

# 周波数領域フィルタを用いる SC-FDMA における 周波数領域繰り返し逐次 MUI キャンセラ

奥山 卓<sup>†</sup> 武田 一樹<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> 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: <sup>†</sup> {okuyama, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 周波数領域ルートナイキスト送受信フィルタを用いるシングルキャリア(SC)-FDMA では、ロールオフファクタ $\alpha$ を大きくすることで送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)を低減できる。また、信号帯域幅が $(1+\alpha)$ 倍に広がることを利用してより大きな周波数ダイバーシチ利得を得ることができる。しかし、 $\alpha=0$ のときの搬送波周波数間隔を保ったままにすると、隣接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)が発生するが、周波数領域繰り返し並列 MUI キャンセラ(FD-IPMUIC)を用いることで、 $\alpha$ がそれほど大きくなければ BER の大幅な劣化を防ぐことができる。しかしながら、 $\alpha$ が大きい場合には残留 MUI により BER フロアが発生してしまう。本論文では、各ユーザの瞬時受信電力の高い順に干渉キャンセルを行う周波数領域繰り返し逐次マルチユーザ干渉キャンセラ(FD-ISMUIC)を提案している。瞬時受信電力を用いた順序付けを行うことでより高精度な MUI レプリカ生成が可能となり、少ない繰り返し回数で優れた BER 特性が得られる。計算機シミュレーションにより BER 特性とスループット特性を求め、瞬時受信電力を用いた順序付けの効果を明らかにしている。

キーワード 周波数領域フィルタ, SC-FDMA, 逐次 MUI キャンセラ

## Frequency-domain Iterative Successive MUI cancellation for SC-FDMA using frequency-domain filtering

Suguru OKUYAMA<sup>†</sup> Kazuki TAKEDA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

<sup>†</sup> <sup>‡</sup> 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: <sup>†</sup> {okuyama, kazuki}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, <sup>‡</sup> adachi@ecei.tohoku.ac.jp

**Abstract** The peak-to-average power ratio (PAPR) of Nyquist filtered single carrier (SC)-FDMA signal can be reduced by increasing the filter roll-off factor  $\alpha$ . Furthermore, an additional frequency diversity gain can be obtained by making use of the excess bandwidth introduced by the transmit filtering. If the carrier-frequency separation is kept the same as in the case of  $\alpha=0$ , the larger multiuser interference (MUI) is produced due to the spectrum combining when  $\alpha>0$ . Frequency-domain iterative parallel MUI cancellation (FD-IPMUIC) can prevent the bit error rate (BER) performance degradation when  $\alpha$  is small. However, when  $\alpha$  approaches 1, a BER floor appears. In this paper, we propose a frequency-domain iterative successive interference cancellation (FD-ISMUIC) with the received signal power based ordering for the uplink filtered SC-FDMA. The introduction of the received signal based ordering makes it possible to generate more accurate MUI replicas to be used in FD-ISMUIC and better BER performance can be achieved using with smaller number of iterations. The achievable BER performance and throughput performance are evaluated by computer simulation to confirm the effectiveness of the received signal power based ordering.

**Keyword** frequency-domain filter, SC-FDMA, successive MUI cancellation

### 1. まえがき

高速移動無線チャネルは、遅延時間の異なる複数の伝搬路から構成される周波数選択性フェージングであり、符号間干渉(ISI)が発生しビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1],[2]。多数の狭帯域直交サブキャリアを用いて並列伝送する直交周波数分割多重(OFDM)[3],[4]では、周波数選択性ひずみが発生しないという利点があるが、送信信号のピーク対平均電力比(PAPR)が大きくダイナミックレンジが広く電力効率が低い線形電力増幅器を必要とするという欠点がある[5]。このため、OFDM は下りリンク伝送に適している。一方、上りリンク伝送では、移動端末の送信電力増幅器のピーク電力を小さくできる低 PAPR のシングルキャリア(SC)伝送が適している。SC 伝送では、最小二乗

誤差(MMSE)規範に基づく周波数領域等化(FDE)を用いればチャネルの周波数選択性を利用して周波数ダイバーシチ効果を得ることができ、BER 特性を大幅に改善できるという利点がある[6-8]。

ISI を起こさずに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る[2],[9]。筆者らはこれまで、周波数領域フィルタを用いる SC 伝送に関する検討を行い、フィルタのロールオフファクタ $\alpha$ を大きくすることで送信信号の 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 特性を改善できることを示してきた[10]。しかしながら、 $\alpha=0$ のときの搬送波周波数間隔を保ったままにすると、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)が発生してしまう。そこで、筆者らは周波数領域フィルタを用いる上りリンク SC-FDMA において、多元接続ユーザのスペクトルのオーバーラップを許容することで同時アクセスユーザ数を低下させずに、高い周波数ダイバーシチ利得を得ることができる周波数領域繰り返し並列 MUI キャンセラ (FD-IPMUSIC) を提案した[13]。FD-IPMUSIC では、繰り返し MUI キャンセルを行うことで優れた BER 特性が得られる。しかし、特に  $\alpha$  が大きい場合には完全に干渉を取り除くことができず、シングルユーザ時に比べて BER 特性の劣化や誤りフロアが発生してしまう。

