

周波数領域等化を用いる DS-CDMA への ICI キャンセラの適用効果

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 05

E-mail: [†] takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 高速フーリエ変換(FFT)を受信信号に適用して 1 タップ周波数領域等化(FDE)とアンテナダイバーシチ合成を行うことで、直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)のビット誤り率 (BER) 特性を改善できる。著者らは、拡散率 SF が大きい DS-CDMA へ最小平均 2 乗誤差(MMSE)を用いる FDE を適用すれば、周波数選択性フェージング環境下の BER 特性を大幅に改善できることを示してきた。しかし、超高速伝送を実現しようとして拡散率を低くすると、チップ間干渉(ICI)が残留してしまう。本論文では、低拡散率を用いる DS-CDMA を対象に、周波数領域 MMSE および最大比合成(MRC)等化を用いる 3 種類の ICI キャンセラを提案し、伝送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ている。

キーワード DS-CDMA, 周波数領域等化, チップ間干渉

The Application of ICI Canceller for DS-CDMA Using Frequency-domain Equalization

Kazuaki TAKEDA[†] and Fumiyuki ADACHI[‡]

Dept. of Electrical and Communication Engineering, Graduate School of Engineering, Tohoku University
05 Aza-Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, 980-8579 Japan

E-mail: [†] takeda@mobile.ecei.tohoku.ac.jp, [‡] adachi@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract To improve the bit error rate (BER) performance of direct sequence code division multiple access (DS-CDMA), fast Fourier transform (FFT) can be applied to the received signal sequence to carry out joint frequency-domain equalization (FDE) and antenna diversity combining. We have reported that the application of FDE to DS-CDMA can significantly improve the BER performance for a large spreading factor SF . However, inter-chip-inference (ICI) cannot be sufficiently suppressed for the case of small SF . In this paper, we propose three types of ICI canceller based on minimum mean square error (MMSE)-FDE and maximal ratio combining (MRC)-FDE, and evaluate the average bit error rate (BER) performance by computer simulation.

Keyword DS-CDMA, frequency-domain equalization, inter-chip-inference

1. まえがき

移動無線チャネルは遅延時間の異なる多数のパスから構成されている。このようなチャネルは周波数選択性チャネルと呼ばれ、シングルキャリア伝送では符号間干渉によりビット誤り率 (BER) 特性が大幅に劣化してしまう[1,2]。そこで、最近では、Rake 合成というチャネル整合フィルタを用いる直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)が数 Mbps 程度の高速移動通信に用いられるようになった[3]。DS-CDMA は、遅延時間の異なるパスを分離して Rake 合成することによりパスダイバーシチ効果(あるいは周波数ダイバーシチ効果)を得ることができ、周波数選択性チャネルにおける BER 特性を改善できる。しかし、数 Mbps を超える高速伝送の場合には、パス分解能が高くなってしまふからパス数が非常に多くなってしまい、大きなパス間干渉が発生してしまうために、BER 特性が大幅に劣化してしまう。さらに、多数の Rake フィンガ(あるいは相関器)が必要になることから Rake 受信機が複雑になってしまう。そこで最近では、多数の狭帯域サブキャリアを用いて並列伝送するマルチキャリア(MC)-CDMA が注目されるようになった [4-8]。

MC-CDMA では、周波数領域等化を適用することで周波数ダイバーシチ効果を得ることができ、Rake 受信を用いる DS-CDMA よりも優れた BER 特性が得られることが知られている。

