

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 キャンセラとアンテナダイバーシチの適用効果

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)-FDMA 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)が発生してしまう。周波数領域繰り返し逐次 MUI キャンセラ(FD-ISMUIC)を用いれば、QPSK 変調のときにはシングルユーザ環境時に近い優れた特性が得られる。しかしながら、信号点間距離が短い 16QAM 変調のときには、干渉キャンセルの繰り返し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いた。本論文では、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)を用いる SC-FDMA 上りリンクに送受信アンテナダイバーシチを適用すれば 16QAM の BER 特性を改善できることを計算機シミュレーションにより明らかにしている。

キーワード 周波数領域フィルタ, SC-FDMA, 逐次 MUI キャンセラ, アンテナダイバーシチ

Frequency-domain Iterative Successive MUI cancellation and Antenna Diversity 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 Nyquist filtered single carrier (SC)-FDMA signal can be reduced by increasing the filter roll-off factor α . 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 overlapping when $\alpha>0$. Frequency-domain iterative successive MUI cancellation (FD-ISMUIC) can achieve the bit error rate (BER) performance close to the single user case when QPSK data modulation is used. However, when 16QAM data modulation is used, a BER floor appears. In this paper, we apply antenna diversity to the uplink filtered SC-FDMA using FD-ISMUIC and the achievable BER performance is evaluated by computer simulation to confirm the effectiveness of antenna diversity when 16QAM data modulation is used.

Keyword frequency-domain filter, SC-FDMA, successive MUI cancellation, antenna diversity

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)が発生しシングルキャリア(SC)伝送のビット誤り率(BER)特性が大幅に劣化してしまう[1],[2]。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、SC伝送の BER 特性を大幅に改善できる[3-5]。また、SC送信信号はピーク対平均電力比(PAPR)が低く、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ため上りリンク伝送に適しているという利点がある。

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],[6]。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、自乗余弦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[7]。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 を対象に、隣接搬送波周波数を用いる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) および周波数領域繰り返し逐次 MUI キャンセラ (FD-ISMUSIC) を提案した [8,9]. QPSK 変調を用いる場合には、FD-ISMUSIC や FD-IPMUSIC を適用すれば、シングルユーザ時に近い優れた BER 特性が得られる。しかし、16QAM 変調を用いる場合には FD-ISMUSIC や FD-IPMUSIC を適用しても、BER フロアが発生してしまう。

本論文では、FD-ISMUSIC を用いる SC-FDMA 上りリンク送信・受信アンテナダイバーシチを適用すれば、16QAM の BER 特性を改善できることを計算機シミュレーションにより明らかにしている。送信アンテナには、等価的にパス数を増加させチャネルの周波数選択性を強くする循環遅延送信ダイバーシチ (CDTD) を、受信アンテナでは最大比合成 (MRC) に基づく受信アンテナダイバーシチを用いる。

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 信号伝送系および送受信アンテナダイバーシチについて述べ、第 3 章では、FD-ISMUSIC の原理について述べる。第 4 章では、計算機シミュレーションにより PAPR および BER 特性を求め、アンテナダイバーシチの適用効果を明らかにしている。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 $\{D_u(k); k=0 \sim N_{TX}-1\}$ に変換する。次に、ルート自乗余弦送信フィルタ $\{H_T(k); k=0 \sim 2N_{TX}-1\}$ によりフィルタリングを行って $\{S_u(k); k=0 \sim 2N_{TX}-1\}$ を得る。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。次に、 N_c ポイント逆 FFT (IFFT) により時間領域信号に変換した後、第 n 送信アンテナ ($n=0 \sim N_r-1$) に循環遅延 $n\Delta$ とした後、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各受信アンテナで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) [7] と MUI キャンセルを行う。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。

