

繰り返し MMSE 検出を適用する上りリンク SC-FDMA MIMO HARQ スループット特性

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 次世代超高速無線通信システムの上りリンクアクセスでは、ピーク対平均電力比(PAPR)の低いシングルキャリア周波数分割多元接続(SC-FDMA)、マルチ送受信アンテナ(MIMO)やハイブリッド自動再送要求(HARQ)が重要な無線技術である。SC-FDMA では送信フィルタのロールオフファクタ α を大きくすることで、送信信号の PAPR を更に低減し、またより大きな周波数ダイバーシチ利得が得ることが出来るが、ユーザ間の搬送波周波数間隔を $\alpha=0$ のときと同様に保つと、隣接ユーザとのスペクトルの重なりが生じ、マルチユーザ干渉(MUI)が発生する。そこで筆者らは以前、シングル送受信アンテナ(SISO)を用いる無符号化上りリンクを対象に、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく信号検出と MUI キャンセルを繰り返し適用する MMSED-MUIC を提案した。本稿では、ターボ符号化 MIMO HARQ システムへの拡張を考え、MUI、残留符号間干渉(ISI)のみならず、アンテナ間干渉(IAI)も繰り返しキャンセルする MMSED-干渉キャンセラ(IC)を提案する。計算機シミュレーションにより、提案法を用いることで、隣接ユーザのスペクトルの重なりが大きい $\alpha=1$ の場合に最も高いスループットが得られることを示す。

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

Iterative MMSE Detection and Interference Cancellation 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 For the next generation high-speed uplink wireless communication systems, single carrier (SC)-frequency-division multiple-access (FDMA) having a low peak-to-average power ratio (PAPR) characteristic, hybrid automatic repeat request (HARQ), and multiple-input multiple-output (MIMO) multiplexing are indispensable key techniques. As the transmit filter's roll-off factor α increases, PAPR of SC-FDMA signal reduces and increased frequency diversity gain. However, if the carrier-frequency separation among multiple-access users is kept the same as in the case of the roll-off factor $\alpha=0$ (i.e., brick wall filter), the adjacent users' signal spectra overlap and the multi-user interference (MUI) is produced. In our previous work, we proposed an iterative minimum mean square error (MMSE) detection and MUI cancellation (MMSED-MUIC), which performs iteratively a series of MMSED and MUIC, for frequency-domain filtered SC-FDMA single-input single-output (SISO) uncoded uplink. In this paper, we extend our previously proposed MMSED-MUIC for uncoded SISO systems to turbo coded MIMO HARQ systems, and we propose an iterative MMSE detection and IC (MMSED-IC) for turbo coded uplink SC-FDMA MIMO using HARQ. In proposed MMSED-IC, the cancellation of just the MUI and residual inter-symbol interference (ISI) but inter-antenna interference (IAI) is performed. We evaluate the throughput performances by computer simulation and show $\alpha=1$ can achieve the highest throughput performance.

Keyword SC-FDMA, MIMO, HARQ, MMSE, Iterative 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。シングルキャリア(SC)伝送はピーク対平均電力比(PAPR)特性が低く、最小平均二乗誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いればチャンネルの周

波数選択性[1],[2]を利用して周波数ダイバーシチ効果を得ることができ、ビット誤り率(BER)特性を大幅に改善できる[3-5]。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)は必須技術である。

信号帯域幅を制限するために、送信および受信フィルタにルートナイキストフィルタが広く用いられている[2],[6]。フィルタのロールオフファクタ α を大きくすることでSC送信信号のPAPRを更に低減すると共に、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が得られBER特性を改善できる[7]。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)により大幅なBER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SC-FDMAを対象に、MMSE検出、スペクトル合成及びMUIキャンセルを繰り返す繰り返しジョイントMMSE検出MUIキャンセラ(MMSED-MUIC)を提案した[8]。

文献[8]ではシングル送受信アンテナ(SISO)を用いる無符号化SC-FDMAの検討を行ったが、本稿ではこれを、ターボ符号化を用いるMIMO伝送へと拡張し、MUI、残留符号間干渉(ISI)とアンテナ間干渉(IAI)を同時にキャンセルする、繰り返しMMSE検出干渉キャンセラ(MMSED-IC)を提案する。まず、MMSE信号検出により隣接2ユーザのオーバーラップした信号及び他の送信アンテナから多重された信号を分離し、所望ユーザの信号スペクトルを復元するスペクトル合成を行う。その後、残留MUI、IAI、ISIの同時キャンセル操作を十分な回数繰り返す。計算機シミュレーションによりPAPR及びHARQスループット特性を明らかにし、提案法を用いることで $\alpha=1$ が $\alpha=0$ やOFDMA伝送[9]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PAPR、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。