本論文では、各ユーザの瞬時受信電力の高い順に干渉キャンセルを行う周波数領域繰り返し逐次 MUI キャンセラ (FD-ISMUSIC) を提案する。瞬時受信電力を用いた順序付けを行うことで、より高精度な MUI レプリカ生成が可能となり、FD-IPMUSIC より優れた BER 特性が得られる。

本論文の構成は以下のようになっている。第 2 章では周波数領域フィルタを用いる SC-FDMA 信号伝送系を述べ、第 3 章では、提案する FD-ISMUSIC 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, BER および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. 周波数領域フィルタを用いる SC-FDMA 信号伝送系

図 1 に周波数領域フィルタを用いる SC-FDMA 信号伝送系の構成を示す。送信機では、 $N_{TX}$  個のデータシンボルから成るブロックを送信するものとする。第  $u$  ユーザ ( $u=0 \sim U-1$ ) のデータシンボル系列を  $\{d_u(n); n=0, \dots, N_{TX}-1\}$  とする。 $N_{TX}$  ポイント離散フーリエ変換(DFT)を用いて、データシンボルブロックを周波数領域信号  $\{D_u(k); k=-N_{TX}/2 \sim N_{TX}/2-1\}$  に変換する。次に、送信フィルタ  $\{H_T(k); k=-N_{TX} \sim N_{TX}-1\}$  により帯域制限を行って  $\{S_u(k); k=-N_{TX} \sim N_{TX}-1\}$  を得る。ただし、ロールオフファクタ  $\alpha$  の送信フィルタを用いるとき、非零の周波数成分は  $2N_{TX}$  個のうちの  $(1+\alpha)N_{TX}$  個である。次に、周波数領域信号  $\{S_u(k)\}$  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。本論文では、PAPR の増大を防ぐために、図 2 に示すような局所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、 $\alpha=0$  のときの搬送波周波数間隔を保ったままにしている(このため、他ユーザのサブキャリア成分が  $2\alpha N_{TX}$  個だけオーバーラップするので MUI が発生する)。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を挿入して送信する。

受信機では、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 GI を取り除いた後、 $N_c$  ポイント FFT により周波数領域信号  $\{R(k); k=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$  に変換した後、デマッピングを行う。このとき他ユーザのスペクトルがオーバーラップしているため、MUI が生じている。その後、ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成(MMSE-FDE とナイキスト条件を満たすスペクトルを再生しつつ周波数ダイバーシチ利得を得るスペクトル合成とを同時に行っ

ている)[10]と MUI キャンセルを行う(図 1 では、「ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成+MUI キャンセル」を「MUI キャンセル」と記述している)。次いで、 $N_{TX}$  ポイント逆 DFT(IDFT)を適用して受信軟判定値系列  $\{\tilde{d}_u(n); n=0, \dots, N_{TX}-1\}$  を得る。これをフィードバックし、MMSE-FDE 重みおよび MUI レプリカを更新して、FDE および MUI キャンセルを複数回行ってデータ復調する。

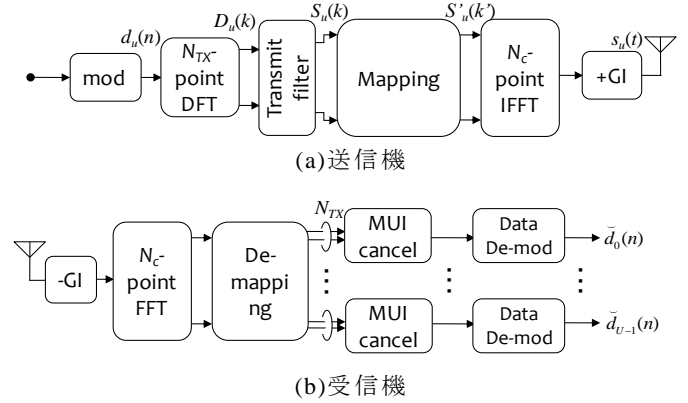


図 1 周波数領域フィルタを用いる SC-FDMA 信号伝送系

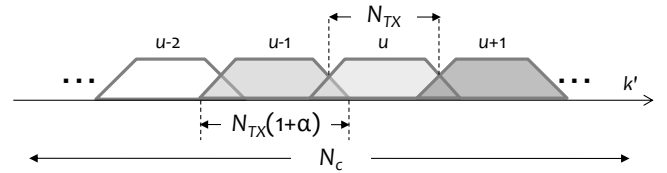


図 2 スペクトルマッピング

### 2.1. 送受信信号表現

$N_{TX}$  ポイント DFT によって得られた周波数領域信号  $\{D_u(k); k=-N_{TX}/2 \sim N_{TX}/2-1\}$  に送信フィルタ  $\{H_T(k); k=-N_{TX} \sim N_{TX}-1\}$  を適用したときの周波数領域信号  $\{S_u(k); k=-N_{TX} \sim N_{TX}-1\}$  は次式のように表される。