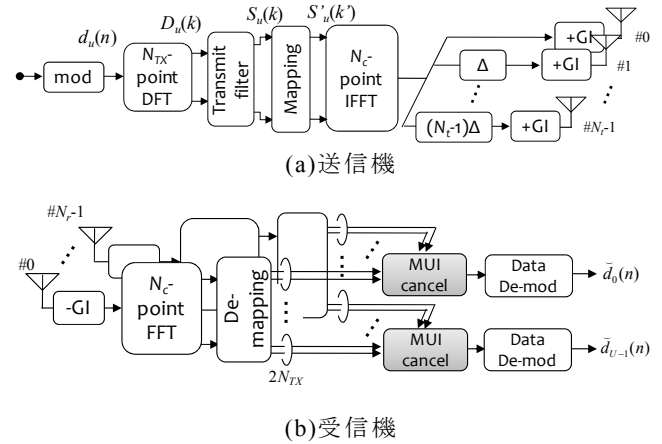


図 1 周波数領域フィルタを用いる SC-FDMA 信号伝送系

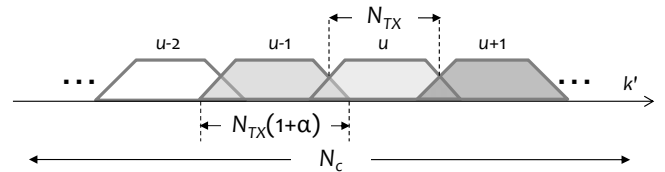


図 2 スペクトルマッピング

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 $\{D_u(k); k=0 \sim N_{TX}-1\}$ に送信フィルタ $\{H_T(k); k=0 \sim 2N_{TX}-1\}$ を適用したときの周波数領域信号 $\{S_u(k); k=0 \sim 2N_{TX}-1\}$ は次式のように表される。

$$S_u(k) = \begin{cases} D_u(k)H_T(k) & k=0 \sim N_{TX}-1 \\ D_u(k-N_{TX})H_T(k) & k=N_{TX} \sim 2N_{TX}-1 \end{cases} \quad (1)$$

ここで、

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

である。次に、図 2 のように周波数マッピングを行い $\{S'_u(k); k=0 \sim N_c-1\}$ 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。

$$s_u(t) = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{k=0}^{N_c-1} S'_u(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \quad (3)$$

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。最後に、第 n 番目の送信アンテナに循環遅延 $n\Delta$ を与えて送信信号 $s_{u,n}(t)$ を送信する。

$$s_{u,n}(t) = \sqrt{\frac{1}{N_t}} s_u((t-n\Delta) \bmod N_c) \quad , t = -N_g \sim N_c-1 \quad (4)$$

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 n 送信アンテナと第 r 受信アンテナ間の第 l パスの複素パス利得を $h_{u,n,r,l}$ 、遅延時間を $\tau_{u,l}$ で表すものとする、第 r 受信アンテナにおける受信信号は次式で表わせる。

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

ここで、 $\eta_r(t)$ 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[7]および MUI キャンセル

GI を削除した第 r 受信アンテナの受信信号ブロック $\{y_r(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイント FFT を適用して周波数領域信号 $\{Y_r(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $Y_r(k)$ は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} Y_r(k) &= \sqrt{\frac{1}{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} y_r(t) \exp(-j2\pi k \frac{t}{N_c}) \\ &= \sqrt{\frac{1}{N_t}} \sum_{u=0}^{U-1} \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} S_u(k) h_{u,n,r,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta + \tau_{u,l}}{N_c}\right) + \bar{\Pi}_r(k) \\ &= \sqrt{\frac{1}{N_t}} \sum_{u=0}^{U-1} \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s}} \bar{H}_{u,r}(k) S_u(k) + \bar{\Pi}_r(k) \end{aligned} \quad (6)$$

ここで $\bar{H}_{u,r}(k)$ は第 u ユーザの第 r 受信アンテナの第 k サブキャリアにおける複合チャネル利得、 $\bar{\Pi}_r(k)$ は第 r 受信アンテナにおける第 k サブキャリアの雑音成分であり、それぞれ次式で表せる。

$$\begin{cases} \bar{H}_{u,r}(k) = \sum_{n=0}^{N_t-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_{u,n,r,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{n\Delta + \tau_{u,l}}{N_c}\right) \\ \bar{\Pi}_r(k) = \frac{1}{\sqrt{N_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_r(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (7)$$

