

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

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)では、ロールオフファクタ α 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周波数ダイバーシチ効果が得られる。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、同時アクセスユーザのスペクトルオーバーラップによるマルチユーザ干渉(MUI)が発生する。このため、ビット誤り率(BER)やスループット特性が大幅に劣化してしまう。本論文では、周波数領域フィルタを用いる上りリンク SC-FDMA の伝送特性改善を目的に、スペクトル合成により周波数ダイバーシチ利得を得ながら同時アクセスユーザのスペクトルオーバーラップによる MUI をキャンセルする周波数領域並列マルチユーザ干渉キャンセラ(FD-PMUIC)を提案している。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の改善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, MUI キャンセラ

Frequency-domain parallel MUI cancellation for SC-FDMA using frequency-domain filtering

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 The peak-to-average power ratio (PAPR) of broadband single carrier (SC) signal using frequency-domain square root Nyquist filter decreases as filter roll-off factor α increases. Furthermore, an additional frequency diversity gain can be obtained by use of excess bandwidth introduced by the transmit filtering. However, if the carrier frequency separation is kept the same as in the case of $\alpha=0$, the larger multi user interference (MUI) is produced as α increases and this significantly degrades the bit error rate (BER) performance and throughput performance. In this paper, in order to improve the transmission performance of uplink SC-FDMA using frequency-domain filtering, we propose a frequency-domain parallel MUI cancellation (FD-PMUIC) while achieving the frequency diversity gain by spectrum combining. The achievable BER performance and throughput performance is evaluated by computer simulation.

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

1. まえがき

次世代の移動無線通信では、高速かつ高品質なデータ伝送の実現が望まれている。しかし、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、周波数ダイバーシチ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(基地局→移動局)伝送に適している。一方、上りリンク(移動局→基地局)伝送では、PAPRが小さいシングルキャリア(SC)伝送が適している。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ている[2],[9]。筆者らはこれまで、周波数領域フィ

ルタを用いる SC-FDE に関する検討を行い、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 を低減し、更には信号帯域幅が $(1+\alpha)$ 倍に広がることを利用して大幅に 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、同時アクセスユーザのスペクトルオーバーラップによるマルチユーザ干渉(MUI)が発生するため BER 特性やスループット特性が大幅に劣化してしまう。

文献[13]では、上りリンク SC-FDMA において、同時アクセスするユーザのスペクトルの重複を許容しつつ高い周波数ダイバーシチ効果が得られるサブキャリアマッピングが提案されている。受信側ではターボ等化を用いた MUI と残留 ISI のキャンセルを行うことで BER を大幅に改善すると言われている。しかしながら、信号スペクトルを分割・マッピングし送信するため、PAPR が増大してしまう可能性がある。

本論文では、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並列 MUI キャンセラ(FD-PMUIC)を提案

する. ロールオフファクタ α の大きな送信フィルタを用いれば低 PAPR が実現できることと, 信号帯域幅の広がりより高い周波数ダイバーシチ効果が得られるという特徴がある.

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-PMUIC 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.

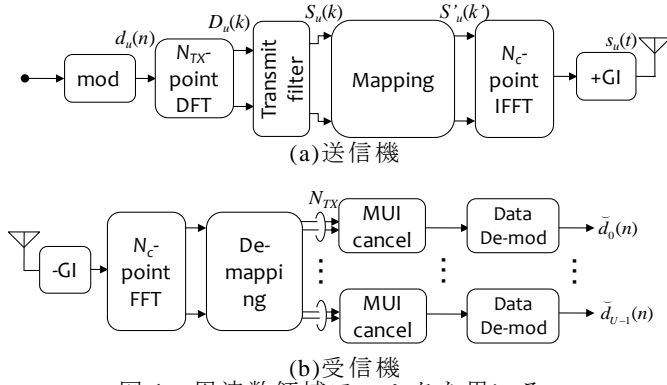


図 1 周波数領域フィルタを用いる SC-FDMA 信号伝送系

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 α 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 $(1+\alpha)N_{TX}$ 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ン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, 周波数領域受信フィルタリングを含む FDE 処理, および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[10]と MUI キャンセルを行う. 次に, 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.

