

DS-CDMA 周波数領域 MAI キャンセラ

石原 浩一[†] 武田 和晃[†] 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: † {ishihara, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし Rake 合成を用いる DS-CDMA では、チャネルの周波数選択性が厳しくなるとパス間干渉が無視できなくなり誤り率特性が劣化してしまうことが知られている。最近、周波数領域等化(FDE: frequency-domain equalization)技術を適用することで大幅に誤り率特性を改善できることが分かってきた。しかし、複数ユーザが基地局にアクセスする上りリンクでは、たとえ FDE を用いてもパス間干渉(IPI: Inter-path interference)により大きな MAI(multi-access interference)が発生し、ビット誤り率(BER)特性が劣化してしまう。また、基地局から各ユーザにアクセスする下りリンクにおいても、ユーザ間の直交性が保たれず BER 特性が劣化してしまうことが知られている。そこで本論文では、DS-CDMA 上り/下りリンクを対象に MAI を軽減する周波数領域干渉キャンセラを提案し、誤り率特性の改善効果を計算機シミュレーションによって明らかにしている。また送受信アンテナダイバーシティを併用したときの効果についても明らかにしている。

キーワード DS-CDMA, 周波数領域等化, MAI, IPI, キャンセラ, 送受信アンテナダイバーシティ

DS-CDMA Frequency-domain Multi-access Interference Canceller

Koichi ISHIHARA[†] Kazuaki 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: † {ishihara, takeda}@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, ‡ adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract As the number of resolvable propagation paths increases, the bit error rate (BER) performance of DS-CDMA with rake combining degrades due to increasing inter-path interference. Recently, it has been shown that using the frequency-domain equalization (FDE) can improve the BER performance. However, in the uplink transmissions, MAI (multi-access interference) is produced due to IPI (inter-path interference) and the BER performance severely degrades. In the downlink transmission, it is also known that the BER performance degrades due to orthogonality destruction among users. In this paper, we propose frequency-domain MAI canceller for DS-CDMA uplink and downlink and the achievable BER performance is evaluated by computer simulation, and the effect with transmit/receive antenna diversity is also shown.

Keyword DS-CDMA, Frequency-domain Equalization (FDE), MAI, IPI, Canceller, Transmit/Receive antenna diversity

1. まえがき

次世代移動通信システムでは、高速かつ高品質のデータ伝送が要求される。しかし、伝搬路が遅延の異なる複数のパスで構成されるために周波数選択性フェージングが発生し、シングルキャリア伝送では伝送特性が大幅に劣化してしまう[1]。直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)では、複数のパスを分離し、Rake 受信を行うことにより、パスダイバーシティ効果を得て、ビット誤り率(BER)特性を改善することができる。そこで第3世代携帯電話では、広帯域 DS-CDMA が用いられている[2]。次世代移動通信システムでは 100Mbps を超える伝送速度が必要であると言われている。このような高速伝送では、分解可能なパス数が増加してしまうことでパス間干渉が増大するため、Rake 受信を用いても BER 特性が大幅に劣化してしまう。そこで最近では、直交周波数分割多重(OFDM)やマルチキャリア符号分割マルチアクセス(MC-CDMA)といった、多数の直交サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア伝送が注目されている[3-6]。MC-CDMA では、Rake 受

信を用いる DS-CDMA よりも優れた BER 特性が得られる。しかし、マルチキャリア伝送では送信信号のピーク対平均信号電力比(PAPR)がサブキャリア数に比例して大きくなるため、線形送信電力増幅器の負担が増大してしまうという課題がある。

最近、シングルキャリア伝送に周波数領域等化を用いると周波数ダイバーシティ効果を積極的に利用でき、BER 特性を改善できることが示された[7]。筆者らは、Rake 受信の代わりに周波数領域等化を DS-CDMA に適用すれば BER 特性を大幅に改善でき、MC-CDMA と等価な BER 特性を得ることができることを示した[8,9]。周波数領域等化を用いる DS-CDMA の利点は、MC-CDMA と比較してピーク対平均信号電力比(PAPR)の問題が少ないこと、等化器の複雑性が周波数選択性の強さに依存しないことなどが挙げられる。しかし、複数のユーザが基地局にアクセスする上りリンクの場合、送信タイミングが各ユーザで非同期であること、そして各ユーザでフェージングチャンネルが異なることから大きなマルチアクセス干渉(MAI)が発生し、BER 特性が大幅に劣化してしまう[10-13]。また、基地局が