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 $\{Y_{u,r}(k); k=0 \sim 2N_{TX}-1\}$ および $\{H_{u,r}(k); k=0 \sim 2N_{TX}-1\}$ 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 $\{\hat{D}_u^{(i)}(k); k=0 \sim N_{TX}-1\}$ を得る。

$$\begin{aligned} \hat{D}_u^{(i)}(k) &= \sum_{r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{N_l-1} Y_{u,r}(k + lN_{TX}) W_{u,r}^{(i)}(k + lN_{TX}) \\ &= \left(\sqrt{\frac{2E_{s,u}}{T_s N_t}} \sum_{l=0}^{N_l-1} \hat{H}_u^{(i)}(k + lN_{TX}) H_T(k + lN_{TX}) \right) D_u(k) \\ &\quad + \sum_{r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{N_l-1} M_{u,r}(k + lN_{TX}) W_{u,r}^{(i)}(k + lN_{TX}) + \sum_{l=0}^{N_l-1} \hat{\Pi}^{(i)}(k + lN_{TX}) \end{aligned} \quad (8)$$

ここで、 $\{W_{u,r}^{(i)}(k + lN_{TX}); l=0,1\}$ は、送信データシンボルブロックの周波数領域信号 $\{D_u(k); k=0 \sim N_{TX}-1\}$ 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、 $M_{u,r}(k)$ は MUI 成分であ

る。 $\hat{H}_u^{(i)}(k)$ および $\hat{\Pi}^{(i)}(k)$ は、それぞれ FDE 後の第 u ユーザの第 r 受信アンテナの第 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。

$$\begin{cases} \hat{H}_u^{(i)}(k) = \sum_{r=0}^{N_r-1} W_{u,r}^{(i)}(k) H_{u,r}(k) \\ \hat{\Pi}^{(i)}(k) = \sum_{r=0}^{N_r-1} W_{u,r}^{(i)}(k) \Pi_r(k) \end{cases} \quad (9)$$

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 $\{\tilde{D}_u^{(i)}(k); k=0 \sim N_{TX}-1\}$ 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。

$$\tilde{d}_u^{(i)}(n) = \sqrt{\frac{1}{N_{TX}}} \sum_{k=0}^{N_{TX}-1} \tilde{D}_u^{(i)}(k) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_{TX}}\right) \quad (11)$$

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

3. FD-ISMUIC[9]

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

$$P_0 \geq P_1 \geq \dots \geq P_u \geq \dots \geq P_{U-1} \quad (12)$$

であるものとする。ここで、 P_u は次式で表わされる。

$$P_u = \frac{1}{N_{TX} N_t} \sum_{r=0}^{N_r-1} \sum_{k=0}^{N_{TX}-1} |H_{u,r}(k) H_T(k)|^2 \quad (13)$$

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 $\{d_u(n); n=0, \dots, N_{TX}-1\}$ 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 [10]。なお、 m は変調多値数である。

$$\begin{aligned} \Lambda_{x,u}^{(i-1)}(n) &= \ln \left(\frac{p_u^{(i-1)}(b_{n,x}=1)}{p_u^{(i-1)}(b_{n,x}=0)} \right) \\ &\approx \frac{\left| \tilde{d}_u^{(i-1)}(n) - \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{N_0}} A_u^{(i-1)} d_{b_{n,x}=0}^{\min} \right|^2}{2\hat{\sigma}_u^{(i-1)2}} - \frac{\left| \tilde{d}_u^{(i-1)}(n) - \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{N_0}} A_u^{(i-1)} d_{b_{n,x}=1}^{\min} \right|^2}{2\hat{\sigma}_u^{(i-1)2}} \end{aligned} \quad (14)$$