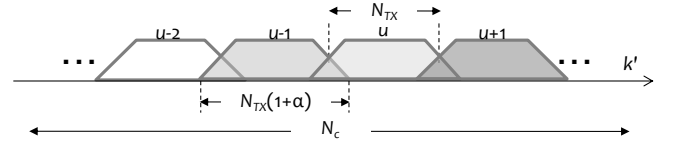


図 2 スペクトルマッピング

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.

チャンネルは 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ン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, チャン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 $2N_0 N_c / N_{TX} T_s$ 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. 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.

$$R(k') = \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp(-j2\pi k' \frac{t}{N_c})$$

$$= \sum_{u=0}^{U-1} \sqrt{2E_{s,u}/T_s} H'_u(k') S'_u(k') + N(k'), k' = -N_c/2 \sim N_c/2 - 1 \quad (6)$$

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、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、周波数領域受信フィルタリングを含む MMSE-FDE を行う。

$$\begin{aligned} \hat{R}_u^{(i)}(k) &= R_u(k) W_u^{(i)}(k) \\ &= \sqrt{2E_s/T_s} \hat{H}_u^{(i)}(k) S_u^{(i)}(k) + M_u(k) W_u^{(i)}(k) + \hat{N}_u^{(i)}(k) \quad (8) \\ k &= -N_{TX} \sim N_{TX}-1 \end{aligned}$$

ここで、 $W_u^{(i)}(k)$ は MMSE-FDE 重み、 $M_u(k)$ は MUI 成分である。 $\hat{H}_u^{(i)}(k)$ および $\hat{N}_u^{(i)}(k)$ 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、次式のようにスペクトル合成を行って、 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。

$$\hat{D}_u^{(i)}(k) = \hat{R}_u^{(i)}(k - N_{TX}) + \hat{R}_u^{(i)}(k) + \hat{R}_u^{(i)}(k + N_{TX}) \quad (10)$$

スペクトル合成後、次式のように周波数領域 MUI と残留 ISI キャンセルを行う。

$$\tilde{D}_u^{(i)}(k) = \hat{D}_u^{(i)}(k) - \tilde{M}_u^{(i)}(k) - \tilde{I}_u^{(i)}(k) \quad (11)$$

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。

$$\tilde{d}_u^{(i)}(n) = \sqrt{\frac{1}{N_{TX}}} \sum_{k=-N_{TX}/2}^{N_{TX}/2-1} \tilde{D}_u^{(i)}(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_{TX}}\right) \quad (12)$$

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、送受信フィルタを従属接続したときの総合フィルタ $G(k)$ がナイキスト条件を満たすよう、次式で与えられるロールオフファクタ α の自乗余弦ナイキストフィルタを用いる[2],[9]。

$$\begin{aligned} G(k) &= H_T(k) H_R(k) \\ &= \begin{cases} 1, & 0 \leq |k| < (1-\alpha)N_{TX}/2 \\ \cos^2\left[\frac{\pi}{2\alpha}\left(|k| - \frac{1-\alpha}{2}N_{TX}\right)\right], & \frac{1-\alpha}{2}N_{TX} \leq |k| < \frac{1+\alpha}{2}N_{TX} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (13) \end{aligned}$$

また、受信 SNR 最大条件を満足する、次式のような送受

信フィルタ $H_T(k)$, $H_R(k)$ を用いる。

$$H_T(k) = H_R(k) = \sqrt{G(k)} \quad (14)$$

3. FD-PMUIC

3.1. 周波数領域 MUI レプリカの生成法

本節では、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 $\{\tilde{d}_u^{(i)}(n); n=0, \dots, N_{TX}-1\}$ 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 $\{\tilde{d}_u^{(i-1)}(n)\}$ 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。