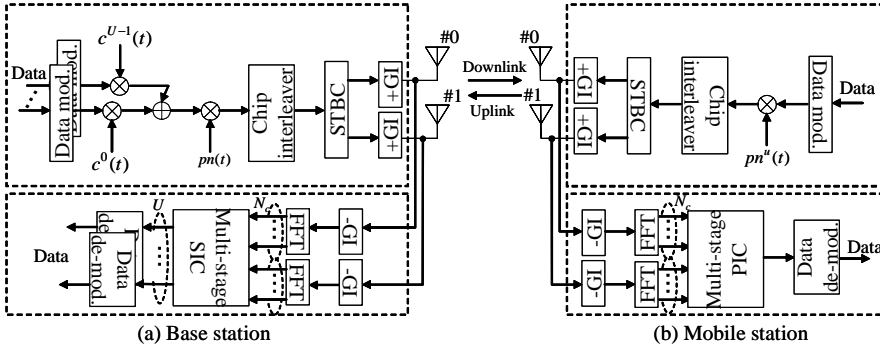


図1 DS-CDMA 送受信系の構成

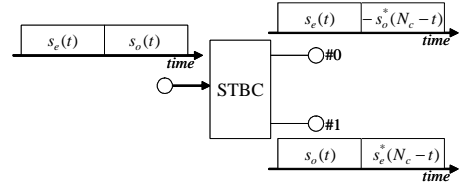


図2 STBC

ら各ユーザにアクセスする下りリンクの場合、パス間干渉 (IPI) の影響でユーザ間の直交性が保たれず大きな MAI がやはり発生し、BER 特性が劣化してしまう [9,10] .

本論文では、DS-CDMA 上り/下りリンクにおける周波数領域 MAI キャンセラを提案する。また、BER 特性改善に効果的な時空間ブロック符号化 (STBC) を用いた送信ダイバーシチ [10,14] および受信アンテナダイバーシチの併用したときの BER 特性改善について検討する。本論文の構成は以下のようになっている。第 2 章では周波数領域等化を用いた DS-CDMA 上り/下りリンク伝送系について述べ、第 3 章では、提案する周波数領域 MAI キャンセラの構成について述べる。第 4 章では、周波数選択性レイリーフェージングチャンネルにおける平均 BER 特性を計算機シミュレーションで求めている。第 5 章はむすびである。

2. 周波数領域等化を用いる DS-CDMA 伝送系

図 1 に MAI キャンセラを用いる周波数領域等化 DS-CDMA 伝送系の構成を示す。また、図 3 に上りリンクに用いる周波数領域マルチステージ SIC、図 4 に下りリンクに用いる周波数領域マルチステージ PIC を示す。上りリンクでは SIC を用いる。SIC では、等価チャンネル利得が大きいユーザ順に最小二乗誤差規範に基づく周波数領域等化 (MMSE-FDE) [10,13] とデータ復調を行って受信信号レプリカを生成し受信信号から引くことによって MAI を低減した上で、次にチャンネル利得の大きいユーザの信号の MMSE-FDE と復調を行っている。これを順次、全てのユーザに対して適用する。一方、下りリンクで用いる PIC では、まずシングルユーザ MMSE-FDE [8,9] を用いて全てのユーザのデータを復調し、それ以降は並列に所望ユーザ信号以外の受信信号レプリカを生成して、受信信号から引くことにより、MAI を削減した所望ユーザの受信信号を得て再びシングルユーザ MMSE-FDE を行っている。これを全てのユーザに対して適用する。また、上り/下りリンク共に、SIC/PIC を繰り返し行うことによって MAI を更に低減している。本論文では、残留干渉を考慮した MMSE-FDE 重みを用いている。また、ソフト干渉キャンセル係数を用いるとともに繰り返し毎に重みを更新することによって過度な減算による干渉増加を抑えている。

2.1. 上りリンク

移動局送信機では、2 値送信データ系列をデータ変調し、送信データ系列を N_c/SF 個のシンボルからなるブロックに分割し、ブロック毎に送信する。ここで SF

は拡散率を表す。ユーザ $u (u=0 \sim U-1)$ の 1 ブロックのデータシンボル系列を $\{d^u(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ 、長周期拡散符号を $\{pn^u(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ とする。ここで、 N_c/SF は整数になるように N_c を選ぶものとする。本論文ではチップ時刻毎の離散表現を用いている。STBC では 2 ブロックを用いて符号化するので、以下では一般性を失うことなく連続する 2 ブロックのチップ系列 $\{s^u(t); t=0 \sim 2N_c-1\}$ の送信を考える。 $\{s^u(t)\}$ の等価低域表現は次式のようなになる。

$$s^u(t) = \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} d^u(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot pn^u(t) \quad (1)$$

ここで、 E_c は 1 チップ当たりの信号エネルギー、 T_c はチップ長、 $\lfloor x \rfloor$ は x より小さいか等しい最大の整数である。

次に、チップ系列を偶数、奇数番目のブロックの送信チップ系列 $\{s_e^u(t)\}$ と $\{s_o^u(t)\}$ に分ける。ここで、 $s_e^u(t) = s^u(t)$ および $s_o^u(t) = s^u(t + N_c)$ 、 $t=0 \sim N_c-1$ 、である。STBC を適用して、2 つのブロック系列を生成する (図 2 参照) [10]。この後各ブロックの後尾 N_g 個のチップをコピーしてブロックの先頭にガードインターバル (GI) として挿入してフレームを構成し、2 つのアンテナから送信する。