$$S_u(k) = \begin{cases} D_u(k - N_{TX})H_T(k) & k = N_{TX}/2 \sim N_{TX} - 1 \\ D_u(k)H_T(k) & k = -N_{TX}/2 \sim N_{TX}/2 - 1 \\ D_u(k + N_{TX})H_T(k) & k = -N_{TX} \sim -N_{TX}/2 - 1 \end{cases} \quad (1)$$

ここで、

$$D_u(k) = \sqrt{\frac{1}{N_{TX}}} \sum_{n=0}^{N_{TX}-1} d_u(n) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_{TX}}\right) \quad (2)$$

$$, k = -N_{TX}/2 \sim N_{TX}/2 - 1$$

である。次に、図 2 のように周波数マッピングを行い  $\{S'_u(k'); k'=-N_c/2 \sim N_c/2-1\}$  を得る。次式のように  $S'_u(k')$  に  $N_c$  ポイント IFFT を適用して時間領域送信信号  $s_u(t)$  を得る。

$$s_u(t) = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{k'=-N_c/2}^{N_c/2} S'_u(k') \exp\left(j2\pi k' \frac{t}{N_c}\right) \quad (3)$$

$$, t = -N_g \sim N_c - 1$$

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る。

チャネルは  $L$  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する。第  $u$  ユーザの第  $l$  パスの複素パス利得を  $h_{u,l}$  とし、遅延時

間を  $\tau_{u,l}$  とすると、チャネルのインパルス応答は次式で表現される。

$$h_u(\tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,l} \delta(\tau - \tau_{u,l}) \quad (4)$$

ここで、 $\delta(\tau)$  は単位インパルス関数である。受信信号は次式で表わせる。

$$r(t) = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,l} s_u(t - \tau_{u,l}) + n(t) \quad (5)$$

ここで、 $n(t)$  は零平均で分散が  $2N_0N_c/N_{TX}T_s$  の複素ガウス雑音であり、 $N_0$  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。

## 2.2. ジョイント FDE・スペクトル合成[10]および MUI キャンセル

GI を削除した受信信号ブロック  $\{r(t); t=0 \sim N_c-1\}$  に  $N_c$  ポイント FFT を適用して周波数領域信号  $\{R(k'); k' = -N_c/2 \sim N_c/2-1\}$  に変換する。 $R(k')$  は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} R(k') &= \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp(-j2\pi k' \frac{t}{N_c}) \\ &= \sum_{u=0}^{U-1} \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} H'_u(k') S'_u(k') + N(k'), k' = -N_c/2 \sim N_c/2-1 \end{aligned} \quad (6)$$

ここで  $H'_u(k')$  および  $N(k')$  はそれぞれ次式で与えられる第  $u$  ユーザの第  $k$  サブキャリアにおけるチャネル利得と雑音成分である。

$$\begin{cases} H'_u(k') = \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,l} \exp\left(-j2\pi k' \frac{\tau_{u,l}}{N_c}\right) \\ N(k') = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} n(t) \exp\left(-j2\pi k' \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (7)$$

次に、周波数デマッピングを行い第  $u$  ユーザの周波数領域受信信号  $\{R_u(k); k = -N_{TX} \sim N_{TX}-1\}$  および  $\{H_u(k); k = -N_{TX} \sim N_{TX}-1\}$  を得る。

以下では、繰り返し MUI キャンセルの第  $i$  ステージの処理について説明する。次式のように、ジョイント MMSE-FDE・スペクトル合成を行い、 $N_{TX}$  個のサブキャリアからなる周波数領域信号  $\{\hat{D}_u^{(i)}(k); k = -N_{TX}/2 \sim N_{TX}/2-1\}$  を得る。