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、 $\tilde{d}_u^{(i-1)}(n)$ 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。

$$\begin{aligned} & 2\hat{\sigma}_u^{(i)2} \\ &= 2\frac{E_{s,u-1}}{T_s N_t} \rho_{u-1}^{(i)} \left(\frac{1}{N_{TX}} \sum_{r=0}^{N_r-12N_{TX}-1} \sum_{k=0}^{N_r-12N_{TX}-1} |H_{u-1,r}(k)H_T(k)W_{u,r}^{(i)}(k-N_{TX})|^2 \right) \\ &+ 2\frac{E_{s,u+1}}{T_s N_t} \rho_{u+1}^{(i-1)} \left(\frac{1}{N_{TX}} \sum_{r=0}^{N_r-12N_{TX}-1} \sum_{k=0}^{N_r-12N_{TX}-1} |H_{u+1,r}(k)H_T(k)W_{u,r}^{(i)}(k+N_{TX})|^2 \right) \quad (15) \\ &+ 2\frac{E_{s,u}}{T_s N_t} \rho_u^{(i-1)} \left(\frac{1}{N_{TX}} \sum_{r=0}^{N_r-12N_{TX}-1} \sum_{k=0}^{N_r-12N_{TX}-1} |\hat{H}_{u,r}^{(i)}(k)H_T(k)|^2 - |A_u^{(i)}|^2 \right) \\ &+ 2\frac{N_0}{T_s N_t} \frac{1}{N_{TX}} \sum_{r=0}^{N_r-12N_{TX}-1} \sum_{k=0}^{N_r-12N_{TX}-1} |W_{u,r}^{(i)}(k)|^2 \end{aligned}$$

ただし、

$$A_u^{(i)} = \frac{1}{N_{TX}} \sum_{k=0}^{2N_{TX}-1} \hat{H}_u^{(i)}(k)H_T(k). \quad (16)$$

16QAM 変調のときの $\{\tilde{d}_u^{(i)}(n)\}$ は LLR を用いて次式のよりに生成できる [10]。

$$\begin{aligned} \tilde{d}_u^{(i-1)}(n) &= \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{0,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\Lambda_{1,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \right\} \\ &+ j \frac{1}{\sqrt{10}} \tanh\left(\frac{\Lambda_{2,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \left\{ 2 + \tanh\left(\frac{\Lambda_{3,u}^{(i-1)}(n)}{2}\right) \right\} \quad (17) \end{aligned}$$

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。

$$\tilde{D}_u^{(i-1)}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_{TX}}} \sum_{n=0}^{N_{TX}-1} \tilde{d}_u^{(i-1)}(n) \exp\left(-j2\pi k \frac{n}{N_{TX}}\right) \quad (18)$$

$\tilde{D}_u^{(i-1)}(k)$ 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。

$$\begin{aligned} & \tilde{M}_u^{(i)}(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_{s,u-1}}{N_0}} \left(\sum_{r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{N_{TX}-1} H_{u-1,r}(k+lN_{TX})H_T(k+lN_{TX}) \right) \tilde{D}_{u-1}^{(i)}(k) \quad (19) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_{s,u+1}}{N_0}} \left(\sum_{r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{N_{TX}-1} H_{u+1,r}(k+lN_{TX})H_T(k+lN_{TX}) \right) \tilde{D}_{u+1}^{(i-1)}(k) \end{aligned}$$

$$\tilde{I}_u^{(i)}(k) = \sqrt{\frac{2E_{s,u}}{N_0}} \left(\sum_{l=0}^{N_{TX}-1} \hat{H}_u^{(i)}(k+lN_{TX})H_T(k+lN_{TX}) - A_u^{(i)} \right) \tilde{D}_u^{(i-1)}(k) \quad (20)$$

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。この干渉レプリカを用いて、式(10)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逐次 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 $\{\tilde{D}_u^{(i)}(k); k=0 \sim N_{TX}-1\}$ と送信データシンボルブロックの周波数領域信号 $\{D_u(k); k=0 \sim N_{TX}-1\}$ との誤差 $e_u(k)$ の平均二乗値を最小とする MMSE 重みは次式で与えられる。

$$\begin{aligned} W_{u,r}^{(i)}(k) &= \frac{H_{u,r}^*(k)H_T^*(k)}{E_{s,u}\rho_u^{(i-1)} \sum_{r=0}^{N_r-1} \sum_{l=0}^{N_{TX}-1} |H_{u,r}(k+lN_{TX})H_T(k+lN_{TX})|^2} \\ &+ E_{s,u-1}\rho_{u-1}^{(i)} \sum_{r=0}^{N_r-1} |H_{u-1,r}(k+N_{TX})H_T(k+N_{TX})|^2 \\ &+ E_{s,u+1}\rho_{u+1}^{(i-1)} \sum_{r=0}^{N_r-1} |H_{u+1,r}(k-N_{TX})H_T(k-N_{TX})|^2 + N_0 \quad (21) \end{aligned}$$