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

ここで、 $d_{b_{n,x}=0}^{\min}$ (または $d_{b_{n,x}=1}^{\min}$) は、第 x 番目のビットが 0 (または 1) である信号点配置の中で、 $\tilde{d}_u^{(i-1)}(n)$ 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。

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

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, 16QAM 変調のときの $\{\tilde{d}_u^{(i)}(n)\}$ は LLR を用いて次式で表わされる[11]。

$$\begin{cases} \tilde{d}_u^{(i-1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{0,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) + j \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{1,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \text{ for QPSK} \\ \tilde{d}_u^{(i-1)}(n) = \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{0,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\Lambda_{1,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \right\} \\ \quad + \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{2,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\Lambda_{3,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \right\} \text{ for 16QAM} \end{cases} \quad (18)$$

こうして得られた軟判定レプリカ $\tilde{d}_u^{(i-1)}(n)$ に DFT を適用すると $\tilde{d}_u^{(i-1)}(n)$ の周波数領域信号 $\{\tilde{D}_u^{(i-1)}(k); k=0 \sim N_{TX}-1\}$ が得られる。

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

$\tilde{D}_u^{(i-1)}(k)$ 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。

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

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

この干渉レプリカを用いて, (11)式に従って干渉キャンセルを行う。

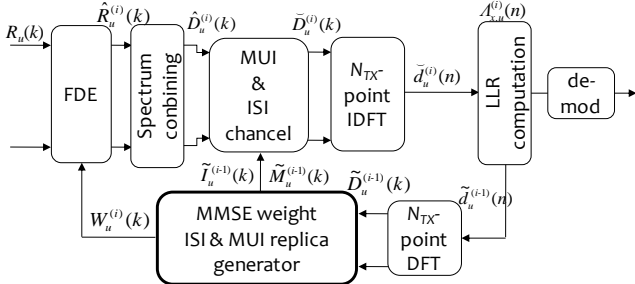


図3 第 i ステージのキャンセル処理

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 $H_R(k)$ に等しく, 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。

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

ここで,

$$\begin{aligned} \rho_u^{(i)} &= E[|D_u(k) - \tilde{D}_u^{(i)}(k)|^2] \\ &= \frac{1}{N_{TX}} \sum_{n=0}^{N_{TX}-1} (E[|d_u(n)|^2] - |\tilde{d}_u^{(i)}(k)|^2) \end{aligned} \quad (23)$$

また, 上式の $E[|d_u(n)|^2]$ は次式で与えられる。

$$E[|d_u(n)|^2] = \begin{cases} 1 & \text{for QPSK} \\ \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\Lambda_{1,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) + \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\Lambda_{3,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) + 1 & \text{for 16QAM} \end{cases} \quad (24)$$

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 と 16QAM であり, $N_{TX}=64$ 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た. 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 $u=0 \sim U-1$) 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るものとした。

表1 計算機シミュレーション諸元

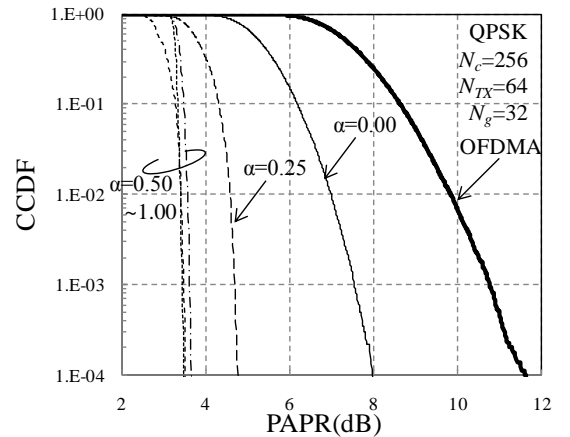
Transmitter	Data modulation	QPSK, 16QAM
	Number of symbols per block	$N_{TX}=64$
FFT/IFFT size	$N_c=256$	
GI length	$N_g=32$ samples	
Transmit/receive filters	Transfer function	Square-root raised cosine
	Roll off factor	$\alpha=0 \sim 1$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Receiver	Frequency-domain Equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal

