpha}{2} \right) \right], & \frac{1-\alpha}{2}M \leq k < \frac{1+\alpha}{2}M \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (4)$$

Φ_u は $N_c \times 2M$ のマッピング行列であり、その第 (x,y) 要素 $\Phi_u(x,y)$, $x=0, \dots, N_c-1$, $y=0, \dots, 2M-1$, は次式で与えられる。

$$\Phi_u(x,y) = \begin{cases} 1 & x=(y+(u-1/2)M) \bmod N_c \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (5)$$

次に、 \mathbf{S}_{u,n_r} に N_c ポイント逆 FFT(IFFT)を適用し時間領域送信信号 $\mathbf{s}_{u,n_r} = [s_{u,n_r}(0), \dots, s_{u,n_r}(N_c-1)]^T$ を得る。

$$\mathbf{s}_{u,n_r} = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \mathbf{F}_{N_c}^H \mathbf{S}_{u,n_r} \quad (6)$$

ここで、 $E_{s,u}$ は第 u ユーザのデータシンボルエネルギー、 T_s はデータシンボル長であり、 $[\cdot]^H$ はエルミート転置を意味する。

2.2. 受信信号表現

本稿では、パケット合成法としてチェイス合成[4]を仮定しており、同一パケットが Q 回送信されたものとする(再送回数は $Q-1$ 回である)。チャネルは FFT サンプル間隔遅延の L 個のパスから構成される周波数選択性ブロックフェージングチャネルであるものとし、再送毎に無相関なチャネルを仮定している。

第 q 回目 ($q=1, \dots, Q$) のパケット送信時における第 u ユーザの第 n_t 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間の第 l パスの複素パス利得を $h_{u,n_t,n_r,l}^{(q)}$ とすると、第 n_r 受信アンテナにおける受信信号 $\mathbf{r}_{n_r}^{(q)} = [r_{n_r}^{(q)}(0), \dots, r_{n_r}^{(q)}(N_c-1)]^T$ は次式で表わせる。

$$\mathbf{r}_{n_r}^{(q)} = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{n_t=0}^{N_t-1} \mathbf{h}_{u,n_t,n_r}^{(q)} \mathbf{s}_{u,n_t} + \mathbf{n}_{n_r}^{(q)} \quad (7)$$

ここで、 $\mathbf{n}_{n_r}^{(q)} = [n_{n_r}^{(q)}(0), \dots, n_{n_r}^{(q)}(N_c-1)]^T$ は各要素が零平均で分散が $2N_0/T_s$ の複素ガウス雑音である雑音ベクトルで

あり、 N_0 は加法性白色ガウス雑音(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。 $\mathbf{h}_{u,n_i,n_r}^{(q)}$ は第 q 回目のパケット送信時における第 u ユーザの第 n_i 送信アンテナと第 n_r 受信アンテナ間の $N_c \times N_c$ のチャネルインパルス応答行列であり、次式で与えられる。

$$\mathbf{h}_{u,n_i,n_r}^{(q)} = \begin{bmatrix} h_{u,n_i,n_r,0}^{(q)} & & & h_{u,n_i,n_r,L-1}^{(q)} & \cdots & h_{u,n_i,n_r,1}^{(q)} \\ h_{u,n_i,n_r,1}^{(q)} & \ddots & & \vdots & & \vdots \\ \vdots & & h_{u,n_i,n_r,0}^{(q)} & \mathbf{0} & & h_{u,n_i,n_r,L-1}^{(q)} \\ h_{u,n_i,n_r,L-1}^{(q)} & & h_{u,n_i,n_r,1}^{(q)} & \ddots & & \vdots \\ \mathbf{0} & & \vdots & & \ddots & \\ \mathbf{0} & h_{u,n_i,n_r,L-1}^{(q)} & \cdots & \cdots & \cdots & h_{u,n_i,n_r,0}^{(q)} \end{bmatrix} \quad (8)$$

受信信号 $\mathbf{r}_{n_r}^{(q)} = [r_{n_r}^{(q)}(0), \dots, r_{n_r}^{(q)}(N_c - 1)]^T$ に N_c ポイントFFTを適用し、周波数領域受信信号 $\mathbf{R}_{n_r}^{(q)} = [R_{n_r}^{(q)}(0), \dots, R_{n_r}^{(q)}(N_c - 1)]^T$ を得る。

$$\mathbf{R}_{n_r}^{(q)} = \mathbf{F}_{N_c} \mathbf{r}_{n_r}^{(q)} = \mathbf{F}_{N_c} \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{n_i=0}^{N_r-1} \mathbf{h}_{u,n_i,n_r}^{(q)} \mathbf{s}_{u,n_i} + \mathbf{F}_{N_c} \mathbf{n}_{n_r}^{(q)} \quad (9)$$