2. 周波数領域ルートナイキスト送信フィルタを用いる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($u=0, \dots, U-1$)の第 n_i 送信アンテナ($n_i=0, \dots, N_i-1$)において、情報ビット系列にターボ符号化、インターリーブ、データ変調を行う。データ変調シンボル系列を M シンボルずつに分け、それぞれのシンボルブロックに対し M ポイント離散フーリエ変換(DFT)を適用し、周波数領域信号に変換する。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 $\{H_T(k); k=-M, \dots, M-1\}$ 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、 N_c ポイント逆FFT(IFFT)により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)にサイクリックプリフィックス(CP)を挿入して送信する。

基地局受信機の第 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、 N_c ポイントFFTにより周波数領域信号に変換する。その後、全周波数領域受信信号に対してMMSE検出を行う。

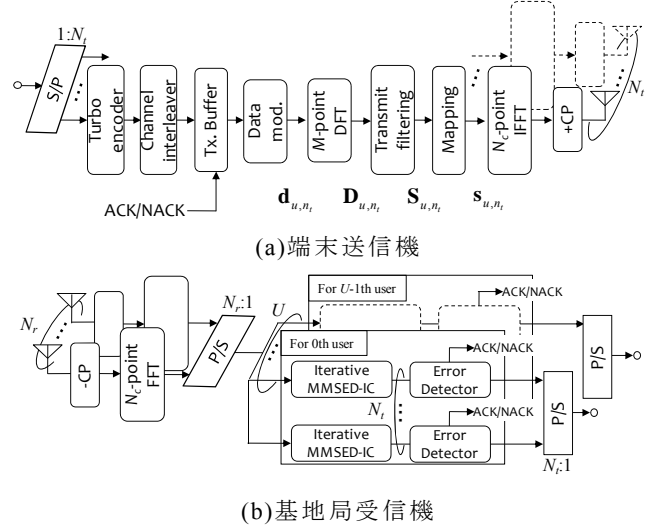


図1 上りSC-FDMA MIMO送受信機構成

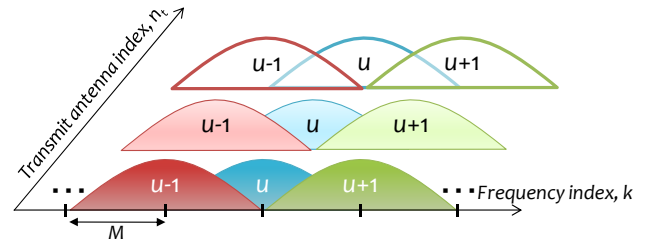


図2 スペクトルマッピング

2.1. 送信信号表現

データシンボルブロック $\mathbf{d}_{u,n_i} = [d_{u,n_i}(0), \dots, d_{u,n_i}(M-1)]^T$ に、 M ポイントDFTを適用して周波数領域信号 $\mathbf{D}_{u,n_i} = [D_{u,n_i}(0), \dots, D_{u,n_i}(M-1)]^T$ を得た後、送信フィルタ及びスペクトルマッピングを行い、周波数領域信号 $\mathbf{S}_{u,n_i} = [S_{u,n_i}(0), \dots, S_{u,n_i}(N_c-1)]^T$ を次式のように得る。

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

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次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
\hat{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)} &= \sum_{q=1}^Q \mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \mathbf{R}^{(q)} \\
&= A_{u,n_t}^{(i)} \mathbf{D}_{u,n_t} + \left(\sum_{q=1}^Q \mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t}^{(q)} - A_{u,n_t}^{(i)} \mathbf{I} \right) \mathbf{D}_{u,n_t} \\
&+ \sum_{q=1}^Q \mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \left(\sum_{u'=0 \neq u}^{U-1} \sum_{n'_t=0}^{N-1} \bar{\mathbf{H}}_{u',n'_t}^{(q)} \mathbf{D}_{u',n'_t} \right) + \sum_{q=1}^Q \mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \left(\sum_{n'_t=0 \neq n_t}^{N-1} \bar{\mathbf{H}}_{u,n'_t}^{(q)} \mathbf{D}_{u,n'_t} \right) \\
&+ \sum_{q=1}^Q \mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \mathbf{N}^{(q)}
\end{aligned} \quad (14)$$