$$\begin{aligned} \hat{D}_u^{(i)}(k) &= \sum_{l=-1}^1 R_u(k + lN_{TX}) W_u^{(i)}(k + lN_{TX}) \\ &= \left( \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \sum_{l=-1}^1 \hat{H}_u^{(i)}(k + lN_{TX}) H_T(k + lN_{TX}) \right) D_u(k) \\ &\quad + \sum_{l=-1}^1 M_u(k + lN_{TX}) W_u^{(i)}(k + lN_{TX}) + \sum_{l=-1}^1 \hat{N}_u^{(i)}(k + lN_{TX}) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 $\{W_u^{(i)}(k + lN_{TX}); l = -1, 0, 1\}$  は、送信データシンボルブロックの周波数領域信号  $\{D_u(k); k = -N_{TX}/2 \sim N_{TX}/2-1\}$  とスペクトル合成後の平均二乗誤差を最小とする MMSE-FDE 重みである。また、 $M_u(k)$  は MUI 成分である。 $\hat{H}_u(k)$  および  $\hat{N}_u(k)$  は、それぞれ FDE 後の第  $u$  ユーザの第  $k$  周波数の等価チャネル利得と雑音成分であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} \hat{H}_u^{(i)}(k) = W_u^{(i)}(k) H_u(k) \\ \hat{N}_u^{(i)}(k) = W_u^{(i)}(k) N_u(k) \end{cases} \quad (9)$$

次に、次式のように周波数領域 MUI と残留 ISI キャンセルを行う。

$$\tilde{D}_u^{(i)}(k) = \hat{D}_u^{(i)}(k) - \tilde{M}_u^{(i)}(k) - \tilde{I}_u^{(i)}(k) \quad (10)$$

ここで、 $\tilde{M}_u^{(i)}(k)$  および  $\tilde{I}_u^{(i)}(k)$  はそれぞれ MUI レプリカおよび ISI レプリカであり、これらの生成については 3 章で述べる。

最後に、周波数領域信号  $\{\tilde{D}_u^{(i)}(k); k = -N_{TX}/2 \sim N_{TX}/2-1\}$  に、次式のように  $N_{TX}$  ポイント IDFT を適用して受信軟判定値系列  $\{\tilde{d}_u^{(i)}(n); n = 0, \dots, N_{TX}-1\}$  を得て、復調・データ判定を行う。

$$\tilde{d}_u^{(i)}(n) = \sqrt{\frac{1}{N_{TX}}} \sum_{k=-N_{TX}/2}^{N_{TX}/2-1} \tilde{D}_u^{(i)}(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_{TX}}\right) \quad (11)$$

第  $i$  ステージの繰り返しの後で受信データを出力するときは、軟判定値系列  $\{\tilde{d}_u^{(i)}(n)\}$  をデータ復調する。

## 2.3. 周波数領域ナイキストフィルタ

本論文では、送信フィルタに次式で与えられるローloffファクタ  $\alpha$  のルート自乗余弦ナイキストフィルタを用いる [2], [9].

$$H_T(k) = \begin{cases} \cos\left[\frac{\pi}{2\alpha} \left(|k| - \frac{1-\alpha}{2} N_{TX}\right)\right], & 0 \leq |k| < (1-\alpha)N_{TX}/2 \\ \frac{1-\alpha}{2} N_{TX} \leq |k| < \frac{1+\alpha}{2} N_{TX} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases} \quad (12)$$

## 3. FD-ISMUIC

### 3.1. 周波数領域 MUI レプリカの生成法

まず、各ユーザの瞬時受信電力  $P_u$  を比較して、大きい順に並べる。本論文では、一般性を失うことなく

$$P_0 \geq P_1 \geq \dots \geq P_u \geq \dots \geq P_{U-1} \quad (13)$$

であるものとする。ここで、 $P_u$  は次式で表わされる。

$$P_u = \frac{1}{N_{TX}} \sum_{k=-N_{TX}}^{N_{TX}-1} |H_u(k) H_T(k)|^2 \quad (14)$$

本節では、第  $u$  ユーザの第  $i$  ステージの MUI および ISI レプリカの生成法について説明する。図 3 にその様子を示す。本論文では、誤り伝搬の影響を軽減するために、軟判定値を用いて送信データシンボルのレプリカ  $\{\hat{d}_u^{(i-1)}(n); n = 0, \dots, N_{TX}-1\}$  を生成している。

第  $i-1$  ステージで得られた軟判定値系列  $\{\hat{d}_u^{(i-1)}(n)\}$  を用いて、 $n$  番目のシンボルにおける  $x(x=0 \sim m-1)$  番目のビット  $b_{n,x}$  の対数尤度比(LLR)であり次式で求められる [11]。また、 $m$  は変調多値数である。

$$\begin{aligned} \Lambda_{x,u}^{(i-1)}(n) &= \ln\left(\frac{p_u^{(i-1)}(b_{n,x}=1)}{p_u^{(i-1)}(b_{n,x}=0)}\right) \\ &\approx \frac{\left|\hat{d}_u^{(i-1)}(n) - \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{N_0}} A_u^{(i-1)} d_{b_{n,x}=0}^{\min}\right|^2}{2\hat{\sigma}_u^{(i-1)2}} - \frac{\left|\hat{d}_u^{(i-1)}(n) - \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{N_0}} A_u^{(i-1)} d_{b_{n,x}=1}^{\min}\right|^2}{2\hat{\sigma}_u^{(i-1)2}} \end{aligned} \quad (15)$$