筆者らは、MC-CDMA で用いられている周波数領域等化を DS-CDMA へ適用すればその BER 特性を大幅に改善できることを示してきた[9]。最小平均二乗誤差 (MMSE) 規範に基づく周波数領域等化では、周波数ダイバーシチ効果を得つつパス間干渉(IPI)を抑圧できるため、Rake 合成よりも優れた BER 特性を得ることができる。更に、拡散符号の拡散率を柔軟に変えられるマルチレート/マルチコード DS-CDMA への周波数領域等化の適用について報告してきた[10,11]。周波数領域等化を用いる DS-CDMA では、拡散率が大きくなるにつれ、チップ間干渉(ICI)が抑圧されるため BER 特性を改善できる[10]。しかし、低拡散率の場合、ICI が残留してしまう。これまでも Rake 合成を用いるときの IPI 干渉キャンセラが提案されてきた[12]。本論文では、周波数領域等化に適応した周波数領域 MMSE および最大比合成(MRC)等化重みに基づく 3 種類の ICI キャンセラを提案している。本論文は以下のよう

な構成になっている。第2章では周波数領域等化を用いる DS-CDMA 伝送系について述べている。次いで第3章では、提案する3種類の ICI キャンセラについて述べている。第4章では、計算機シミュレーションにより、ICI キャンセラによる BER 特性改善効果を明らかにしている。

2. DS-CDMA 伝送系

2.1. 信号伝送系

図1に周波数領域等化を用いる DS-CDMA 伝送系の構成を示す。本論文ではチップ時間間隔の離散表現を用いる。送信機のチップインターリーブおよび受信機の ICI キャンセラについては第3章で述べる。送信側では2値送信データ系列をデータシンボル系列に変換(データ変調)し、送信データ系列を N_c/SF 個のシンボルから成るフレームに分割する。フレーム内のデータシンボル系列を $\{d(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ 、拡散率 SF の拡散符号を $\{c(k); k=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ とする。ここで、 N_c/SF が整数になるように N_c を選ぶものとする。拡散符号を用いてデータシンボル系列を拡散し、フレームの後尾 N_g 個のチップをコピーしてフレームの先頭のガードインターバル(GI)に挿入して送信する。図2にガードインターバル挿入後のフレーム構成を示す。送信信号は、周波数選択性フェージングチャネルを伝搬して N_r 個のアンテナを持つ受信機で受信される。受信機では、各アンテナでの受信信号に N_c ポイント高速フーリエ変換(FFT)を適用して周波数領域等化とアンテナダイバシティ合成を行った後、 N_c ポイント逆FFT(IFFT)を適用して時間領域信号に変換し、逆拡散を行う。最後にデータ復調する。

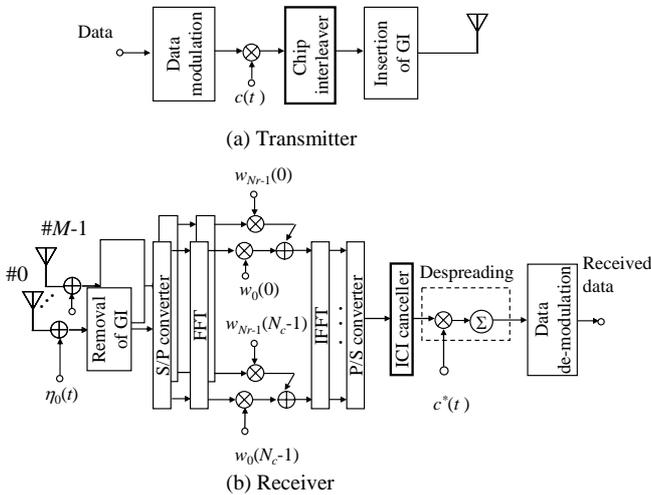


図1 周波数領域等化を用いた DS-CDMA 伝送系

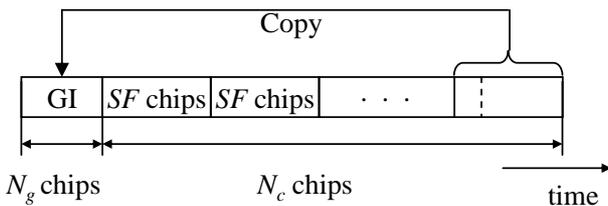


図2 1 データフレームのチップ系列

2.2. 送受信信号の数式表現

ガードインターバル挿入後のフレーム内のチップ系列 $\{\hat{s}(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$ の等価低域表現は次式のように表される。

$$\hat{s}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} s(t \bmod N_c) \quad (1)$$