ここで,

$$A_{u,n_t}^{(i)} = \frac{1}{M} \sum_{q=1}^Q \text{tr}[\mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t}^{(q)}], \quad (15)$$

であり, $\mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)}$ は $M \times N_r N_c$ の, \mathbf{D}_{u,n_t} (送信データブロック) と $\tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)}$ (干渉キャンセル後の軟判定シンボルブロック) との誤差ベクトル \mathbf{e} の共分散行列のトレース $\text{tr}[\mathbf{E}(\mathbf{e}\mathbf{e}^H)]$ を最小とする MMSE 重み行列であり, 再送回数毎, 繰り返し回数毎に最適な MMSE 重みへと更新される. 3章2節にて詳述する.

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.

$$\tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)} = \hat{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)} - \tilde{\mathbf{M}}_{u,n_t}^{(i)} - \tilde{\mathbf{A}}_{u,n_t}^{(i)} - \tilde{\mathbf{I}}_{u,n_t}^{(i)} \quad (16)$$

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章1節で詳述する.

最後に, $\tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)} = [\tilde{D}_{u,n_t}^{(i)}(0), \dots, \tilde{D}_{u,n_t}^{(i)}(M-1)]^T$ に M -ポイント IDFT を適用し軟判定シンボル $\tilde{\mathbf{d}}_{u,n_t}^{(i)} = [\tilde{d}_{u,n_t}^{(i)}(0), \dots, \tilde{d}_{u,n_t}^{(i)}(M-1)]^T$ を得る.

$$\tilde{\mathbf{d}}_{u,n_t}^{(i)} = \mathbf{F}^H \tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)} \quad (17)$$

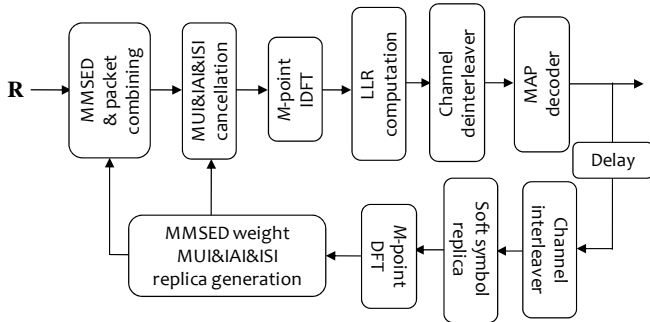


図3 繰り返し MMSE 検出干渉キャンセラ

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.

第 n 番目 ($n=0, \dots, M-1$) のシンボルにおける $x(x=0, \dots, N-1)$ 番目のビット $b_{n,x}$ の対数尤度比(LLR)は, 前段の繰り返し段における判定結果 $\{\tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(n)\}$ を用いて次式で求められる[10](N は1シンボル当たりのビット数).

$$\begin{aligned}
\lambda_{u,n_t,x}^{(i-1)}(n) &= \ln \left(\frac{p_{u,n_t,x}^{(i-1)}(b_{n,x}=1)}{p_{u,n_t,x}^{(i-1)}(b_{n,x}=0)} \right) \\
&\approx \frac{\left| \tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(n) - \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} A_{u,n_t}^{(i-1)} d_{b_{n,x}=0}^{\min} \right|^2}{2(\hat{\sigma}_{u,n_t}^{(i-1)})^2} - \frac{\left| \tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(n) - \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} A_{u,n_t}^{(i-1)} d_{b_{n,x}=1}^{\min} \right|^2}{2(\hat{\sigma}_{u,n_t}^{(i-1)})^2}
\end{aligned} \quad (18)$$

ここで, $p_{u,n_t,x}^{(i-1)}(b_{n,x}=0)$ と $p_{u,n_t,x}^{(i-1)}(b_{n,x}=1)$ はそれぞれ, 繰り返し第 $(i-1)$ 回目において送信ビット $b_{n,x}$ が $b_{n,x}=0$ と $b_{n,x}=1$ である事後確率であり, $d_{b_{n,x}=0}^{\min}$ および $d_{b_{n,x}=1}^{\min}$ 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, $\tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(n)$ 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.