ここで、チャネルインパルス行列 $\mathbf{h}_{u,n_i,n_r}^{(q)}$ は巡回行列であるので、次式を得る。

$$\mathbf{F}_{N_c} \mathbf{h}_{u,n_i,n_r}^{(q)} \mathbf{F}_{N_c}^H = \text{diag}[H_{u,n_i,n_r}^{(q)}(0), \dots, H_{u,n_i,n_r}^{(q)}(N_c - 1)] \equiv \mathbf{H}_{u,n_i,n_r}^{(q)} \quad (10)$$

式(10)を用いると、式(9)は次式のように変形できる。

$$\mathbf{R}_{n_r}^{(q)} = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{n_i=0}^{N_r-1} \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r}^{(q)} \mathbf{D}_{u,n_i} + \mathbf{N}_{n_r}^{(q)} \quad (11)$$

ここで $\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r}^{(q)} = \mathbf{H}_{u,n_i,n_r}^{(q)} \mathbf{P}_u \mathbf{H}_T$ は $N_c \times M$ の等価チャネル行列であり、 $\mathbf{N}_{n_r}^{(q)} = [N_{n_r}^{(q)}(0), \dots, N_{n_r}^{(q)}(N_c - 1)]^T$ は雑音ベクトルである。 N_r 本の受信アンテナで受信された Q 個の再送ブロックを縦に並べたサイズ $QN_r N_c \times 1$ の受信信号 \mathbf{R} を新たに定義する。

$$\mathbf{R} = \left[\begin{matrix} (\mathbf{R}_0^{(0)})^T \cdots (\mathbf{R}_{N_r-1}^{(0)})^T \cdots (\mathbf{R}_0^{(Q)})^T \cdots (\mathbf{R}_{N_r-1}^{(Q)})^T \end{matrix} \right]^T \\ = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{n_i=0}^{N_r-1} \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r} \mathbf{D}_{u,n_i} + \mathbf{N} \quad (12)$$

$\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r} = \left[\begin{matrix} (\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r,0}^{(0)})^T \cdots (\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r,N_r-1}^{(0)})^T \cdots (\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r,0}^{(Q)})^T \cdots (\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r,N_r-1}^{(Q)})^T \end{matrix} \right]^T$ はサイズ $QN_r N_c \times M$ の等価チャネル行列である。

\mathbf{R} にサイズ $M \times QN_r N_c$ の MMSE 重み乗算と干渉キャンセルを繰り返し適用する。

2.3. 受信信号の変形

前節で述べたように、受信信号 \mathbf{R} のサイズは $QN_r N_c \times 1$ 、MMSE 重みのサイズは $M \times QN_r N_c$ となるから、重み算出の演算量は $O((QN_r N_c)^3)$ となり、アンテナ本数や再送回数が多いと膨大な演算量になってしまう。

受信信号 $\mathbf{R}_{n_r}^{(q)}$ は要素 $\{R_{n_r}^{(q)}(k); k=0, \dots, N_c - 1\}$ を入れ替えることで以下のように書き換えられる。

$$\mathbf{R}_{n_r}^{(q)} = \left[\begin{matrix} (\mathbf{R}_{n_r}^{(q)}(0))^T, \dots, (\mathbf{R}_{n_r}^{(q)}(M-1))^T \end{matrix} \right]^T \\ = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{H}}_{n_r}^{(q)}(0) & & \mathbf{0} \\ & \bar{\mathbf{H}}_{n_r}^{(q)}(1) & \\ & \vdots & \\ \mathbf{0} & & \bar{\mathbf{H}}_{n_r}^{(q)}(M-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{D}(0) \\ \mathbf{D}(1) \\ \vdots \\ \mathbf{D}(M-1) \end{bmatrix} + \mathbf{N}_{n_r}^{(q)} \quad (13)$$

ここで $\mathbf{R}_{n_r}^{(q)}(k)$ はデマッピング後のサイズが $U \times 1$ の受信信号、 $\bar{\mathbf{H}}_{n_r}^{(q)}(k)$ はサイズが $U \times UN_i$ の等価チャネル行列であり、それぞれ次式で与えられる。

$$\mathbf{R}_{n_r}^{(q)}(k) = \mathbf{G}(k) \mathbf{R}_{n_r}^{(q)} \\ = [R_{n_r}^{(q)}(k), \dots, R_{n_r}^{(q)}(k + xM), \dots, R_{n_r}^{(q)}(k + (U-1)M)]^T \quad (14)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_{n_r}^{(q)}(k) \\ = [\bar{\mathbf{H}}_{0,0,n_r}^{(q)}(k) \cdots \bar{\mathbf{H}}_{0,N_r-1,n_r}^{(q)}(k) \cdots \bar{\mathbf{H}}_{U-1,0,n_r}^{(q)}(k) \cdots \bar{\mathbf{H}}_{U-1,N_r-1,n_r}^{(q)}(k)] \quad (15)$$

$$\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r}^{(q)}(k) = \mathbf{G}(k) \bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r}^{(q)} \mathbf{C}(k) \quad (16)$$

$$\mathbf{D}(k) = [D_{0,0}(k), \dots, D_{0,N_r-1}(k), \dots, D_{U-1,0}(k), \dots, D_{U-1,N_r-1}(k)]^T \quad (17)$$