ここで E_c は1チップ当たりの信号エネルギー、 T_c はチップ長であり、 $s(t)$ は次式で与えられる。

$$s(t) = d(\lfloor t/SF \rfloor) c(t) \quad (2)$$

ここで、 $\lfloor x \rfloor$ は x より小さいか等しい最大の整数である。送信信号は、独立に変動する 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ネルを伝搬して N_r 個のアンテナを持つ受信機で受信される。パス l の遅延時間は τ_l チップであるものとする。受信アンテナ m ($m=0 \sim N_r-1$) で観測されるフェージングチャネルのインパルス応答 $h_{m,l}(t)$ は次式で表わされる。

$$h_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} \delta(t - \tau_l) \quad (3)$$

ここで $h_{m,l}(t)$ はパス l の複素パス利得であり、 $\sum_{l=0}^{L-1} E[|h_{m,l}|^2] = 1$ であるものとする。なお本論文では、ブロックフェージングを仮定し、1フレームにわたってパス利得は変動しないものとしている。受信アンテナ m で受信された受信チップ系列 $\{r_m(t); t=-N_g \sim N_c-1\}$ は次式のようになる。

$$r_m(t) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} \hat{s}(t - \tau_l) + \eta_m(t) \quad (4)$$

ここで $\eta_m(t)$ は零平均で分散が $2N_0/T$ の複素ガウス雑音過程である。 N_0 は相加性白色ガウス雑音過程(AWGN)の片側電力スペクトル密度である。

2.3. 周波数領域等化

受信機では、GIを削除した後、 N_c ポイント FFT を適用して N_c 個の周波数成分 $\{R_m(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に分解する(MC-CDMA と対比する上で便利なよう、ここではサブキャリアという表現を用いる)。第 k サブキャリア成分 $R_m(k)$ は次式で表せる。

$$R_m(k) = \sqrt{2E_c/T_c} H_m(k) S(k) + \Pi_m(k) \quad (5)$$

ここで、 $H_m(k)$ 、 $S(k)$ および $\Pi_m(k)$ はそれぞれ次式で与えられる第 k サブキャリア点のチャンネル利得、 N_c 個からなる送信チップ系列の周波数成分および雑音成分である。

$$\begin{cases} S(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \\ H_m(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{m,l} \exp\left(-j2\pi k \frac{\tau_l}{N_c}\right) \\ \Pi_m(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta_m(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{cases} \quad (6)$$

次に、次式のように、サブキャリアごとに1タップ周波数領域等化とアンテナダイバースチ合成を行う[10]。

$$\begin{aligned} \hat{R}(k) &= \sum_{m=0}^{N_r-1} R_m(k) w_m(k) \\ &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} S(k) \hat{H}(k) + \hat{\Pi}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、 $w_m(k)$ は周波数領域等化とアンテナダイバースチ合成の重みであり、次式で与えられるMMSEおよびMRC重みを用いる。

$$w_m(k) = \begin{cases} \frac{H_m^*(k)}{\sum_{m=0}^{N_r-1} |H_m(k)|^2 + \left(\frac{E_c}{N_0}\right)^{-1}}, \text{MMSE} \\ H_m^*(k), \text{MRC} \end{cases} \quad (8)$$

なお、 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る。MMSEでは周波数非選択性チャンネルの完全再生をあきらめて雑音強調を抑圧する。MRCは等化後の平均SNRを最大とするが、周波数選択性が強くなることによりICIが強調される。また $\hat{H}(k)$ および $\hat{\Pi}(k)$ は、それぞれ次式で与えられる周波数領域等化とアンテナダイバースチ合成後の等価チャンネル利得と雑音成分である。

$$\begin{cases} \hat{H}(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} w_m(k) H_m(k) \\ \hat{\Pi}(k) = \sum_{m=0}^{N_r-1} w_m(k) \Pi_m(k) \end{cases} \quad (9)$$