ここで、

$$\rho_u^{(i)} = \frac{1}{N_{TX}} \sum_{n=0}^{N_{TX}-1} \left(E[|d_u(n)|^2] - |\tilde{d}_u^{(i)}(k)|^2 \right). \quad (22)$$

式(21)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。また、16QAM 変調のとき式(22)の $E[|d_u(n)|^2]$ は次式で与えられる。

$$E[|d_u(n)|^2] = \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\Lambda_{1,u}^{(i-1)}}{2}\right) + \frac{4}{10} \tanh\left(\frac{\Lambda_{3,u}^{(i-1)}}{2}\right) + 1 \quad (23)$$

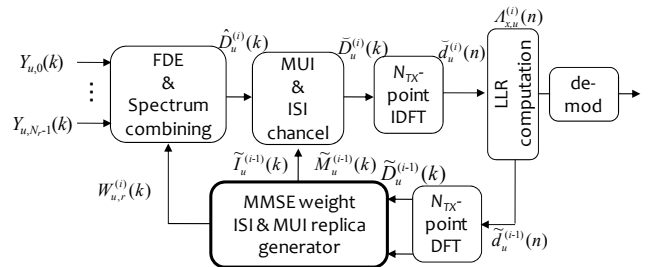


図 3 第 i ステージのキャンセル処理

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 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 $L=16$ で減衰係数 3dB の指数減衰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 $E_{s,u}=E_s$, $u=0 \sim U-1$, 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

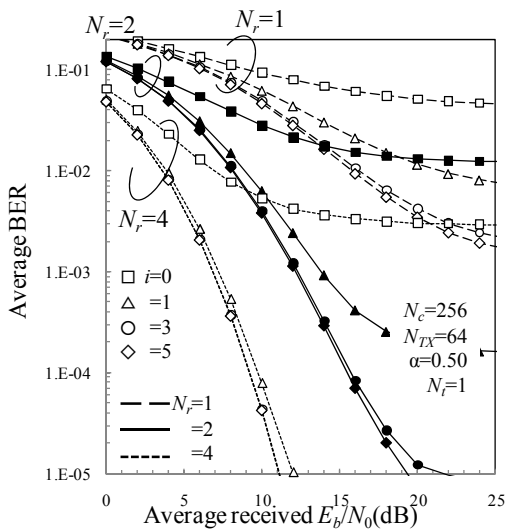
Transmitter	Data modulation	16QAM
	Number of symbols per block	$N_{TX}=64$
	FFT/IFFT size	$N_c=256$
	Number of transmit antennas	$N_t=1,2,4$
	Cyclic delay	$\Delta=16$ samples
Transmit/receive filters	Transfer function	Square-root raised cosine
	Roll off factor	$\alpha=0\sim 1$
Channel	Fading type	Frequency-selective block Rayleigh
	Power delay profile	$L=16$ -path 3dB exponential power delay profile
Receiver	Number of receive antennas	$N_r=1,2,4$
	Frequency-domain Equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal

4.1. BER 特性に及ぼす受信アンテナ本数の影響

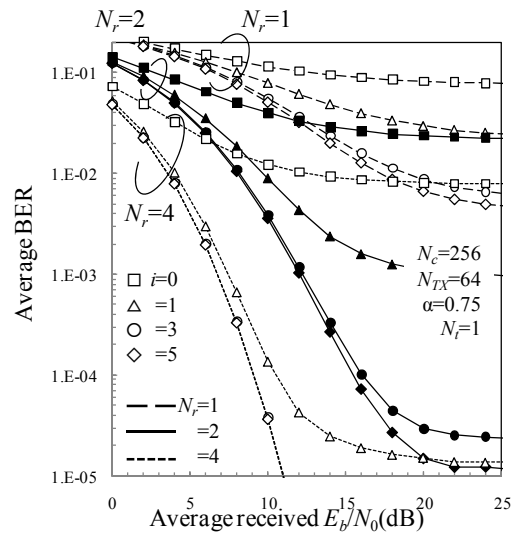
図 4 に送信アンテナ本数 $N_t=1$ のときについて、干渉キャンセルの繰り返し回数 i および受信アンテナ本数をパラメータとして、平均受信ビットエネルギー対雑音電力スペクトル密度比 $E_b/N_0=(1/4)(1+N_g/N_c)(E_s/N_0)$ の関数としてプロットした平均 BER 特性を示す。ロールオフファクタは $\alpha=0.5, 0.75$ および 1 としている。

$N_r=1$ のときには、繰り返し干渉キャンセルを行っても特性改善には限界があり、 $BER=10^{-2}\sim 10^{-3}$ で誤りフロアが発生していた。しかし、 $N_r=2, 4$ とすると繰り返し干渉キャンセルによる大幅な BER 特性の改善がみられ、受信アンテナ本数が多いほど少ない繰り返し干渉キャンセル回数で BER フロアを解消できている。

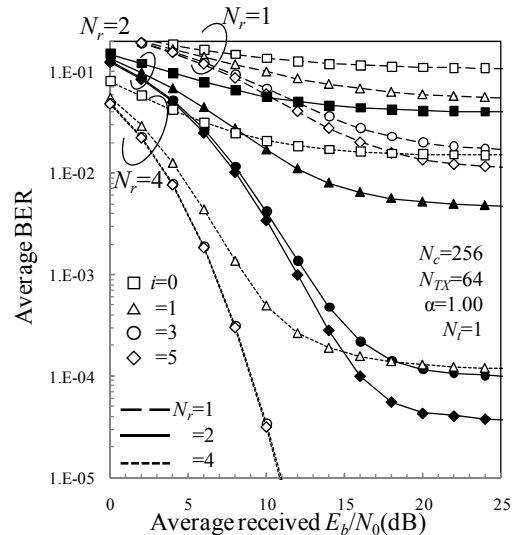
また、 α の値が小さいほど、少ない繰り返し干渉キャンセル回数で BER フロアを解消できる。しかし、 $N_r=4$ で十分に繰り返し干渉キャンセルを行った場合には、スペクトル合成による周波数ダイバーシチ利得により α が大きいほうが、優れた特性が得られる。



(a) $\alpha=0.5$



(b) $\alpha=0.75$



(c) $\alpha=1$

図 4 平均 BER 特性

4.2. BER 特性に及ぼす送信アンテナ本数の影響

図 5 に受信アンテナ本数 $N_r=2$ とし、干渉キャンセルの繰り返し回数 i および送信アンテナ本数をパラメータとした平均 BER 特性を示す。ロールオフファクタ $\alpha=0.5, 0.75$ および 1 としている。

送信アンテナ本数を増やすことで周波数選択性のより強いチャネルに変換できる。 $i=0$ の場合には、送信アンテナ本数を多くして周波数選択性を強くしすぎると残留符号間干渉が強くなるため、BER 特性の劣化が発生する。しかし、繰り返し干渉キャンセルを十分な回数行えば ($i=3$ ないし 5) 残留符号間干渉を低減できるので、送信アンテナ本数を多くすればより周波数ダイバーシチ効果が得られるから、より優れた BER 特性が得られる。 $\alpha=1$ のとき $i=5$ とすれば、 $BER=10^{-4}$ を満たす所要 E_b/N_0 を、 $N_t=1$ に比べて、 $N_t=2$ で 3.5dB、 $N_t=4$ で 5.0dB だけ少なくできる。

また、 $N_r=4$ で十分に繰り返し干渉キャンセルを行った $i=5$ の場合には、スペクトル合成による周波数ダイバーシチ利得により α が大きいほうが、わずかに優れ