$$2(\hat{\sigma}_{u,n_t}^{(i)})^2 = 2(\hat{\sigma}_{MUI}^{(i)})^2 + 2(\hat{\sigma}_{IAI}^{(i)})^2 + 2(\hat{\sigma}_{ISI}^{(i)})^2 + 2(\hat{\sigma}_{noise}^{(i)})^2 \quad (19)$$

ここで, $2(\hat{\sigma}_{MUI}^{(i)})^2$, $2(\hat{\sigma}_{IAI}^{(i)})^2$, $2(\hat{\sigma}_{ISI}^{(i)})^2$ と $2(\hat{\sigma}_{noise}^{(i)})^2$ はそれぞれ MUI, IAI, ISI と雑音の分散であり, 次式で与えられる.

$$\begin{aligned}
2(\hat{\sigma}_{MUI}^{(i)})^2 &= \sum_{q=1}^Q \sum_{u'=0 \neq u}^{U-1} \sum_{n'_t=0}^{N-1} \frac{2E_{s,u'}}{T_s} \frac{\rho_{u',n'_t}^{(i-1)}}{M} \text{tr}[(\mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \bar{\mathbf{H}}_{u',n'_t}^{(q)}) (\mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \bar{\mathbf{H}}_{u',n'_t}^{(q)})^H]
\end{aligned} \quad (19a)$$

$$\begin{aligned}
2(\hat{\sigma}_{IAI}^{(i)})^2 &= \sum_{q=1}^Q \sum_{n'_t=0 \neq n_t}^{N-1} \frac{2E_{s,u}}{T_s} \frac{\rho_{u,n'_t}^{(i-1)}}{M} \text{tr}[(\mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \bar{\mathbf{H}}_{u,n'_t}^{(q)}) (\mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \bar{\mathbf{H}}_{u,n'_t}^{(q)})^H]
\end{aligned} \quad (19b)$$

$$\begin{aligned}
2(\hat{\sigma}_{ISI}^{(i)})^2 &= \frac{2E_{s,u}}{T_s} \frac{\rho_{u,n_t}^{(i-1)}}{M} \left[\sum_{q=1}^Q \text{tr}[(\mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t}^{(q)}) (\mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t}^{(q)})^H] - |A_{u,n_t}^{(i)}|^2 \text{tr}[\mathbf{I}] \right]
\end{aligned} \quad (19c)$$

$$2(\hat{\sigma}_{noise}^{(i)})^2 = \frac{2N_0}{T_s} \frac{1}{M} \sum_{q=1}^Q \text{tr}[\mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)H}] \quad (19c)$$

ただし, $\rho_{u,n_t}^{(i)}$ は次式で与えられる[10].

$$\rho_{u,n_t}^{(i)} = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} E \left[d_{u,n_t}^{(i)}(n) - \tilde{d}_{u,n_t}^{(i)}(n) \right]^2 \quad (20)$$

上式中の $E[\cdot]$ は受信信号ブロック \mathbf{r} が与えられたときの事後確率 $p_{u,n_t,x}^{(i-1)}(b_{n,x}=0)$ と $p_{u,n_t,x}^{(i-1)}(b_{n,x}=1)$ を用いた期待値操作を表している[10].

軟判定シンボルレプリカ $\tilde{d}_{u,n_t}^{(i)}(n)$ は LLR を用いて次式のように表わされる[10].

$$\begin{cases} \tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh \left(\frac{\lambda_{u,n_t,0}^{(i-1)}(n)}{2} \right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh \left(\frac{\lambda_{u,n_t,1}^{(i-1)}(n)}{2} \right) & \text{for QPSK} \\ \tilde{d}_{u,n_t}^{(i-1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh \left(\frac{\lambda_{u,n_t,0}^{(i-1)}(n)}{2} \right) \left\{ 2 + \tanh \left(\frac{\lambda_{u,n_t,1}^{(i-1)}(n)}{2} \right) \right\} \\ \quad + j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh \left(\frac{\lambda_{u,n_t,2}^{(i-1)}(n)}{2} \right) \left\{ 2 + \tanh \left(\frac{\lambda_{u,n_t,3}^{(i-1)}(n)}{2} \right) \right\} & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (21)$$