周波数領域等化とアンテナダイバースチ合成を行って得られた N_c 個のサブキャリア成分 $\{\hat{R}(k); k=0 \sim N_c-1\}$ に N_c ポイントIFFTを適用して時間領域のチップ系列 $\{\hat{r}(t); t=0 \sim N_c-1\}$ に変換する。 $\hat{r}(t)$ は次式のように表される。

$$\begin{aligned} \hat{r}(t) &= \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \left(\frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \right) s(t) \\ &+ \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \left[\sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} s(\tau) \exp\left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c}\right) \right] \\ &+ \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{\Pi}(k) \exp\left(j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) \end{aligned} \quad (10)$$

第1項が希望信号成分、第2項がチップ間干渉(ICI)および第3項が雑音成分である。チップ系列 $\{\hat{r}(t)\}$ を次式のように逆拡散して軟判定値系列 $\{\Psi(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る。

$$\Psi(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \hat{r}(t) c^*(t) \quad (11)$$

最後に、軟判定値系列をデータ復調して受信データを得る。

2.4. 拡散率の影響

周波数領域MMSEおよびMRCを用いるときのBER特性に与える拡散率 SF の影響を計算機シミュレーションにより明らかにする。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 $N_g=32$ チップを仮定した。また、フェージングチャンネルは、等電力遅延プロファイルを有する $L=16$ 個の独立なパスから構成される周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャンネルであるものとした。受信機のタイミング再生とチャンネル推定は理想的であるとした。

表1 計算機シミュレーション諸元

	Modulation	QPSK
	Transmitter	Number of FFT points
GI		$N_g=32(\text{chip})$
Spreading sequence		Long PN sequence
Spreading factor		$SF=1 \sim 64$
Channel		Fading
	Power delay profile	$L=16$ -path uniform power delay profile
Receiver	Number of receive antennas	$N_r=1, 2$
	Frequency-domain equalization	MRC, MMSE
	Channel estimation	Ideal

図3にICIキャンセラを用いないときの平均BER特性を示す。周波数領域MMSEおよびMRCを用いた。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。比較のため理論的下界のBER特性も示す。 SF によらずMMSEではMRCと比較して優れたBER特性が得られている。MMSEでは SF が大きくなるにつれ、ICIが抑圧されるため平均BER特性が大きく改善することが分かる。 $SF=64$ のとき、 $SF=1$ と比較して $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 をおおよそ6.6dB低減できる。MRCでは、 $SF=1$ および4のとき、周波数選択性が強くなることによりICIが強調されるためBERフロアが発生している。しかし、高い拡散率($SF=64$)では、ICIが充分抑圧されるため、周波数領域MMSEのBER特性とほぼ同等の特性が得られている。