4.1. PAPR に及ぼす α の影響

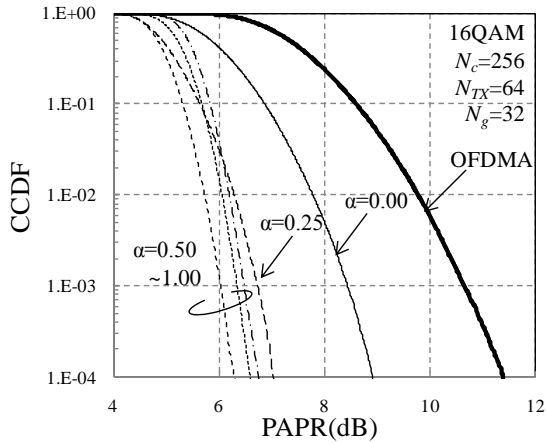
PAPR は次式で定義される[12] (本論文では, IFFT サンプリングレートの 8 倍で送信信号をオーバーサンプリングし PAPR を測定している)。

$$\text{PAPR} = \frac{\max\{|s_u(t)|^2\}_{t=0,1/8,\dots,N_c-1}}{E[|s_u(t)|^2]} \quad (25)$$

図4にロールオフファクタ α 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. 図4より, $\alpha=0 \sim 0.5$ の領域では, 変調方式に依らず α 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。