U ユーザの送信信号は、チップ間隔の L 個のパスから構成される周波数選択性フェージングチャンネルを伝搬して、受信機で受信される。以下ではユーザ u のデータシンボル系列の復調を考える。受信アンテナ $m (m=0, 1)$ で受信された、偶数、奇数番目のフレームの受信チップ系列 $\{r_e(t)\}$ と $\{r_o(t)\}$ は次式のようなになる。

$$\begin{cases} r_{e,m}(t) = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} [h_{0,m,l}^u s_e^{u*}(t - \tau_l^u) + h_{1,m,l}^u s_o^u(t - \tau_l^u)] + \eta_{e,m}(t) \\ r_{o,m}(t) = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} [-h_{0,m,l}^u s_o^{u*}(N_c - (t - \tau_l^u)) + h_{1,m,l}^u s_e^{u*}(N_c - (t - \tau_l^u))] \\ \quad + \eta_{o,m}(t) \end{cases} \quad (2)$$

ここで $h_{n,m,l}^u$ および τ_l^u はそれぞれ、ユーザ u の送信アンテナ n と受信アンテナ m 間のパス l の複素パス利得およびパス遅延時間、 $\eta_{e,m}(t)$ および $\eta_{o,m}(t)$ はそれぞれ偶数

及び奇数番目のフレーム区間における平均 0 で分散 $2N_0/T_c$ の雑音過程であり, 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. なお, $\tau_l^u < N_g$ であると仮定する. 受信機では, GI を除去した後, 受信チップ系列に N_c ポイント高速フーリエ変換 (FFT) を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する (以下, MC-CDMA と同様にサブキャリア成分と呼ぶこととする). 第 k サブキャリア成分 $R_{e,m}(k)$ および $R_{o,m}(k)$ は次式で表される.

$$\begin{cases} R_{e,m}(k) = \sum_{u=0}^{U-1} [H_{0,m}^u(k)S_e^u(k) + H_{1,m}^u(k)S_o^u(k)] + \Pi_{e,m}(k) \\ R_{o,m}(k) = \sum_{u=0}^{U-1} [-H_{0,m}^u(k)S_o^{u*}(k) + H_{1,m}^u(k)S_e^{u*}(k)] + \Pi_{o,m}(k) \end{cases} \quad (3)$$

ここで $S_{e(or o)}^u(k)$ はユーザ u の送信チップ系列の第 k サブキャリア成分, $H_{n,m}^u(k)$ はチャネル利得, $\Pi_{e(or o),m}(k)$ は雑音成分を表し, それぞれ次式で与えられる.

$$\begin{cases} S_{e(or o)}^u(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s_{e(or o)}^u(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \\ H_{n,m}^u(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{n,m,l}^u \exp(-j2\pi k \tau_l^u / N_c) \\ \Pi_{e(or o),m}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_{e(or o),m}(t) \exp(-j2\pi kt / N_c) \end{cases} \quad (4)$$

次に, 干渉をキャンセルして所望ユーザの受信データシンボル系列 $\{\hat{d}^u(n); n=0 \sim 2N_c/SF-1\}$ を得る. 本論文では, 等価チャネル利得の大きい順に逐次的にデータ判定し, 干渉レプリカを生成し, 受信信号から減算することで MAI を効果的に低減できる逐次干渉キャンセラ (SIC) [11] を用いる. なお, 干渉レプリカのチップ系列にバースト誤りが生じるのを防ぐために, 本論文では, SIC に加えて, $SF \times N_c$ サイズのブロックチップインターリーブを用いる [13].

2.2. 下りリンク

基地局送信機では, U ユーザのデータシンボル系列を U 個の直交拡散符号を用いてそれぞれ拡散して加算した後, スクランプル符号 $\{pn(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ を乗算する. 連続する 2 ブロックの送信チップ系列 $\{s(t); t=0 \sim 2N_c-1\}$ の等価低域表現は次式のようになる.

$$s(t) = \sqrt{\frac{E_c}{T_c}} \sum_{u=0}^{U-1} d^u \left(\lfloor t/SF \rfloor \right) \cdot c^u(t \bmod SF) \cdot pn(t) \quad (5)$$

次に, 上りリンクと同様に連続する 2 ブロックの送信チップ系列を偶数, 奇数番目のブロック $\{s_e(t)\}$ と $\{s_o(t)\}$ に分け, STBC 演算を適用して, 2 つのアンテナから送信するブロックを生成する. この後, GI を挿入してフレームを構成し 2 つのアンテナから送信する.