ここで、 $\mathbf{C}(k)$ は第 k 要素のみ 1 でそれ以外はすべて 0 のサイズ $M \times 1$ のベクトルである。 $\mathbf{G}(k)$ はサイズ $U \times N_c$ のデマッピング行列であり、その第 (x,y) 要素 $G(k;x,y)$, $x=0, \dots, U-1$, $y=0, \dots, N_c-1$, は次式で与えられる。

$$G(k;x,y) = \begin{cases} 1 & y-k = xM \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (18)$$

式(13)よりチャネル行列がブロック対角行列となっており、次式のように変形できる。

$$\mathbf{R}_{n_r}^{(q)}(k) = \mathbf{G}(k) \mathbf{R}_{n_r}^{(q)} = \bar{\mathbf{H}}_{n_r}^{(q)}(k) \mathbf{D}(k) + \mathbf{N}_{n_r}^{(q)}(k) \\ = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{n_i=0}^{N_r-1} \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,n_r}^{(q)}(k) D_{u,n_i}(k) + \mathbf{N}_{n_r}^{(q)}(k) \quad (19)$$

以上より、データシンボルの第 k 周波数成分 $D_{u,n_i}(k)$ の検出には $\mathbf{R}_{n_r}^{(q)}(k)$ のみを考慮すればよいことが分かる。

N_r 本の受信アンテナで受信された Q 個の再送ブロックを縦に並べたサイズ $QN_r U \times 1$ の受信信号 $\mathbf{R}(k)$ は次式のように書ける。

$$\mathbf{R}(k) = \left[\begin{matrix} (\mathbf{R}_0^{(0)})^T \cdots (\mathbf{R}_{N_r-1}^{(0)})^T \cdots (\mathbf{R}_0^{(Q)})^T \cdots (\mathbf{R}_{N_r-1}^{(Q)})^T \end{matrix} \right]^T \\ = \left[\begin{matrix} (\bar{\mathbf{H}}_0^{(0)})^T \cdots (\bar{\mathbf{H}}_{N_r-1}^{(0)})^T \cdots (\bar{\mathbf{H}}_0^{(Q)})^T \cdots (\bar{\mathbf{H}}_{N_r-1}^{(Q)})^T \end{matrix} \right]^T \mathbf{D}(k) \\ = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{n_i=0}^{N_r-1} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_i}^{(q)}(k) D_{u,n_i}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (20)$$

ここで、 $\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i}^{(q)}(k)$ はサイズ $QN_r U \times 1$ の等価チャネル行列であり、次式で与えられる。

$$\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i}^{(q)}(k) \\ = \left[\begin{matrix} (\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,0}^{(0)})^T \cdots (\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,N_r-1}^{(0)})^T \cdots (\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,0}^{(Q)})^T \cdots (\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i,N_r-1}^{(Q)})^T \end{matrix} \right]^T \quad (21)$$

3. 演算量を低減する繰り返し MMSE 検出とパケット合成/干渉キャンセラ

まず、MMSE 検出によりオーバーラップしている隣接ユーザ及び他の送信アンテナから多重されたスペクトルを分離し、それと同時にスペクトル合成[8]により所望ユーザのスペクトルの復元を行う。その後、残留干渉(MUI&IAI&ISI)キャンセルを繰り返して行う。第 i 回目($i=0, \dots, I-1$)の繰り返しにおける第 u ユーザの第 n_i 送信アンテナの MMSE 後の第 k 周波数領域成分 $\hat{D}_{u,n_i}^{(i)}(k)$ は次式で与えられる。

$$\hat{D}_{u,n_i}^{(i)}(k) = \mathbf{w}_{u,n_i}^{(i)}(k) \mathbf{R}(k) \\ = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} D_{u,n_i}(k) + \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} (\mathbf{w}_{u,n_i}^{(i)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{u,n_i}(k) - 1) D_{u,n_i}(k) \\ + \mathbf{w}_{u,n_i}^{(i)}(k) \left(\sum_{u'=0}^{U-1} \sum_{n_i'=0}^{N_r-1} \sqrt{\frac{2E_{s,u'}}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}_{u',n_i'}(k) D_{u',n_i'}(k) \right) \\ + \mathbf{w}_{u,n_i}^{(i)}(k) \left(\sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \sum_{n_i'=0}^{N_r-1} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_i'}(k) D_{u,n_i'}(k) \right) + \mathbf{w}_{u,n_i}^{(i)}(k) \mathbf{N}(k) \quad (22)$$