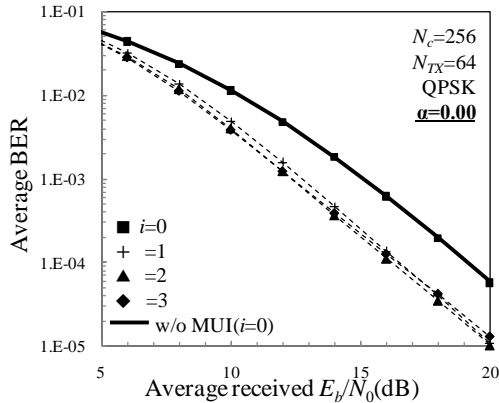
(a) QPSK



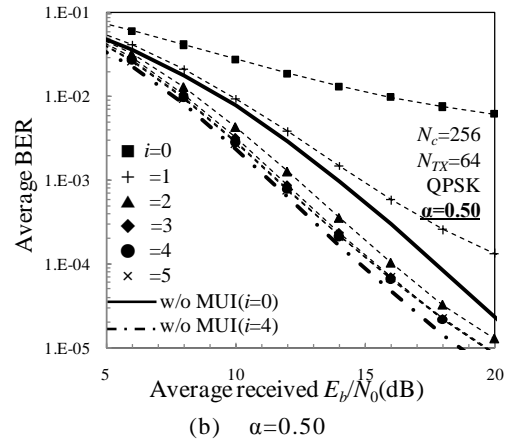
(b) 16QAM
図4 PAPR 特性

4.2. BER 特性に及ぼす α の影響

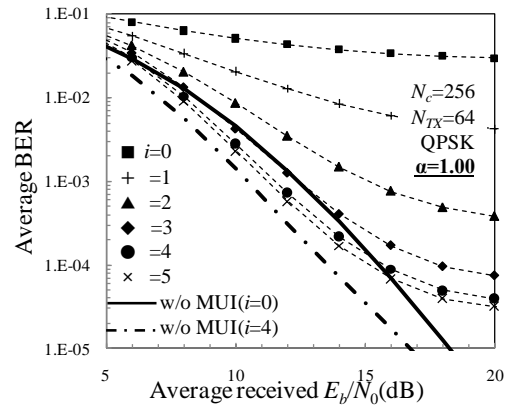
図5および6にロールオフファクタ $\alpha=0.5$ および1のときについて、キャンセル回数 i をパラメータとして、平均受信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 E_b/N_0 の関数としてプロットした平均 BER 特性を示す。図5が QPSK、図6が 16QAM である。 E_b/N_0 は、 $E_b/N_0=(1/m)(1+N_g/N_c)(E_s/N_0)$ で与えられる。比較のため、MUI のないシングルユーザ環境下で残留 ISI キャンセルを行わない場合と、十分に ISI キャンセルを行った場合 ($i=4$) の特性も同時に示す。 α の値や変調方式に依らずキャンセル回数を増やすにつれて、BER 特性が改善していることが分かる。 $\alpha=0$ ではスペクトルオーバーラップは無く MUI が存在しないため、残留 ISI のみをキャンセルしている。QPSK では、 $\alpha=0.5$ と1では MUI と同時に残留 ISI も低減できるため繰り返し干渉キャンセルを行うことで、シングルユーザ環境下で十分 ISI キャンセルを行った場合 ($i=4$) に近い特性が得られている。しかし、 $\alpha=1$ では繰り返しキャンセルを行っても干渉を完全には除去できないから、 $\alpha=0.5$ の時よりも BER 特性は劣化してしまう。以上より BER 特性改善のための帯域幅の拡大は $\alpha=0.5$ 程度で十分であると言える。一方、16QAM では信号点間距離が狭いため、干渉キャンセル回数を増やしても特性改善には限界があり、大きな誤りフロアが発生してしまう。



(a) $\alpha=0.00$

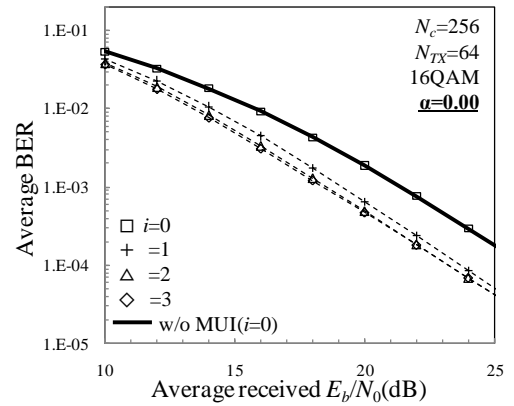


(b) $\alpha=0.50$

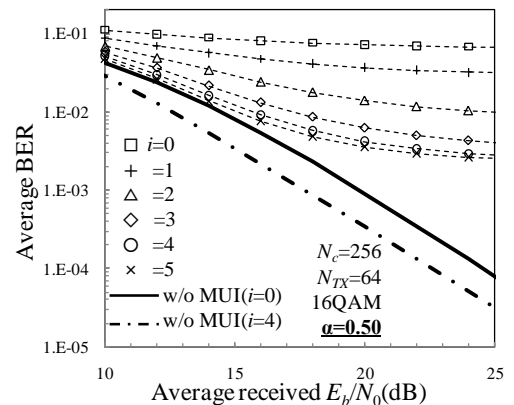


(c) $\alpha=1.00$

図5 平均 BER 特性(QPSK)



(a) $\alpha=0.00$



(b) $\alpha=0.50$

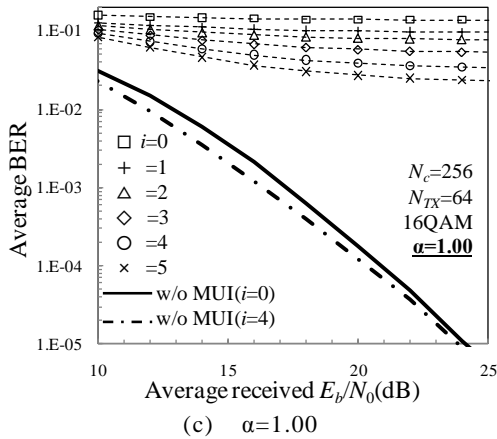
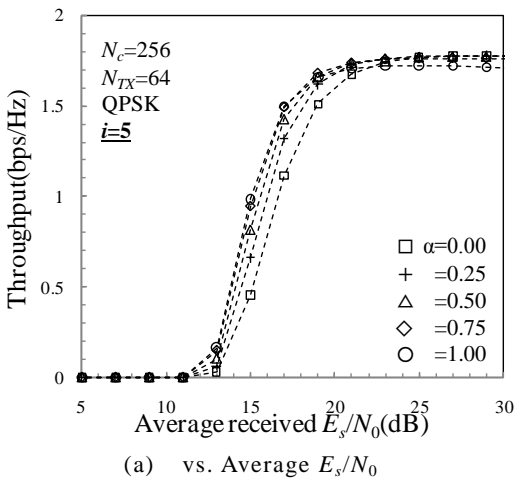
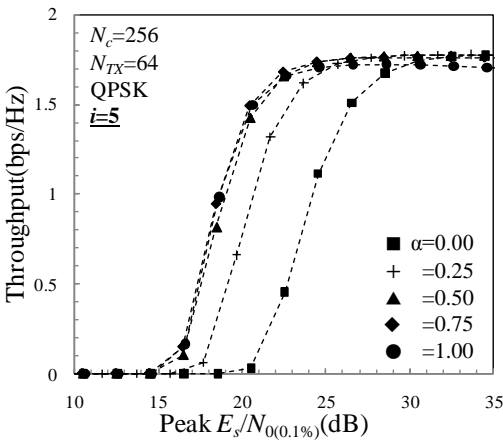