U ユーザの送信信号は同一の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る. 受信アンテナ m で受信された偶数, 奇数番目のフレームの受信チップ系列 $\{r_{e,m}(t)\}$ と $\{r_{o,m}(t)\}$ は次式のように表せる.

$$\begin{cases} r_{e,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} [h_{0,m,l} s_e(t - \tau_l^u) + h_{1,m,l} s_o(t - \tau_l^u)] + \eta_{e,m}(t) \\ r_{o,m}(t) = \sum_{l=0}^{L-1} [-h_{0,m,l} s_o^*(N_c - (t - \tau_l^u)) + h_{1,m,l} s_e^*(N_c - (t - \tau_l^u))] + \eta_{o,m}(t) \end{cases} \quad (6)$$

受信チップ系列から GI を除去し, FFT を適用して N_c 個のサブキャリア成分に分解する. 第 k サブキャリア成分 $R_{e,m}(k)$ 及び $R_{o,m}(k)$ は次式で表される.

$$\begin{cases} R_{e,m}(k) = H_{0,m}(k)S_e(k) + H_{1,m}(k)S_o(k) + \Pi_{e,m}(k) \\ R_{o,m}(k) = -H_{0,m}(k)S_o^*(k) + H_{1,m}(k)S_e^*(k) + \Pi_{o,m}(k) \end{cases} \quad (7)$$

ここで, $S_{e(or o)}(k)$ および $H_{n,m}(k)$ はそれぞれ下りリンク送信チップ系列 $s_{e(or o)}(k)$ の第 k サブキャリア成分およびチャネル利得を表す. 次に, 干渉をキャンセルして所望ユーザの受信データシンボル系列 $\{\hat{d}^u(n); n=0 \sim 2N_c/SF-1\}$ を得る. 下りリンクでは, 上りリンクと違い全てのユーザの送信信号が同じフェージングチャネルを伝搬するため直交拡散符号によりユーザ間の直交性が一定程度保たれる. そこで, 本論文では SIC より処理遅延の少ない並列干渉キャンセラ (PIC) を用いている. また, 上りリンク同様, $SF \times N_c$ サイズのブロックチップインターリーブを用いる.

3. 周波数領域 MAI キャンセラ

3.1. 上りリンク周波数領域 SIC

まず, 初回 ($i=1$) に各ユーザの等価チャネル利得 \hat{H}^u を比較し, 大きい順にソートする. ここで \hat{H}^u は次式で与えられる [8].

$$\hat{H}^u = \frac{1}{N_c} \sum_{n=0}^{N_c-1} \sum_{m=0}^{N_c-1} |H_{n,m}^u(k)|^2 \quad (8)$$

本論文では一般性を失うことなく $\hat{H}^0 \geq \hat{H}^1 \geq \dots \geq \hat{H}^u \geq \dots \geq \hat{H}^{U-1}$ を仮定する. 次に, ソートしたユーザ順に FDE とデータ復調を行う. ここでは第 i ステージのユーザ u のデータ復調について説明する. 第 i ステージのユーザ u' の軟判定値系列 $\tilde{d}_i^{u'}(n)$ を用いて, ユーザ u' の仮判定値 $\bar{d}_i^{u'}(n)$ を次式のように生成する [15].

$$\bar{d}_i^{u'}(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\tanh(\beta_i \frac{\text{Re}[\tilde{d}_i^{u'}(n)]}{\sqrt{2E_c/T_c}}) + j \tanh(\beta_i \frac{\text{Im}[\tilde{d}_i^{u'}(n)]}{\sqrt{2E_c/T_c}}) \right] \quad (9)$$

ここで $\tanh(x) = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)}$ であり, β_i は軟判定値を

仮判定値に反映させるパラメータである. なお, $\beta_i \rightarrow \infty$ のとき硬判定値となる. こうして得られた仮判定シンボル系列を再拡散し, FFT を用いて周波数領域に変換する. 第 k サブキャリア成分 $\bar{S}_i^{u'}(k)$ は次式で表される.

$$\bar{S}_i^{u'}(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \bar{d}_i^{u'} \left(\lfloor t/SF \rfloor \right) \cdot pn^{u'}(t) \right\} \exp(-j2\pi kt/N_c) \quad (10)$$

その後、ユーザ u' の瞬時チャネル利得 $H_{0(\text{or}1),m}^{u'}(k)$ の乗算および STBC 演算を行い、受信信号レプリカ $\tilde{R}_{e,m,i}^{u'}(k)$ および $\tilde{R}_{o,m,i}^{u'}(k)$ を次式のように生成する。

$$\begin{cases} \tilde{R}_{e,m,i}^{u'}(k) = H_{0,m}^{u'}(k) \bar{S}_{e,i}^{u'}(k) + H_{1,m}^{u'}(k) \bar{S}_{o,i}^{u'}(k) \\ \tilde{R}_{o,m,i}^{u'}(k) = -H_{0,m}^{u'}(k) \bar{S}_{o,i}^{u'*}(k) + H_{1,m}^{u'}(k) \bar{S}_{e,i}^{u'*}(k) \end{cases} \quad (11)$$

以上のようにして、第 $i-1$ ステージで得られたユーザ $u+1 \sim U-1$ の干渉信号レプリカ $\{\tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i-1}^{u'}(k); u'=u+1 \sim U-1\}$ および第 i ステージで得られたユーザ $0 \sim u-1$ の干渉信号レプリカ $\{\tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i}^{u'}(k); u'=0 \sim u-1\}$ を生成し、次式のように各サブキャリア成分 $R_{e(\text{or}o),m}(k)$ から減算して $\bar{R}_{e(\text{or}o),m,i}^u(k)$ を得る。

$$\begin{aligned} \bar{R}_{e(\text{or}o),m,i}^u(k) &= R_{e(\text{or}o),m}(k) - \left[\sum_{u'=0}^{u-1} \tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i}^{u'}(k) + \sum_{u'=u+1}^{U-1} \tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i-1}^{u'}(k) \right] \\ &= R_{e(\text{or}o),m}(k) - \sum_{u'=0}^{u-1} \tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i-1}^{u'}(k) + \tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i-1}^u(k) \\ &\quad - \sum_{u'=0}^{u-1} \left[\tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i}^{u'}(k) - \tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i-1}^{u'}(k) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