ここで、 $d_{b_{n,x}=0}^{\min}$  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、 $\hat{d}_u^{(i-1)}(n)$  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、 $2\hat{\sigma}_u^{(i-1)2}$  は、MUI と残留 ISI と雑音の分散の和であり、次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
& 2\sigma_u^{(i)2} \\
&= 2 \frac{E_{s,u-1}}{T_s} \rho_{u-1}^{(i)} \left( \frac{1}{N_{TX}} \sum_{k=-N_{TX}}^{N_{TX}-1} |H_{u-1}(k)H_T(k)W_u^{(i)}(k-N_{TX})|^2 \right) \\
&+ 2 \frac{E_{s,u+1}}{T_s} \rho_{u+1}^{(i)} \left( \frac{1}{N_{TX}} \sum_{k=-N_{TX}}^{N_{TX}-1} |H_{u+1}(k)H_T(k)W_u^{(i)}(k+N_{TX})|^2 \right) \quad (16) \\
&+ 2 \frac{E_{s,u}}{T_s} \rho_u^{(i)} \left( \frac{1}{N_{TX}} \sum_{k=-N_{TX}}^{N_{TX}-1} |\hat{H}_u^{(i)}(k)H_T(k)|^2 - |A_u^{(i)}|^2 \right) \\
&+ 2 \frac{N_0}{T_s} \frac{1}{N_{TX}} \sum_{k=-N_{TX}}^{N_{TX}-1} |W_u^{(i)}(k)|^2
\end{aligned}$$

ただし,

$$A_u^{(i)} = \frac{1}{N_{TX}} \sum_{k=-N_{TX}}^{N_{TX}-1} \hat{H}_u^{(i)}(k)H_T(k). \quad (17)$$

QPSK 変調のときの  $\{\tilde{d}_u^{(i)}(n)\}$  は LLR を用いて次式のよ  
うに表わされる [11].

$$\tilde{d}_u^{(i-1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{0,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{1,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \text{ for QPSK} \quad (18)$$

こうして得られた軟判定レプリカ  $\{\tilde{d}_u^{(i-1)}(n); n=0, \dots, N_{TX}-1\}$  に DFT を適用して,  $\tilde{d}_u^{(i-1)}(n)$  の  
周波数領域信号  $\{\tilde{D}_u^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_{TX}-1\}$  を得る.

$$\tilde{D}_u^{(i-1)}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_{TX}}} \sum_{n=0}^{N_{TX}-1} \tilde{d}_u^{(i-1)}(n) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_{TX}}\right) \quad (19)$$

$\tilde{D}_u^{(i-1)}(k)$  を用いて周波数領域 MUI レプリカ  $\tilde{M}_u^{(i)}(k)$  およ  
び残留 ISI レプリカ  $\tilde{I}_u^{(i)}(k)$  を次式のように生成する.  
ここで, 第  $u$  ユーザより瞬時受信電力の大きい第  $u-1$   
ユーザに関しては, 第  $i$  ステージのキャンセル処理が  
終了しているため,  $\tilde{D}_{u-1}^{(i)}(k)$  を MUI レプリカ生成に用い  
ている.

$$\begin{aligned}
& \tilde{M}_u^{(i)}(k) \\
&= \sqrt{\frac{2E_{s,u-1}}{N_0}} \left( \sum_{l=-1}^1 H_{u-1}(k+lN_{TX})H_T(k+lN_{TX})W_u^{(i)}(k+(l-1)N_{TX}) \right) \tilde{D}_{u-1}^{(i)} \\
&+ \sqrt{\frac{2E_{s,u+1}}{N_0}} \left( \sum_{l=-1}^1 H_{u+1}(k+lN_{TX})H_T(k+lN_{TX})W_u^{(i)}(k+(l+1)N_{TX}) \right) \tilde{D}_{u+1}^{(i-1)} \quad (20)
\end{aligned}$$

$$\tilde{I}_u^{(i)}(k) = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{N_0}} \left( \sum_{l=-1}^1 \hat{H}_u^{(i)}(k+lN_{TX})H_T(k+lN_{TX}) - A_u^{(i)} \right) \tilde{D}_u^{(i-1)} \quad (21)$$

この干渉レプリカを用いて, (10)式に従って干渉キ  
ャンセルを行う.