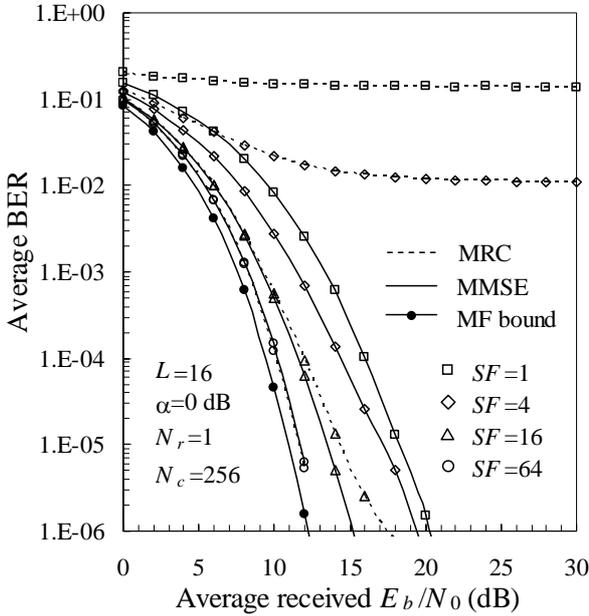


図3 周波数領域MMSEおよびMRCを用いるときの平均BER特性

3. ICI キャンセラ

2.4節でも示したように、著者らは拡散率を大きくするにつれ、ICIが充分抑圧されるため平均BER特性を改善できることを示してきた[10]。そこで、本論文では、低拡散率を用いるときの残留ICIを低減して平均BER特性の改善を図る3種類のICIキャンセラを提案している。図1に示すように、IFFT後の時間領域のチップ系列にICIキャンセラを適用する。

図4に3種類のICIキャンセラの構成を示す。ここで、周波数領域MMSEおよびMRC等化後の時間領域チップ系列 $\hat{r}(t)$ を、それぞれ $\hat{r}_{MMSE}(t)$ および $\hat{r}_{MRC}(t)$ で表す。まずType IおよびType IIでは $\hat{r}_{MMSE}(t)$ を逆拡散した後、仮データ判定を行って得られた仮判定値を拡散し、チップ系列 $\tilde{s}(t)$ を生成する。Type Iでは、 $\tilde{s}(t)$ を用いて周波数領域MMSE等化時のICIレプリカ $\mu_{MMSE}(t)$ を生成して $\hat{r}_{MMSE}(t)$ から減算し、データ復調する。一

方、Type IIでは、周波数領域MMSEおよびMRC等化後の時間領域チップ系列を用意する。そして、MRC等化時のICIレプリカ $\mu_{MRC}(t)$ を $\tilde{s}(t)$ より生成し、 $\hat{r}_{MRC}(t)$ から減算する。ここで、 $\mu_{MMSE}(t)$ および $\mu_{MRC}(t)$ は次式で与えられる。

$$\mu_{MMSE \text{ or } MRC}(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} \hat{H}(k) \left[\sum_{\substack{\tau=0 \\ \tau \neq t}}^{N_c-1} \tilde{s}(\tau) \exp\left(j2\pi k \frac{t-\tau}{N_c}\right) \right] \quad (12)$$

もしICIレプリカが理想的($\tilde{s}(\tau) = s(\tau)$ for all τ)ならば、式(10)および式(12)より、 $\hat{r}_{MMSE \text{ or } MRC}(t) - \mu_{MMSE \text{ or } MRC}(t)$ はICIを含まず、信号成分および雑音成分から構成される。MRC等化重みを用いるType IIでは、もしICIキャンセルが理想的であれば、等化後のSNRを最大にできる。そこでType IIIでは、ICIレプリカの精度を向上させるため、Type IによりICIが低減されたチップ系列をType IIキャンセラに入力し再びICIレプリカを生成した上で $\hat{r}_{MRC}(t)$ から減算する。

なお、3つのICIキャンセラとも、拡散後のチップ系列 $\tilde{s}(t)$ にバースト誤りが生じるのを防ぐために、送受信機でチップインターリーブおよびチップデインターリーブを用いている。