$\bar{R}_{e,m,i}^{u-1}(k)$ および $\bar{R}_{o,m,i}^{u-1}(k)$ に次式のように STBC 復号と MMSE-FDE 演算を同時に適用する[10]。

$$\begin{cases} \tilde{S}_{e,i}^u(k) = \sum_{m=0}^1 \left[w_{0,m}^{u*}(k) \bar{R}_{e,m,i}^u(k) + w_{1,m}^u(k) \bar{R}_{o,m,i}^{u*}(k) \right] \\ \tilde{S}_{o,i}^u(k) = \sum_{m=0}^1 \left[w_{1,m}^{u*}(k) \bar{R}_{e,m,i}^u(k) - w_{0,m}^u(k) \bar{R}_{o,m,i}^{u*}(k) \right] \end{cases} \quad (13)$$

ここで、次式で与えられる重み $w_{0(\text{or}1),m,i}^u(k)$ を用いる[13]。

$$w_{0(\text{or}1),m,i}^u(k) = \begin{cases} \frac{H_{0(\text{or}1),m}^u(k)}{\sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^1 \sum_{u'=u}^{U-1} |H_{n,m}^{u'}(k)|^2 + (E_c/N_0/2)^{-1}}, i=1 \\ \frac{H_{0(\text{or}1),m}^u(k)}{\sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^1 |H_{n,m}^{u'}(k)|^2 + (E_c/N_0/2)^{-1} + \lambda_{up,i}}, i \geq 2 \end{cases} \quad (14)$$

ここで、 E_c/N_0 は平均受信チップエネルギー対 AWGN 電力スペクトル密度比であり、 $\lambda_{up,i}$ は残留干渉の寄与を表す項であり、本論文では最適値を計算機シミュレーションによって求める。 N_c ポイント IFFT を $\{\tilde{S}_{e(\text{or}o),i}^u(k)\}$ に適用して時間領域チップ系列 $\{\tilde{s}_{e(\text{or}o),i}^u(t)\}$ に変換し、逆拡散して軟判定値系列 $\{\tilde{d}_i^u(n)\}$ を得る。以上の操作をユーザ $0 \sim U-1$ まで行って1つのステージと

し、この操作を十分繰り返した後、軟判定値系列をデータ復調して受信データ系列 $\{\hat{d}^u(n); n=0 \sim 2N_c/SF-1, u=0 \sim U-1\}$ を得る。

3.2. 下りリンク周波数領域 PIC

初回 ($i=1$) のステージでは次式に示すような STBC 復号と MMSE-FDE 演算を同時に行う[10]。

$$\begin{cases} \tilde{S}_{e,1}(k) = \sum_{m=0}^1 \left[w_{0,m,1}^*(k) R_{e,m}(k) + w_{1,m,1}(k) R_{o,m}^*(k) \right] \\ \tilde{S}_{o,1}(k) = \sum_{m=0}^1 \left[w_{1,m,1}^*(k) R_{e,m}(k) - w_{0,m,1}(k) R_{o,m}^*(k) \right] \end{cases} \quad (15)$$

ここで、下りリンク MMSE 重み $w_{0(\text{or}1),m,1}(k)$ は次式で与えられる[8,9]。

$$w_{0(\text{or}1),m,1}(k) = \frac{H_{0(\text{or}1),m}^*(k)}{\sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^1 |H_{n,m}(k)|^2 + (U \cdot E_c / N_0 / 2)^{-1}} \quad (16)$$

N_c ポイント IFFT を $\{\tilde{S}_{e(\text{or}o),1}^u(k)\}$ に適用して時間領域チップ系列 $\{\tilde{s}_{e(\text{or}o),1}^u(k)\}$ に変換し、ユーザ毎に逆拡散して軟判定値系列 $\{\tilde{d}_i^u(n); n=0 \sim 2N_c/SF-1, u=0 \sim U-1\}$ を得る。

続いて第 i ステージ ($i \geq 2$) では、 $i-1$ ステージ目得られた軟判定シンボル $\tilde{d}_{i-1}^u(n)$ を用いて FDE のために必要な仮判定値 $\bar{d}_{i-1}^u(n)$ を式(9)のように生成する。得られた仮判定シンボル系列を再拡散し、FFT を用いて周波数領域に変換し、次式のように送信信号レプリカを生成する。

$$\bar{S}_{i-1}^u(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \bar{d}_{i-1}^u \left(\lfloor t/SF \rfloor \right) \cdot c^u(t) \cdot pn(t) \right\} \exp(-j2\pi kt/N_c) \quad (17)$$