### 3.2. 適応 MMSE-FDE 重み

本節では, MMSE 規範に基づく繰り返し周波数領域並  
列 MUI キャンセラの FDE 重みを導出する. MUI およ  
び残留 ISI キャンセル後の周波数領域信号  
 $\{\tilde{D}_u^{(i)}(k); k=-N_{TX}/2 \sim N_{TX}/2-1\}$  と送信データシンボルブ  
ロックの周波数領域信号  $\{D_u(k); k=-N_{TX}/2 \sim N_{TX}/2-1\}$  と  
の誤差を  $e_u(k)$  と定義すると, 平均二乗誤差を最小とす

る重みは次式で与えられる. ここで, 式(22)の分子に  
現れる  $H_T^*(k)$  は, FDE と受信フィルタリングを同時に  
行うことを意味している.

$$\begin{aligned}
W_u^{(i)}(k) &= \frac{H_u^*(k)H_T^*(k)}{\rho_u^{(i-1)} \sum_{l=-1}^1 |H_u(k+lN_{TX})H_T(k+lN_{TX})|^2} \quad (22) \\
&+ \rho_{u-1}^{(i)} |H_{u-1}(k+N_{TX})H_T(k+N_{TX})|^2 \\
&+ \rho_{u+1}^{(i-1)} |H_{u+1}(k-N_{TX})H_T(k-N_{TX})|^2 + (E_s/N_0)^{-1}
\end{aligned}$$

ここで, QPSK 変調を仮定すると

$$\rho_u^{(i)} = \frac{1}{N_{TX}} \sum_{n=0}^{N_{TX}-1} (1 - |\tilde{d}_u^{(i)}(k)|^2). \quad (23)$$

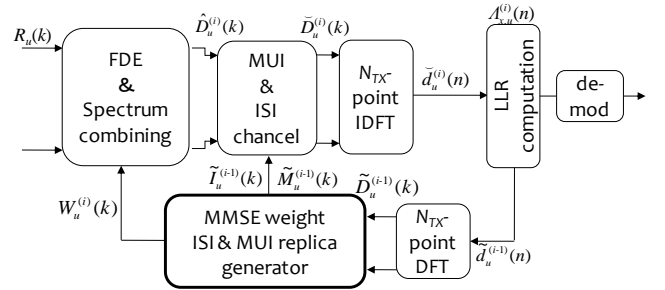


図3 第  $i$  ステージのキャンセル処理

## 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. 変調方  
式は QPSK であり,  $N_{TX}=64$  としている. フェージング  
チャンネルは, 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  
であるものとした. 受信機のタイミング再生, チャン  
ネル推定および送信電力制御は理想的で  $E_{s,u}=E_s$  (for  
 $u=0 \sim U-1$ ) 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

Transmitter	Data modulation	QPSK
	Number of symbols per block	$N_{TX}=64$
FFT/IFFT size	$N_g=256$	
GI length	$N_g=32$ samples	
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
Receiver	Frequency-domain Equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal

### 4.1. PAPR に及ぼす $\alpha$ の影響

図4にロールオフファクタ  $\alpha$  をパラメータとしてプ  
ロットした PAPR の CCDF (complementary cumulative  
distribution function) 特性 (縦軸は PAPR が横軸の値を  
超える確率) を示す. PAPR は次式で定義される [12]  
(本論文では, IFFT サンプリングレートの8倍で送信  
信号をオーバーサンプリングし PAPR を測定してい  
る).

$$\text{PAPR} = \frac{\max\{|s_u(t)|^2\}_{t=0,1/8, \dots, N_g-1}}{E[|s_u(t)|^2]} \quad (24)$$

図 4 より、 $\alpha=0\sim 0.5$  の領域では、 $\alpha$ が大きくなるにしたがって PAPR が低くなるが、 $\alpha>0.5$  ではほぼ一定値となっている。

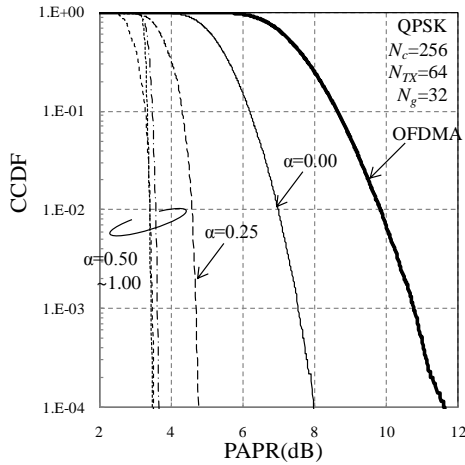


図 4 PAPR 特性

### 4.2. BER 特性に及ぼす順序付けの影響

図 5 にロールオフファクタ $\alpha=0.5$  のとき繰り返し回数  $i$  をパラメータとして、平均受信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比  $E_b/N_0(=E_b/N_0=(1/m)(1+N_g/N_c)(E_s/N_0))$  の関数としてプロットした順序付けをしない FD-ISMUIC(図中では「w/o ordering」と示している)と順序付けをした FD-ISMUIC(図中では「w/ ordering」と示している)の平均 BER 特性を示す。比較のため、MUI のないシングルユーザ環境下で残留 ISI キャンセルを行なわない場合と、十分に残留 ISI キャンセルを行った場合( $i=4$ )の特性も同時に示す。順序付けすることにより優れた BER 特性が得られることが分かる。これは、順序付けをすると、瞬時受信電力が高く他ユーザへ与える干渉が大きいユーザから先に信号検出を行うため、より高精度な MUI レプリカを生成できるためである。