ここで、 $\mathbf{w}_{u,n_i}^{(i)}(k)$ は $D_{u,n_i}(k)$ (送信データ) と $\tilde{D}_{u,n_i}^{(i)}(k)$ (干渉キャンセル後の軟判定シンボル) との MSE $E[|e_{u,n_i}^{(i)}(k)|^2]$ を最小とするサイズ $1 \times QN_r U$ の MMSE 検出重みである。

次に、次式のように周波数領域で MUI, IAI 及び ISI のキャンセルを同時に行う。

$$\tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)} = \hat{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)} - \tilde{\mathbf{M}}_{u,n_t}^{(i)} - \tilde{\mathbf{A}}_{u,n_t}^{(i)} - \tilde{\mathbf{I}}_{u,n_t}^{(i)} \quad (23)$$

ここで、 $\tilde{\mathbf{M}}_{u,n_t}^{(i)}$ 、 $\tilde{\mathbf{A}}_{u,n_t}^{(i)}$ 、 $\tilde{\mathbf{I}}_{u,n_t}^{(i)}$ はそれぞれ MUI, IAI, ISI レプリカであり、レプリカ生成法については第 3.1 節で詳述する。

最後に、次式のように、 $\tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)} = [\tilde{D}_{u,n_t}^{(i)}(0), \dots, \tilde{D}_{u,n_t}^{(i)}(M-1)]^T$ に M ポイント逆 DFT(IDFT) を適用して軟判定シンボル $\tilde{\mathbf{d}}_{u,n_t}^{(i)} = [\tilde{d}_{u,n_t}^{(i)}(0), \dots, \tilde{d}_{u,n_t}^{(i)}(M-1)]^T$ を得る。

$$\tilde{\mathbf{d}}_{u,n_t}^{(i)} = \mathbf{F}_M^H \tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)} \quad (24)$$

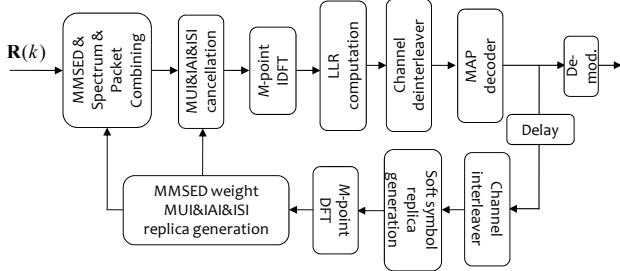


図 3 ジョイント繰り返し MMSE 検出・干渉キャンセラ

3.1. 干渉レプリカの生成法

第 i 回目の繰り返しにおける第 u ユーザの第 n_t 送信アンテナの MUI, IAI, ISI レプリカの生成法について述べる。図 3 に受信機における干渉キャンセラの構成を示す。本稿では、全ユーザ全アンテナ並列に信号検出を行う並列干渉キャンセラ(PIC)を用いている。

軟判定シンボルレプリカ $\{\tilde{d}_{u,n_t}^{(i)}(m)\}$ は次式のように生成できる [11]。

$$\begin{cases} \tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_{0,u,n_t}^{(i-1)}(m)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\lambda_{1,u,n_t}^{(i-1)}(m)}{2}\right) & \text{for QPSK} \\ \tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(m) = \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_{0,u,n_t}^{(i-1)}(m)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\lambda_{1,u,n_t}^{(i-1)}(m)}{2}\right) \right\} \\ \quad + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\lambda_{2,u,n_t}^{(i-1)}(m)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\lambda_{3,u,n_t}^{(i-1)}(m)}{2}\right) \right\} & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (25)$$

第 m 番目 ($m=0, \dots, M-1$) のシンボルにおける $x(x=0, \dots, N-1)$ 番目のビット $b_{m,x}$ の対数尤度比(LLR)は、前段の繰り返し段における判定結果 $\{\tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(m)\}$ を用いて次式で求められる [11] (N は 1 シンボル当たりのビット数)。

$$\begin{aligned} \lambda_{x,u,n_t}^{(i-1)}(m) &= \ln \left(\frac{p_{u,n_t}^{(i-1)}(b_{m,x}=1)}{p_{u,n_t}^{(i-1)}(b_{m,x}=0)} \right) \\ &\approx \frac{|\tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(m) - \sqrt{2E_{s,u}/T_s} d_{b_{m,x}=0}^{\min}|^2}{2(\hat{\sigma}_{u,n_t}^{(i-1)})^2} - \frac{|\tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(m) - \sqrt{2E_{s,u}/T_s} d_{b_{m,x}=1}^{\min}|^2}{2(\hat{\sigma}_{u,n_t}^{(i-1)})^2} \end{aligned} \quad (26)$$