た特性が得られる。

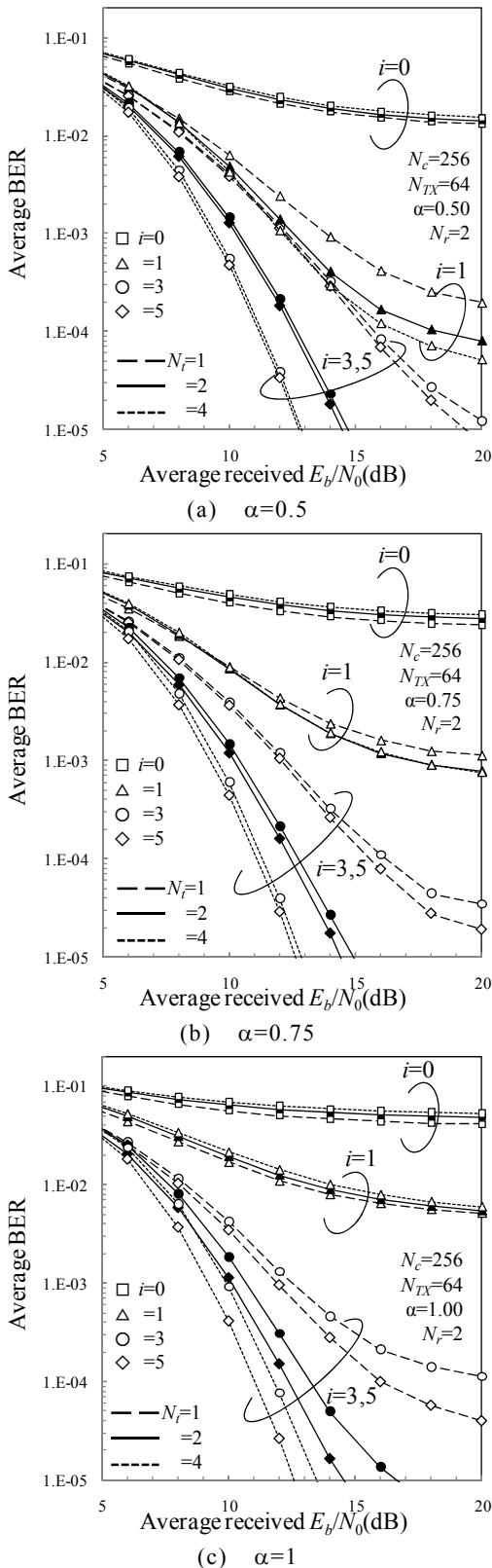


図5 平均 BER 特性

5. まとめ

本論文では、周波数領域繰り返し逐次 MUI キャンセラを用いる SC-FDMA 上りリンクに送受信アンテナダイバーシチを適用することで 16QAM の BER 特性を改善できることを、計算機シミュレーションにより明らかにした。16QAM 変調を用いる FD-ISMUIC では、大きな誤りフロアが発生するが、受信アンテナダイバーシチを適用すれば BER 特性を大幅に改善できることがわかった。CDTD 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ため、送信アンテナ本数が増加するにつれ BER 特性を改善できることがわかった。ただし、CDTD の送信アンテナ本数増加による改善よりも、受信アンテナ本数の増加による特性改善効果の方が大きく、FD-ISMUIC において受信アンテナダイバーシチは有効な技術であると言える。また、送受信アンテナダイバーシチを用いて十分な回数繰り返し干渉キャンセルを行うと、QPSK のときと同様、 α が大きいほうが周波数ダイバーシチ利得により優れた BER 特性が得られる。

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] D. Falconer, S. L. Ariyavisitakul, A. Benyamin-Seeyar 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.*, Vol. 12, No. 2, pp. 8-18, Apr. 2005.
- [5] 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.
- [6] Y. Akaiwa, *Introduction to digital mobile communication*, Wiley, New York, 1997.
- [7] 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
- [8] 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
- [9] 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繰り返し逐次 MUI キャンセラ," *信学技報*, RCS2009-247, pp.235-240, 2010年1月
- [10] 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.