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.

$$\tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i-1)} = \mathbf{F}_M \tilde{\mathbf{d}}_{u,n_t}^{(i-1)} \quad (22)$$

ここで $\tilde{\mathbf{d}}_{u,n_t}^{(i-1)}(n) = 0$ である. 式(16)に従って干渉キャンセルを行う. 周波数領域の 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 $\tilde{\mathbf{I}}_{u,n_t}^{(i)} = [\tilde{I}_{u,n_t}^{(i)}(0), \dots, \tilde{I}_{u,n_t}^{(i)}(M-1)]^T$ はそれぞれ次式で与えられる. 本稿では PIC を仮定しているため, 干渉レプリカ生成には繰り返し第 $(i-1)$ 回目の出力結果である $\tilde{\mathbf{D}}_{u',n_t'}^{(i-1)}$ ($u' = 0, \dots, U-1, n_t' = 0, \dots, N_t - 1$) を用いる.

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{M}}_{u,n_t}^{(i)} = \sum_{q=1}^Q \mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \left(\sum_{u'=0}^{U-1} \sum_{n_t'=0}^{N_t-1} \sqrt{\frac{2E_{s,u'}}{T_s}} \bar{\mathbf{H}}_{u',n_t'}^{(q)} \tilde{\mathbf{D}}_{u',n_t'}^{(i-1)} \right) \\ \tilde{\mathbf{A}}_{u,n_t}^{(i)} = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \sum_{q=1}^Q \mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \left(\sum_{n_t'=0}^{N_t-1} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t'}^{(q)} \tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t'}^{(i-1)} \right) \\ \tilde{\mathbf{I}}_{u,n_t}^{(i)} = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \left(\sum_{q=1}^Q \mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} \bar{\mathbf{H}}_{u,n_t}^{(q)} - A_{u,n_t}^{(i)} \mathbf{I} \right) \tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i-1)} \end{cases} \quad (23)$$

3.2. MMSE 重み行列

本稿では, \mathbf{D}_{u,n_t} (送信データブロック)と $\tilde{\mathbf{D}}_{u,n_t}^{(i)}$ (干渉キャンセル後の軟判定シンボルブロック)との誤差ベクトル \mathbf{e} の共分散行列のトレース $\text{tr}[\mathbf{E}(\mathbf{e}\mathbf{e}^H)]$ を最小とする MMSE 重みを用いる. 第 u ユーザの第 n_t 送信アンテナの繰り返し第 i 回目における MMSE 重みは次式で与えられる [8]. この重みは再送回数毎, 繰り返し回数毎に最適な MMSE 重みへと更新される.

$$\mathbf{W}_{u,n_t}^{(q,i)} = \left(\bar{\mathbf{H}}_{u,n_t}^q \right)^H \left[\sum_{u'=0}^{U-1} E_{s,u'} \sum_{n_t'=0}^{N_t-1} \rho_{u',n_t'}^{(i-1)} \sum_{q'=1}^Q \bar{\mathbf{H}}_{u',n_t'}^{q'} \left(\bar{\mathbf{H}}_{u',n_t'}^{q'} \right)^H + N_0 \mathbf{I} \right]^{-1} \quad (24)$$

表 1 計算機シミュレーション諸元

Channel coding	No. of coded bits	2048
	Encoder	(13,15) RSC
	Coding rate	$R=1/2$
	Channel interleaver	Block
	Packet combining	Chase Combining
	Decoder	Log-MAP
No. of Tx. Rx. antennas		$N_t=N_r=2$
Transmitter	Data modulation	QPSK, 16QAM
	No. of symbols per block	$M=16$
	FFT/IFFT block size	$N_c=64$
	No. of users	$U=4 (=N_c/M)$
	GI 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
	Number of iteration	10 iterations
	Channel estimation	Ideal

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. 符号化

ビット系列長を 2048 ビットとし, 符号化率は $R=1/2$ としている.

変調方式は QPSK, 16QAM を仮定し, $M=16, N_c=64, N_g=32$ としている. フェージングチャネルは, パス数 $L=16$ で等電力遅延プロファイルを有する周波数選択性ブロックレイリーフェージングであるものとしている. 繰り返し干渉キャンセルの回数は 10 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 $E_{s,u}=E_s$ (for $u=0, \dots, U-1$) 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るものとしている.