ここで、 $p_{u,n_t}^{(i-1)}(b_{m,x}=0)$ と $p_{u,n_t}^{(i-1)}(b_{m,x}=1)$ はそれぞれ、繰り返し第 $(i-1)$ 回目において送信ビット $b_{m,x}$ が $b_{m,x}=0$ と $b_{m,x}=1$ である事後確率であり、 $d_{b_{m,x}=0}^{\min}$ および $d_{b_{m,x}=1}^{\min}$ は、それぞれ第 x 番目のビットが 0 および 1 である信号点配置の中で、 $\tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(m)$ からのユークリッド距離が最小となるシンボル候補である。また、 $2(\hat{\sigma}_{u,n_t}^{(i-1)})^2$ は、MUI, IAI, ISI と雑音の分散の和であり、次式で与えられる。

$$\begin{aligned} &2(\hat{\sigma}_{u,n_t}^{(i-1)})^2 \\ &= \sum_{u'=0 \neq u}^{U-1} \sum_{n_t'=0}^{N_t-1} \frac{2E_{s,u'}}{T_s} \frac{\rho_{u',n_t'}^{(i-1)}}{M} \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} (\mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{u',n_t'}(k)) (\mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{u',n_t'}(k))^H \right\} \\ &\quad + \frac{2E_{s,u}}{T_s} \sum_{n_t'=0}^{N_t-1} \frac{\rho_{u,n_t'}^{(i-1)}}{M} \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} (\mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t'}(k)) (\mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t'}(k))^H \right\} \\ &\quad + \frac{2E_{s,u}}{T_s} \frac{\rho_{u,n_t}^{(i-1)}}{M} \left\{ \sum_{k=0}^{M-1} (\mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t}(k)) (\mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t}(k))^H - 1 \right\} \\ &\quad + \frac{2N_0}{T_s} \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} \mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) (\mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k))^H \end{aligned} \quad (27)$$

ただし、 $\rho_{u,n_t}^{(i)}$ は次式で与えられる [11]。

$$\begin{aligned} \rho_{u,n_t}^{(i)} &= E \left[|D_{u,n_t}(k) - \tilde{D}_{u,n_t}^{(i)}(k)|^2 \right] \\ &\approx \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \left(E \left[|d_{u,n_t}(m)|^2 \right] - |\tilde{d}_{u,n_t}^{(i)}(m)|^2 \right) \end{aligned} \quad (28)$$

こうして得られた軟判定レプリカ $\tilde{\mathbf{d}}_{u,n_t}^{(i-1)} = [\tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(0), \dots, \tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(M-1)]^T$ に DFT を適用して、次式のように周波数領域信号 $\tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i-1)} = [\tilde{D}_{u,n_t}^{(i-1)}(0), \dots, \tilde{D}_{u,n_t}^{(i-1)}(M-1)]^T$ を得る。

$$\tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i-1)} = \mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{d}}_{u,n_t}^{(i-1)} \quad (29)$$

ここで $\tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(m) = 0$ である。式 (23) に従って干渉キャンセラを行う。MUI レプリカ $\tilde{\mathbf{M}}_{u,n_t}^{(i)} = [\tilde{M}_{u,n_t}^{(i)}(0), \dots, \tilde{M}_{u,n_t}^{(i)}(M-1)]^T$ 、IAI レプリカ $\tilde{\mathbf{A}}_{u,n_t}^{(i)} = [\tilde{A}_{u,n_t}^{(i)}(0), \dots, \tilde{A}_{u,n_t}^{(i)}(M-1)]^T$ 及び ISI レプリカ $\tilde{\mathbf{I}}_{u,n_t}^{(i)} = [\tilde{I}_{u,n_t}^{(i)}(0), \dots, \tilde{I}_{u,n_t}^{(i)}(M-1)]^T$ の第 k 周波数成分はそれぞれ次式で与えられる。

$$\tilde{M}_{u,n_t}^{(i)}(k) = \mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \left(\sum_{u'=0 \neq u}^{U-1} \sum_{n_t'=0}^{N_t-1} \sqrt{\frac{2E_{s,u'}}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}_{u',n_t'}(k) \tilde{D}_{u',n_t'}^{(i-1)}(k) \right) \quad (30)$$

$$\tilde{A}_{u,n_t}^{(i)}(k) = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \left(\sum_{n_t'=0}^{N_t-1} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t'}(k) \tilde{D}_{u,n_t'}^{(i-1)}(k) \right) \quad (31)$$

$$\tilde{I}_{u,n_t}^{(i)}(k) = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} (\mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t}(k) - 1) \tilde{D}_{u,n_t}^{(i-1)}(k) \quad (32)$$