その後、チャネル利得 $H_{0(\text{or}1),m}(k)$ の乗算および STBC 演算を行い、次式のように受信信号レプリカ $\tilde{R}_{e,m,i-1}^u(k)$ および $\tilde{R}_{o,m,i-1}^u(k)$ を生成する。

$$\begin{cases} \tilde{R}_{e,m,i-1}^u(k) = H_{0,m}(k) \bar{S}_{e,i-1}^{u-1}(k) + H_{1,m}(k) \bar{S}_{o,i-1}^{u-1}(k) \\ \tilde{R}_{o,m,i-1}^u(k) = -H_{0,m}(k) \bar{S}_{o,i-1}^{u-1*}(k) + H_{1,m}(k) \bar{S}_{e,i-1}^{u-1*}(k) \end{cases} \quad (18)$$

次に、全てのユーザの受信信号のレプリカを生成した後、元の受信信号の周波数成分 $R_{e(\text{or}o),m}(k)$ から希望ユーザ以外の受信信号レプリカを減算し、干渉を除去した希望ユーザ信号 $\bar{R}_{e(\text{or}o),m,i}^u(k)$ を得る。

$$\begin{aligned} \bar{R}_{e(\text{or}o),m,i}^u(k) &= R_{e(\text{or}o),m}(k) - \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i-1}^{u'}(k) \\ &= R_{e(\text{or}o),m}(k) - \sum_{u'=0}^{U-1} \tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i-1}^{u'}(k) + \tilde{R}_{e(\text{or}o),m,i-1}^u(k) \end{aligned} \quad (19)$$

$\bar{R}_{e(or o),m,i}^u(k)$ に次式のように STBC 復号と MMSE-FDE 演算の同時処理を行う。

$$\begin{cases} \tilde{S}_{e,i}^u(k) = \sum_{m=0}^1 [w_{0,m,i}^*(k) \bar{R}_{e,m,i}^u(k) + w_{1,m,i}(k) \bar{R}_{o,m,i}^{u*}(k)] \\ \tilde{S}_{o,i}^u(k) = \sum_{m=0}^1 [w_{1,m,i}^*(k) \bar{R}_{e,m,i}^u(k) - w_{0,m,i}(k) \bar{R}_{o,m,i}^{u*}(k)] \end{cases} \quad (20)$$

ここで次式で与えられる重み $w_{0(or 1),m,i}(k)$ を用いる。

$$w_{0(or 1),m,i}(k) = \frac{H_{0(or 1),m}^*(k)}{\sum_{n=0}^1 \sum_{m=0}^1 |H_{n,m}(k)|^2 + (E_c / N_0 / 2)^{-1} + \lambda_{down,i}} \quad (21)$$

ここで、 $\lambda_{down,i}$ は上りリンク同様に残留干渉の寄与を表す係数であり、最適値を計算機シミュレーションによって求める。 N_c ポイント IFFT を $\{\tilde{S}_{e(or o),i}^u(k)\}$ に適用して時間領域チップ系列 $\{\tilde{s}_{e(or o),i}^u(k)\}$ に変換し、逆拡散して軟判定値系列 $\{\tilde{d}_i^u(n)\}$ を得る。以上の操作を全ユーザについて行う。これを1つのステージとして、十分繰り返した後、軟判定値系列をシンボル復調して受信データ系列 $\{\hat{d}^u(n); n=0 \sim 2N_c / SF - 1, u=0 \sim U-1\}$ を得る。

4. 計算機シミュレーション

計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。QPSK データ変調，FFT ポイント数 $N_c=256$ (フレーム長 256 チップ) およびガードインターバル $N_g=32$ とした。またフェージングチャネルは、16 パス ($L=16$) の一様電力遅延プロファイル ($E[|h_{n,m,l}^u|^2] = E[|h_{n,m,l}|^2] = 1/L$) を有する周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャネルであるものとする。なお、受信機のタイミング再生とチャネル推定は理想的であり、全ユーザの送信信号が GI 内に収まるよう送信タイミングコントロールができていたものとした。

表 1 計算機シミュレーション諸元

Transmitter	Modulation	QPSK
	Number of FFT points	$N_c=256$
	GI length	$N_g=32$
	Spreading sequence	Long PN sequence
	Spreading Factor	$SF=16$
Channel	Number of user	$U=16$
	Fading	Frequency-selective Block Rayleigh fading
	Number of paths	$L=16$ path
Receiver	Power delay profile	Uniform
	Frequency-domain Equalization	MMSE

図 5 にユーザ数 $U=16$ (全多重) のときのステージ毎の平均 BER 特性を示す。図 5(a) は STBC と受信アンテナダイバーシチを用いない場合 ($N_{BS}=N_{MS}=1$) であり、図 5(b) は上り/下りリンク共に $N_{BS}=N_{MS}=2$ の場合である。横軸は 1 ビットあたりの受信信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度 E_b/N_0 であり、 $E_b/N_0 = SF(1+N_g/N_c)(E_c/N_0)$ の関係にある。比較のため、MAI が完全に除去できたときの特性 ($U=1$) も示す。上りリンクでは、送信タイミングが非同期であることと