4.1. PAPR 特性

表 2 に CCDF(complementary cumulative distribution function)が 10^{-3} となる PAPR の値を示す [12]. PAPR は次式で定義される [11].

$$\text{PAPR} = \frac{\max \{ |s_{u,n_t}(t)|^2 \}_{t=0-N_c-1}}{E[|s_{u,n_t}(t)|^2]} \quad (25)$$

送信フィルタのロールオフファクタ α を大きくすることで PAPR を低減できることが分かる.

表 2 CCDF= 10^{-3} における PAPR

α		SC-FDMA					OFDMA
		0	0.25	0.5	0.75	1	
PAPR _{0.1%} (dB)	QPSK	7.1	5.06	3.37	3.37	3.59	9.98
	16QAM	7.9	6.76	6.46	6.86	7.2	9.77

4.2. スループット特性

ユーザ間のスペクトル重なりがない場合, ロールオフファクタ α の送信フィルタを用いると信号帯域幅は $(1+\alpha)$ 倍に拡大するため, ユーザスループット η [bps/Hz] は $1/(1+\alpha)$ 倍だけ低下する. しかしながら, ユーザ間のスペクトルの重なりを許容する本提案法では, 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.

$$\eta = N_t \times R \times \frac{1}{Q} \times \frac{N_c}{N_c + N_g} \quad (26)$$

ここで, $\bar{Q}-1$ は平均パケット再送回数である.

図 4 に, 干渉キャンセラ有り (w/ IC) と, 干渉キャンセラ無し (w/o IC) としたときについて, 平均受信 E_s/N_0 の関数としてプロットした平均スループット特性を示す. 比較のため, OFDMA で IAI キャンセラ [9] 有り と無し の特性も同時に示す.

提案 MMSED-IC は, 干渉(SC の場合 MUI, IAI 及び ISI, OFDMA の場合 IAI) を十分抑圧でき, 干渉キャンセル無しの場合に比べ大幅に高いスループットが得られる.

干渉キャンセラ無し (w/o IC) の場合, $\alpha=1$ とする SC では IAI, ISI に加え, 隣接ユーザとのスペクトルの重なりにより MUI も発生するため, $\alpha=0$ のときよりも低いスループットになっている. しかしながら MMSED-IC を用いれば十分に干渉を抑圧できるので, 送信フィルタによる帯域幅の拡大に伴い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, $E_s/N_0 > 11$ と $E_s/N_0 < 10$ の領域において

OFMDA よりも高いスループットを示している。

図 5 にピーク E_s/N_0 の関数としてプロットしたスループット特性を示す。本稿では、ピーク E_s/N_0 を Peak $E_s/N_0 = \text{average received } E_s/N_0 + \text{PAPR}_{0.1\%}$ [13] で定義している。PAPR 低減に伴い $\alpha=1$ のとき、 $\alpha=0$ 及び OFMDA に比べて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、MMSE 検出と干渉キャンセルを繰り返す MMSE 検出干渉キャンセラ(MMSED-IC)を提案し、その HARQ スループットの改善効果を計算機シミュレーションにより明らかにした。提案した MMSED-IC では、オーバーラップした隣接 2 ユーザのスペクトル及び他の送信アンテナから多重されたスペクトルを MMSE 規範に基づく空間フィルタリングにより分離し、残留干渉(MUI, IAI 及び ISI)の同時キャンセルを繰り返して行く。ロールオフファクタ α を大きくすると、PAPR を低減でき、また十分に干渉キャンセルを行えばより大きな周波数ダイバーシチ利得が得られ、高いスループットが得られる。提案法により $\alpha=1$ の SC-FDMA は OFDMA と比較して、大幅に低い PAPR でありながらほぼ同等か、より高いスループットが得られることを示した。

文 献

[1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
 [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, 2001.
 [3] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyarand and B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.40, No. 4, pp.58-66, Apr. 2002.
 [4] F. Adachi, D. Garg, S. Takaoka, and K. Takeda, "Broadband CDMA techniques," *IEEE Wireless Commun.*,

Mag., Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.