図 6 平均 BER 特性(16QAM)



(a) vs. Average E_s/N_0



(b) vs. Peak E_s/N_0

図 7 スループット特性

4.3. スループット特性に及ぼす α の影響

本提案法を用いることで、 $\alpha > 0$ においても $\alpha = 0$ の場合と多重数は変わらない。本論文ではユーザスループット η (bps/Hz) を次式で定義している。

$$\eta = m \times (1 - \text{PER}) \times \frac{1}{1 + N_g / N_c} \quad (26)$$

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(a) に平均受信 E_s/N_0 の関数、(b) にピーク E_s/N_0 ($= \text{Ave. } E_s/N_0 + \text{PAPR}_{0.1\%}$) 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。変調方式は QPSK であり、キャンセル回数は $i=5$ としている。図 7(a) から平均

受信 $E_s/N_0 = 10 \sim 20$ dB 付近では、 α を 0~0.5 まで大きくするにつれてスループットが向上していることが分かる。これは、十分に MUI と残留 ISI が低減でき、さらに帯域幅が広がったことにより大きな周波数ダイバーシチ効果が得られるためである。図 7(b) からピーク $E_s/N_0 = 15 \sim 25$ dB 付近では、 α を 0~0.5 まで大きくするにつれて PAPR が低減することにより大幅にスループットが向上していることが分かる。 $\alpha = 1$ の時、平均 E_s/N_0 あるいはピーク E_s/N_0 が高い領域では BER フロアによりスループットは $\alpha = 1.00$ の時より低下してしまう。スループット最大の観点からみて、 $\alpha = 0.5$ 程度が最適である。

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、同時アクセスユーザ数を低下させないようにスペクトルのオーバーラップを許容し、それにより生じる MUI を低減する周波数領域並列 MUI キャンセラを提案し、BER 特性とスループット特性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。繰り返しで MUI キャンセルを行うことで、QPSK ではシングルユーザ環境下に近い BER 特性が得られることを示した。しかし、フィルタロールオフファクタ $\alpha = 1$ のときは、大きな MUI が発生するから、周波数領域並列 MUI キャンセラを用いても誤りフロアが発生してしまう。平均受信 E_s/N_0 が低い領域では、 α を大きくするにつれユーザスループットが高くなる。しかし、 E_s/N_0 が十分に高い領域では、 α が大きいと BER フロアによりスループットはわずかに低下してしまう。ピーク E_s/N_0 が低い領域では、PAPR 低減効果により α を大きくした場合に非常に高いスループットが得られる。

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] 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. Benyamin-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-SSMA 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, 武田, 安達, "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-SSMA 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] 高橋, 横枕, 中村, 後藤, 浜口, "マルチユーザ環境下におけるシングルキャリアを用いたスペクトル重複リソースマネジメントの性能評価," 信学技報, RCS2009-24, pp. 139-144, 2009年5月