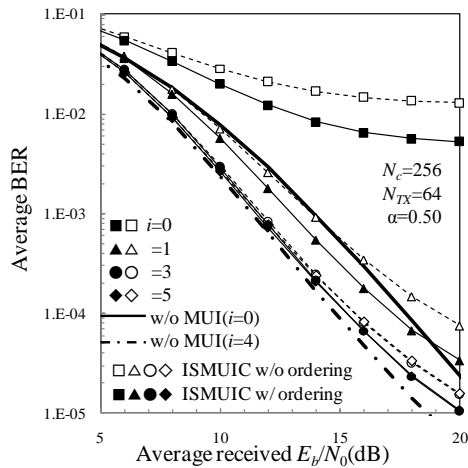
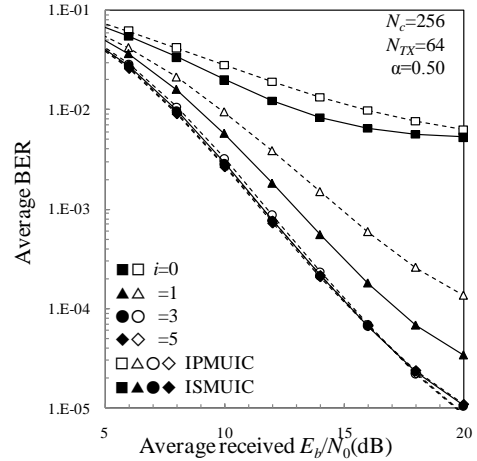


図 5 平均 BER 特性

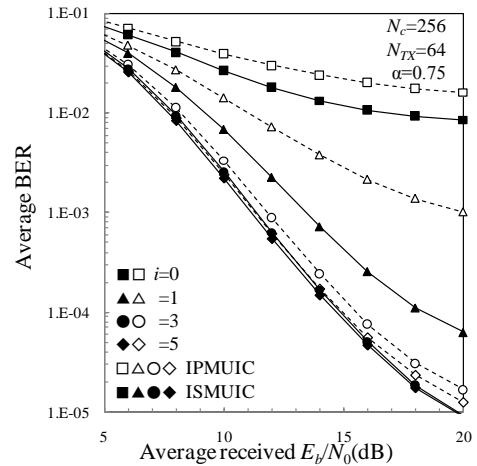
### 4.3. BER 特性に及ぼす $\alpha$ の影響

図 6 にロールオフファクタ $\alpha=0.5, 0.75$  および 1 のときについて、繰り返し回数  $i$  をパラメータとして、 $E_b/N_0$  の関数としてプロットした従来法の FD-IPMUIC と提案法の FD-ISMUIC 平均 BER 特性を示す。FD-IPMUIC, FD-ISMUIC 共に $\alpha$ の値に依らず繰り返し回数を増やす

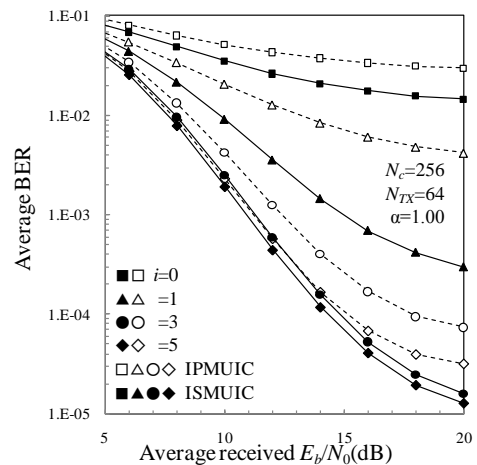
につれて、BER 特性が改善しているが、FD-ISMUIC は少ない繰り返し回数  $i$  で優れた特性が得られている。また、繰り返し回数  $i$  が同じとき FD-ISMUIC は FD-IPMUIC より優れた特性を得ることができる。これは、FD-ISMUIC では瞬時受信電力の高いユーザの受信信号から順に信号検出するため、より高精度な MUI レプリカ生成が可能であるためである。