3.2. MMSE 重み行列

誤差 $e_{u,n_t}^{(i)}(k)$ は $D_{u,n_t}(k)$ と $\tilde{D}_{u,n_t}^{(i)}(k)$ との差であり、次式のようになる。

$$\begin{aligned} e_{u,n_t}^{(i)}(k) &= \tilde{D}_{u,n_t}^{(i)}(k) - \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} D_{u,n_t}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} (\mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t}(k) - 1) (D_{u,n_t}(k) - \tilde{D}_{u,n_t}^{(i-1)}(k)) \\ &\quad + \mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \left(\sum_{u'=0 \neq u}^{U-1} \sum_{n_t'=0}^{N_t-1} \sqrt{\frac{2E_{s,u'}}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}_{u',n_t'}(k) (D_{u',n_t'}(k) - \tilde{D}_{u',n_t'}^{(i-1)}(k)) \right) \\ &\quad + \mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \left(\sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \sum_{n_t'=0}^{N_t-1} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t'}(k) (D_{u,n_t'}(k) - \tilde{D}_{u,n_t'}^{(i-1)}(k)) \right) \\ &\quad + \mathbf{w}_{u,n_t}^{(i)}(k) \mathbf{N}(k) \end{aligned} \quad (33)$$

MMSE 検出重みは、次式のように平均二乗誤差 $E[|e_{u,n_t}^{(i)}(k)|^2]$ を最小とする重みである。

$$\mathbf{W}_{u,n_t}^{(i)}(k) = \arg \min E[|e_{u,n_t}^{(i)}(k)|^2]. \quad (34)$$

$\partial E[|e_{u,n_t}^{(i)}(k)|^2] / \partial \mathbf{W}_{u,n_t}^{(i)}(k) = 0$ を解くことにより、第 i 回目の繰り返しにおける第 u ユーザの第 n_t 送信アンテナの MMSE 検出重みは以下のように求まる。

$$\mathbf{W}_{u,n_i}^{(i)}(k) = E_{s,u} \rho_{u,n_i}^{(i-1)} (\bar{\mathbf{H}}_{u,n_i}^{(i-1)}(k))^H \times \left[\sum_{u'=0}^{U-1} E_{s,u'} \sum_{n_i'=0}^{N_c-1} \rho_{u',n_i'}^{(i-1)} (\bar{\mathbf{H}}_{u',n_i'}^{(i-1)}(k)) (\bar{\mathbf{H}}_{u',n_i'}^{(i-1)}(k))^H + N_0 \mathbf{I} \right]^{-1} \quad (35)$$

式(35)からも分かるように、サイズ $QN_r U \times QN_r U$ の逆行列演算を M 個の周波数成分ごとに並列に行えばよく、演算量を $O((QN_r N_c)^3)$ から $O((QN_r U)^3)$ へと大幅に削減できることが分かる。

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。チェイス合成を用いる HARQ を仮定し、ターボ符号器には2つの(13,15)RCS符号器を、2つのターボ復号器ではそれぞれ Log-MAP アルゴリズムを用いている。情報ビット長を1530ビットとし、符号化率は $R=1/2, 3/4$ としている。

変調方式は QPSK と 16QAM を使い、 $M=64, N_c=256, N_g=32$ としている。フェージングチャネルは、等電力遅延プロファイルを有するパス数 $L=16$ の周波数選択性ブロックレイラーフェージングであるものとしている。干渉キャンセルの繰り返し回数は特性改善が飽和する20回としている。受信機のタイミング再生、チャネル推定および送信電力制御は理想的で、全てのユーザの受信シンボルエネルギーが等しく $E_{s,u}=E_s, u=0, \dots, U-1$ 、であるとしている。また、全ユーザのインパルス応答が GI 内に収まるように送信タイミングコントロールができていているものとしている。

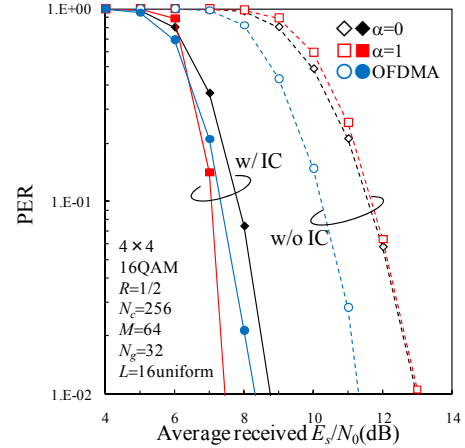
表1 計算機シミュレーション諸元

Channel coding	No. of information bits	1530 (1packet)
	Encoder	(13,15) RSC
	Coding rate	$R=1/2, 3/4$
	Channel interleaver	Block
	Packet combining	Chase Combining
	Decoder	Log-MAP
	No. of Tx. Rx. antennas	$N_t=N_r=4$
Transmitter	Data modulation	QPSK, 16QAM
	No. of symbols per block	$M=64$
	FFT/IFFT block size	$N_c=256$
	No. of users	$U=4 (=N_c/M)$
	CP length	$N_g=32$
Transmit/receive filters	Transfer function	Square-root raised cosine
	Roll-off factor	$\alpha=0\sim 1$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
	Time delay	$\tau_{u,l}=l, l=0, \dots, L-1$
Receiver	Signal detection	MMSE detection
	No. of iterations, I	20 times
	Channel estimation	Ideal