各ユーザでフェージングが異なるため大きな MAI が生じるため誤りフロアが見られる。しかしながら、周波数領域 MAI キャンセラを用いることによって MAI を軽減することができ、BER 特性が改善できることが分かる。一方、下りリンクでは各ユーザの送信タイミングは同期し、チャネルが全ユーザで同一なため、誤りフロアは見られないが、周波数領域等化を用いても完全にはチャネルは周波数非選択性に復元できないため、MAI が発生し、特性が劣化している。しかしながら、周波数領域 MAI キャンセラを用いることで特性が改善している。 $N_{BS}=N_{MS}=1$ の場合、上り(下り)リンクでは $i=6(3)$ 程度のステージ数でシングルユーザ時 ($U=1$) に近い BER 特性が得られている。また、 $N_{BS}=N_{MS}=2$ の場合、送受信アンテナダイバーシチ効果により、BER 特性が大幅に改善し、ステージ数も上り(下り)リンクでは $i=3(2)$ 程度でシングルユーザ時に近い BER 特性が得られている。

5. むすび

DS-CDMA 上り/下りリンクにおける周波数領域 MAI キャンセラを提案した。上りリンクでは逐次的に干渉を軽減するマルチステージ SIC を、下りリンクでは処理遅延の少ないマルチステージ PIC を用いることで、平均 BER 特性が大幅に改善できることを計算機シミュレーションによって明らかにした。また、送受信アンテナダイバーシチを併用することで、平均 BER 特性が更に改善されることを示した。本論文で得られた結果をまとめると以下ようになる。

- $N_{BS}=N_{MS}=1$ の場合、上り(下り)リンクでは $i=6(3)$ ステージ目でシングルユーザ時に近い BER 特性が得られる。
- 送受信アンテナダイバーシチを併用することで BER 特性が更に改善されるので、MAI キャンセラのステージ数も上り(下り)リンク $i=3(2)$ 程度と少なく済む。

文 献

- [1] W.C., Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communication systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.36, pp.56-69, Sept. 1998.
- [3] M. Okada, S. Hara, and N. Morinaga, "Bit error performance of orthogonal multicarrier modulation radio transmission system," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E76-B, No. 2, pp. 113-119, Feb. 1993.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.35, No.12, pp.126-144, Dec. 1997.
- [5] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.
- [6] T. Sao and F. Adachi, "Comparative study of various frequency equalization techniques for downlink of a wireless OFDM-CDMA system," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E86-B, No.1, pp.352-364, Jan. 2003.
- [7] D. Falconer, et al., "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol.40, pp.58-66, Apr. 2002.
- [8] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, No.10, pp.2991-3002, Oct. 2004.
- [9] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization

and antenna diversity combining for orthogonal multicode DS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," IEICE Trans. Commun., Vol.E87-B, No.7, pp.1954-1963, July 2004.

- [10] K. Takeda and F. Adachi, "MMSE Frequency-domain Equalization Combined with Space-time Transmit Diversity and Antenna Receive Diversity for DS-CDMA," Proc. 59th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Milan, Italy, May 2004.
- [11] F. Berggren and S. B. Slimane, "Linear successive interference cancellation in DS-CDMA systems," Wirel. Commun. Mob. Comput., Vol.3, No.7, pp.847-859, Nov. 2003.
- [12] S. Tsumura, S. Hara and Y. Hara, "Performance comparison of MC-CDMA and cyclically prefixed DS-CDMA in an uplink

channel," Proc. 60th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC), Los Angeles, CA, Sep. 2004.

- [13] 石原, 武田, 安達, "DS-CDMA 上りリンクにおけるマルチステージ周波数領域 MAI キャンセラ," 信学技報, RCS2004-213, pp.13-18, Nov. 2004.
- [14] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," IEEE Journal on Selected Areas in Commun., Vol.16, No.8, pp.1451-1458, Oct. 1998.
- [15] A. Nakajima, D. Garg and F. Adachi, "Iterative adaptive soft parallel interference canceller for turbo coded MIMO multiplexing," IEICE Trans. Commun., Vol.E87-B, No.12, pp.3813-3819, Dec. 2004.