(a)  $\alpha=0.5$



(b)  $\alpha=0.75$



(c)  $\alpha=1$

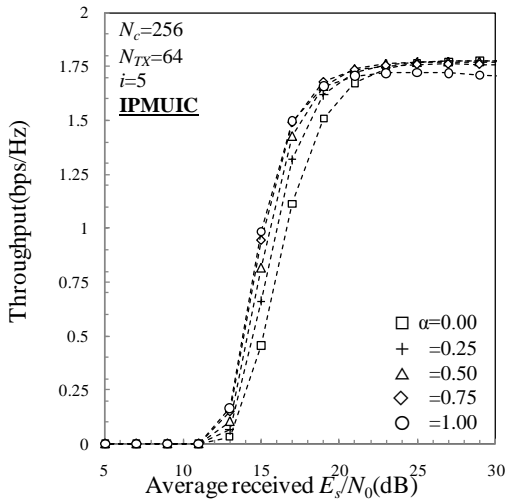
図 6 平均 BER 特性

#### 4.4. スループット特性に及ぼす $\alpha$ の影響

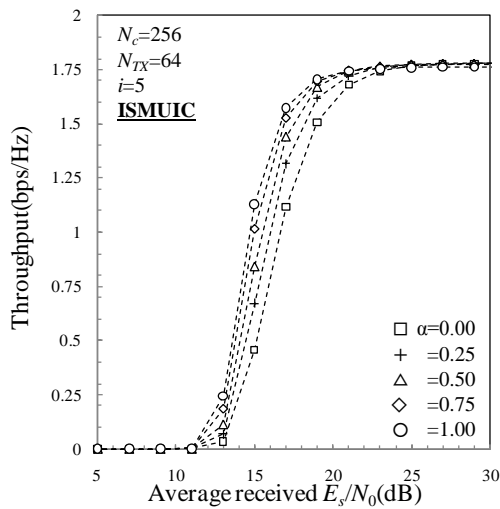
本論文ではユーザスループット $\eta$ (bps/Hz)を次式で定義している.

$$\eta = m \times (1 - \text{PER}) \times \frac{1}{1 + N_g / N_c} \quad (25)$$

ここで PER はパケット誤り率であり, 1 パケットは 1024 ビットとしている. 図 7 に平均受信  $E_s/N_0$  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. (a) が FD-IPMUSIC, (b)が FD-ISMUSIC の場合で, ともに繰り返し回数は  $i=5$  としている. FD-ISMUSIC は, いずれの  $E_s/N_0$  においても FD-IPMUSIC より高いスループットが得られている.



(a) FD-IPMUSIC



(b) FD-ISMUSIC

図 7 スループット特性

#### 5. まとめ

本論文では, 周波数領域フィルタを用いる SC-FDMA において, 各ユーザの瞬時受信電力が高い順に干渉キャンセラを行う周波数領域繰り返し逐次 MUI キャンセラを提案し, 計算機シミュレーションにより BER 特性とスループット特性を求め, 瞬時受信電力を用いた順序付けの効果を明らかにした. FD-ISMUSIC は, 瞬時受信電力の高い順に信号検出をするためより高精度な MUI レプリカ生成が可能であり, FD-IPMUSIC より少な

い繰り返し回数で優れた BER 特性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*, 4<sup>th</sup> ed., McGraw-Hill, 2001.
- [3] R. Prasad, *OFDM for wireless communications systems*, Artech House, 2004.
- [4] S. Hara and R. Prasad, *Multicarrier techniques for 4G mobile communications*, Artech House, 2003.
- [5] J. Armstrong, "New OFDM peak-to-average power reduction scheme," Proc. IEEE 54th Veh. Technol. Conf. (VTC), Vol. 1, pp. 756-760, Oct. 2001.
- [6] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamini-Seeyarand B. Edison, "Frequency domain equalization for single-carrier broadband wireless systems," IEEE Commun. Mag., Vol.40, No. 4, pp.58-66, Apr. 2002.
- [7] 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.
- [8] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity reception," IEICE Trans. Commun., Vol.E87-B, No. 10, pp. 2991-3002, Oct. 2004.
- [9] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, New York, 1997.
- [10] 奥山卓, 武田一樹, 安達文幸, "周波数領域等化シングルキャリア伝送における周波数領域フィルタリングに関する検討," 信学技報, RCS2009-27, pp.1-6, 2009年6月
- [11] K. Takeda, K. Ishihara and F. Adachi, "Frequency-Domain ICI Cancellation with MMSE Equalization for DS-SS-CDMA Downlink," IEICE Trans. Commun., Vol.E89-B No.12, pp.3335-3343, Dec. 2006.
- [12] 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.
- [13] 奥山卓, 武田一樹, 安達文幸 "周波数領域フィルタを用いる SC-FDMA における周波数領域並列 MUI キャンセラ," 信学技報, RCS2009-172, pp.31-36, 2009年12月