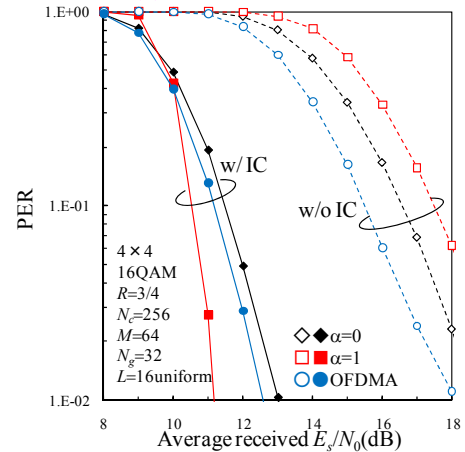
4.1. PER 特性

図4にフィルタのロールオフファクタ α が0と1の場合について、平均受信シンボル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提案法(図中 w/ IC)の PER 特性と示す。比較のため、干渉キャンセルを行わず($I=1$)符号器内の繰り返しのみを20回行った場合の特性(図中 w/o IC)を示す。また、OFDMA の特性も同時に示す。

提案 MMSED-IC を用いることで干渉(MUI, IAI 及び ISI)を十分に抑圧し、より大きな符号化利得及び周波数ダイバーシチ利得が得られ、干渉キャンセル無しに比べ特性が著しく改善している。干渉キャンセル無しの場合、 $\alpha=1$ のときは大きな MUI が発生するから、 $\alpha=0$ や ISI のない OFDMA に比べ、PER 特性は劣化している。しかし、提案干渉キャンセラを用いることで、より大きな周波数ダイバーシチ利得が得られる $\alpha=1$ の方が優れた特性を示している。



(a) 16QAM, $R=1/2$



(b) 16QAM, $R=3/4$

図4 PER 特性

4.2. スループット特性

送信フィルタにより信号帯域幅は $(1+\alpha)$ 倍に拡大するが、ユーザ間のスペクトルの重なりを許容することで、1 ユーザあたりの等価帯域幅は $\alpha=0$ の場合と同じである。ユーザスループット η は次式で定義される。

$$\eta = N \times R \times N_t \times \frac{1}{Q} \times \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (36)$$

ここで、 $\bar{Q}-1$ は平均パケット再送回数である。

図5に $\alpha=0, 1$ の場合について、平均受信 E_s/N_0 の関数としてプロットした提案 MMSED-IC の平均スループット特性を示す。比較のため、OFDMA で IAI キャンセル [10] を行った場合の特性も同時に示す。MMSED-IC を用いれば十分に干渉を抑圧できるので、より大きな周波数ダイバーシチ利得が得られるロールオフファクタ $\alpha=1$ のときの方が $\alpha=0$ のときより高いスループットが得られている。SC 伝送では周波数ダイバーシチ利得が得られるため、全ての E_s/N_0 領域において OFDMA よりも高いスループットを示している。

図6にピーク E_s/N_0 の関数としてプロットしたスル

ープロット特性を示す。本稿では、ピーク E_s/N_0 を Peak $E_s/N_0 = \text{average received } E_s/N_0 + \text{PAPR}_{0.1\%}$ [9] で定義している。 $\alpha=1$ のときの方が、 $\alpha=0$ のとき及び OFDMA より大幅に高いスループットが得られている。

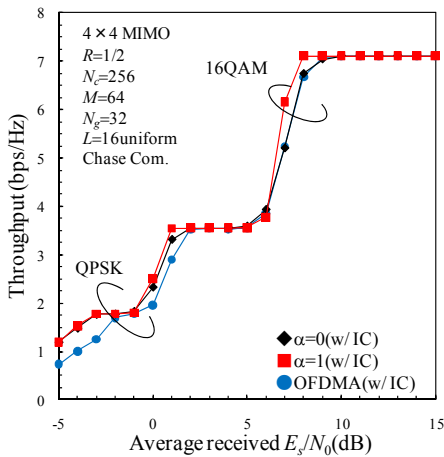
5. まとめ

本稿では、周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる上り符号化 SC-FDMA MIMO を対象に、演算量削減を図った MMSE 検出・干渉キャンセラ (MMSED-IC) を提案した。受信信号を変形することでチャンネル行列をブロック対角行列の形に書き直せることを示した。これにより受信信号を周波数毎に表現可能となり、チャンネル行列のサイズを大幅に縮小でき、それにより大幅な演算量削減を可能とした。再送、パケット合成及び干渉キャンセルを考慮した MMSE 重みを導出し、計算機シミュレーションにより HARQ スループット特性を明らかにした。提案法を用いて十分に干渉キャンセルが行えば、より大きな周波数ダイバシティ利得が得られる $\alpha=1$ の方が $\alpha=0$ や OFDMA より大幅に低い PAPR を保ちつつ高いスループットを達成できることを示した。