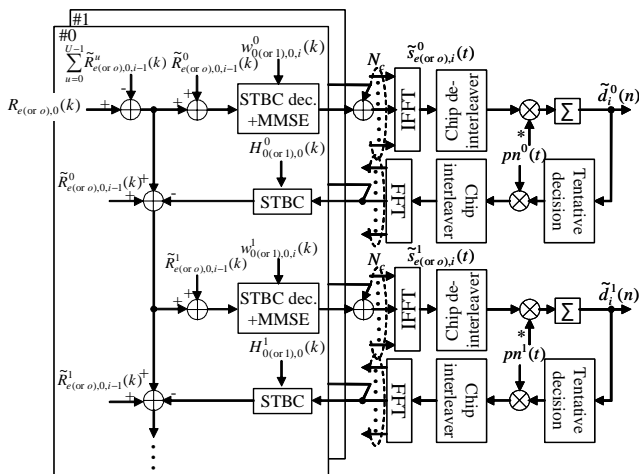
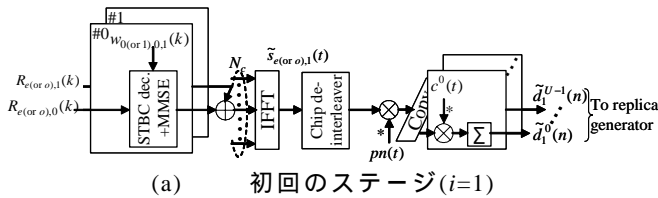
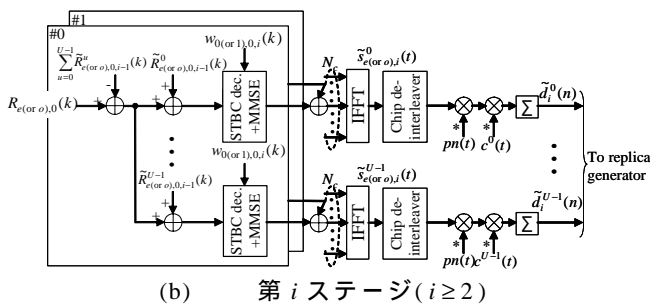


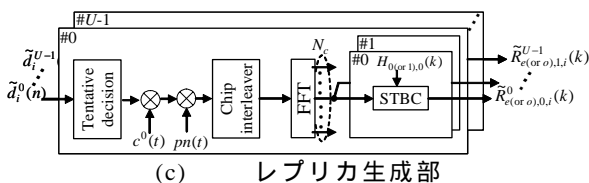
図3 上りリンク周波数領域 SIC の第 i 番目のステージのキャンセル処理



(a) 初回のステージ ($i=1$)

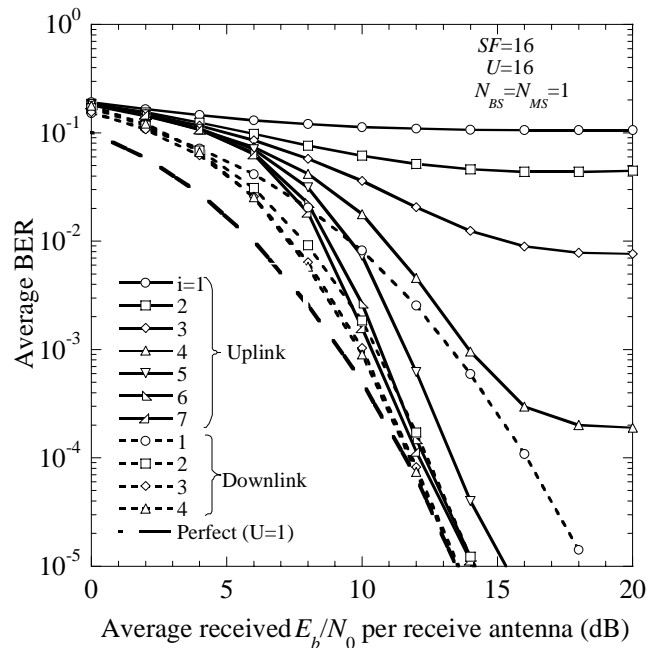


(b) 第 i ステージ ($i \geq 2$)

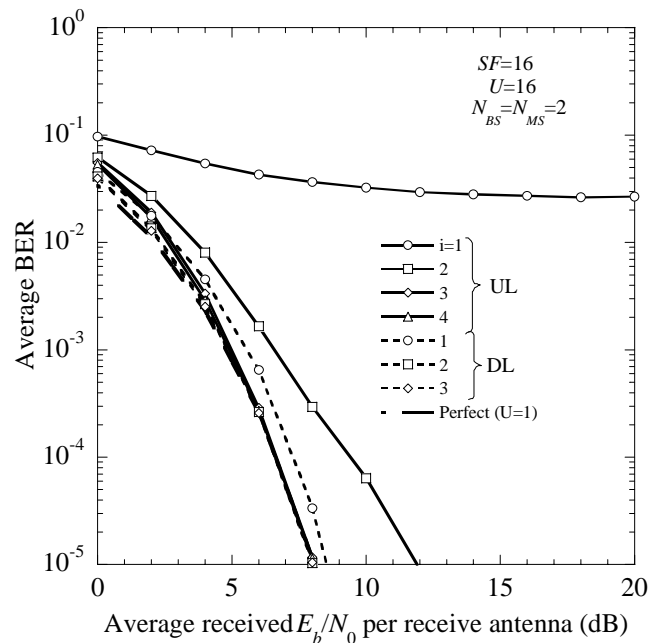


(c) レプリカ生成部

図4 下りリンク周波数領域 PIC の第 i 番目のステージのキャンセル処理



(a) No diversity ($N_t=N_r=1$)



(b) $N_t=N_r=2$

図5 周波数領域 MAI キャンセラの平均 BER 特性