[5] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity reception," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
 [6] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, New York, 1997.
 [7] S. Okuyama, K. Takeda and F. Adachi, "MMSE frequency-domain equalization using spectrum combining for Nyquist filtered broadband single-carrier transmission," *Proc. IEEE the 71st Veh. Technol. Conf. (VTC)*, May 2010.
 [8] S. Okuyama, K. Takeda and F. Adachi, "Iterative Joint MMSE Spatial Filtering/Successive MUI Cancellation for Frequency-domain Filtered SC-FDMA Uplink," to be presented at The 12th IEEE International Conference on Communication Systems (ICCS 2010), Nov 2010.
 [9] 藤森崇文, 武田一樹, 安達文幸, "循環遅延パイロットチャ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-CDMA 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
 [10] K. Takeda, K. Ishihara and F. Adachi, "Frequency-Domain ICI Cancellation with MMSE Equalization for DS-CDMA Downlink," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E89-B No.12, pp.3335-3343, Dec. 2006.
 [11] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission", *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 3, no. 1, Sep. 2006, pp. 30-38.
 [12] S. Okuyama, K. Takeda and F. Adachi, "Frequency-domain Iterative MUI Cancellation for Uplink SC-FDMA Using Frequency-domain Filtering," *Proc. IEEE the 72nd Veh. Technol. Conf. (VTC2010-fall)*, Sep 2010.
 [13] H. Gacanin and F. Adachi, "A Comprehensive Performance Comparison of OFDM/TDM Using MMSE-FDE and Conventional OFDM," *Proc. IEEE 67th Veh. Technol. Conf. (VTC)*, pp.11-14, May, 2008.

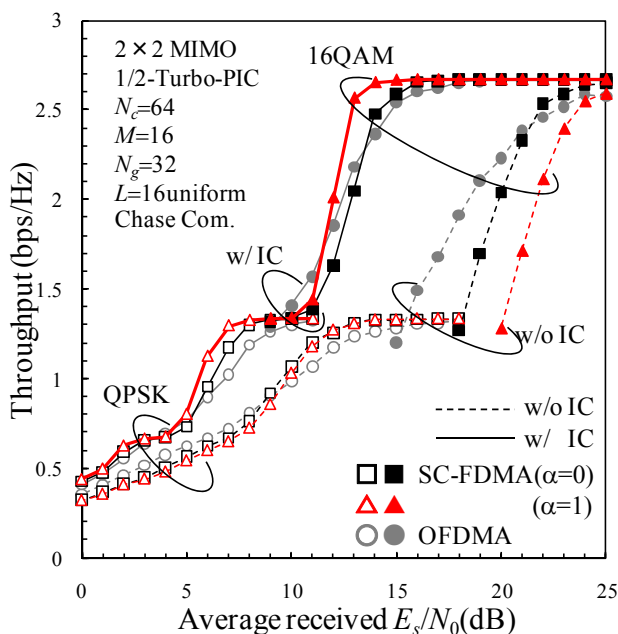


図4 平均受信 E_s/N_0 対スループット特性

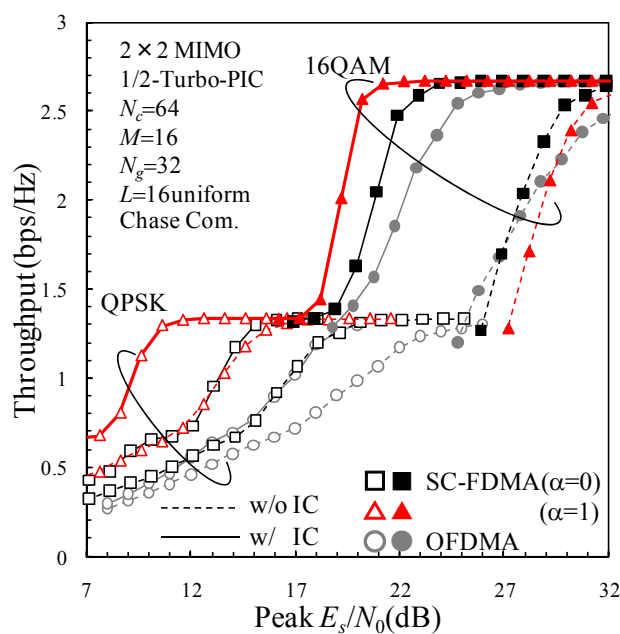


図5 ピーク E_s/N_0 対スループット特性