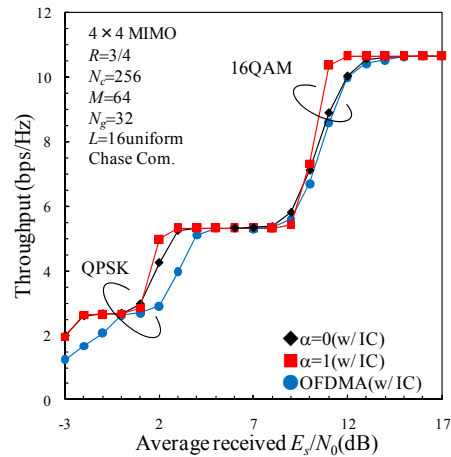
文献

[1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, Vol. 6, No. 3, pp. 311-335, 1998.
 [2] T. Matsumoto, J. Ylitalo, and M. Juntti, "Overview and recent challenges of MIMO systems," *IEEE Vehicular*

Technology Society News, pp.4-9, May 2003.
 [3] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj, and H. Vincent Poor, *MIMO Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2007.
 [4] D. Chase, "Code combining-A maximum-likelihood decoding approach for combining an arbitrary number of noisy packets," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 33, No. 5, pp. 385-393, May 1985.
 [5] D. Garg and F. Adachi, "Packet access using DS-SS with frequency-domain equalization," *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 24, no. 1, pp. 161-170, 2006.
 [6] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
 [7] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, New York, 1997.
 [8] S. Okuyama, K. Takeda and F. Adachi, "MMSE frequency-domain equalization using spectrum combining for Nyquist filtered broadband single-carrier transmission," *Proc. IEEE VTC-spring*, May 2010.
 [9] S. Okuyama, K. Takeda and F. Adachi, "Iterative MMSE Detection and Interference Cancellation for Uplink SC-FDMA MIMO using HARQ," to be presented at IEEE ICC, June 2011.
 [10] 藤森崇文, 武田一樹, 安達文幸, "循環遅延パイロットチャンネル推定と繰り返し周波数領域干渉キャンセルを用いるマルチコード DS-SS と MC-CDMA MIMO 多重のスループット特性," *信学技報*, RCS2008-151, pp. 1-6, 2008年12月
 [11] K. Takeda, K. Ishihara and F. Adachi, "Frequency-Domain ICI Cancellation with MMSE Equalization for DS-SS Downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E89-B No.12, pp.3335-3343, Dec. 2006.

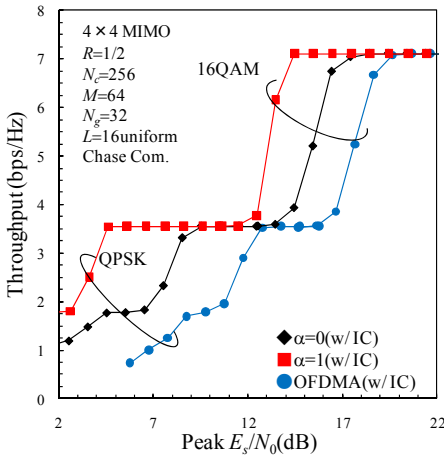


(a) $R=1/2$

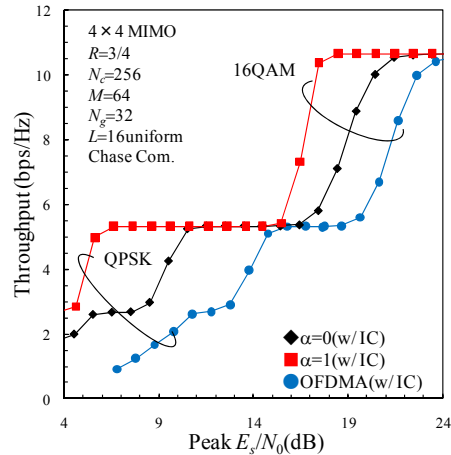


(b) $R=3/4$

図5 平均受信 E_s/N_0 対スループット特性



(a) $R=1/2$



(b) $R=3/4$

図6 ピーク E_s/N_0 対スループット特性