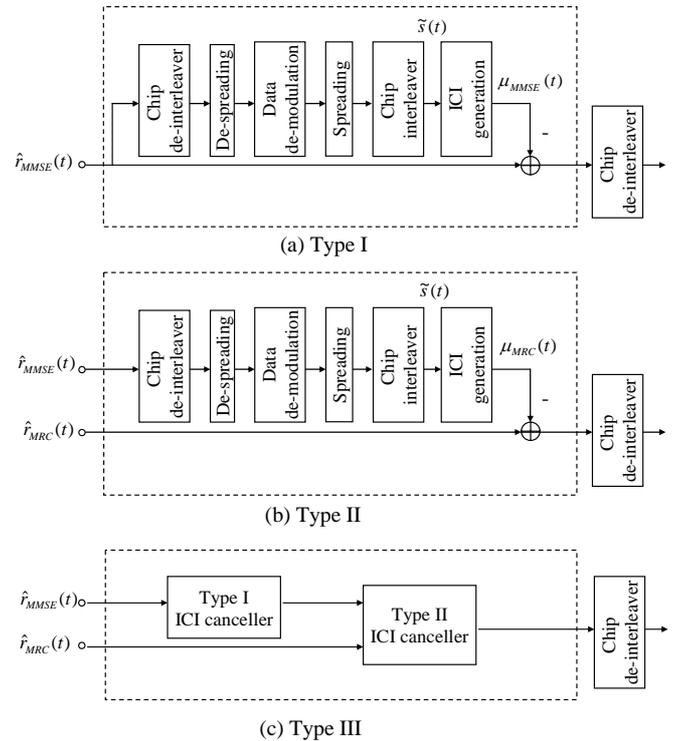


図4 ICI キャンセラの構成

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は2.4節と同じである。チップインターリーブとして図5に示す $SF \times N_c$ のプロックインターリーブを用いた。また1フレーム(N_c チップ)

プ)にわたってパス利得は変動しないものとし、 $f_b T_c N_c = 0.001$ とした。

図6に、 $SF=1$ を用いる極端な場合(シングルキャリア伝送)について、3種類のICIキャンセラを用いるときの平均BER特性を示す。また、比較のため、ICIキャンセラを用いない周波数領域MMSE等化後の特性および理論的下界も示す。受信アンテナ数を $N_r=1$ および2、拡散率を $SF=1$ とした。Type IおよびType IIでは殆ど同じBER特性が得られている。Type IIIでは更にBER特性が改善されている。MRC重みを用いるType IIでは、もしICIキャンセルが理想的であれば、等化後の平均SNRを最大にできる。従って、Type IによりICIが低減されたチップ系列をType IIキャンセラに入力して再びICIキャンセルするType IIIでは、ICIレプリカの精度を高めることができるので、Type IおよびType IIより優れた特性を得ることができる。Type IおよびType IIではICIキャンセラを用いない場合と比較して $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 をおよそ1.8dB低減できるが、Type IIIでは3.1dB低減できることが分かる。また受信アンテナダイバーシチとの併用が平均BER特性の更なる改善に有効であることが分かる。Type IIIではType Iの判定結果を用いてICIを生成しているが、Type Iによる特性の改善効果が少ないためICIの精度がほとんど変わらないから、Type IIIではType IIと殆ど同じBER特性になっている。 $N_r=1$ のとき、 $BER=10^{-4}$ を満たすType IIIの所要平均受信 E_b/N_0 の理論的下界からの劣化は3.7dBであるが、 $N_r=2$ では0.9dBまでに減少されている(このうち、0.5dBはガード挿入損である)。

図7に $SF=4$ のときの平均BER特性を示す。また、比較のため、ICIキャンセラを用いない周波数領域MMSE等化後のBER特性および理論的下界も示す。受信アンテナ本数によらず、Type IIIではType IおよびType IIより優れた特性が得られている。また、 $SF=4$ では、キャンセラの種類によらず $SF=1$ と比較して優れたBER特性が得られている。これは $SF=4$ ではICIキャンセル操作後に、逆拡散をしているからである。Type IIIではICIキャンセラを用いない場合と比較して $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 をおよそ4.2dB低減できる。 $SF=1$ では理論的下界と比較して $BER=10^{-4}$ を満たす所要平均受信 E_b/N_0 が3.7dB劣化しているが、 $SF=4$ では、その劣化を0.7dBまでに小さくできる。また $SF=1$ のとき同様、受信アンテナダイバーシチとの併用が平均BER特性の更なる改善に有効である。Type IIIでは理論的下界からの劣化を0.6dBまでに低減できている。

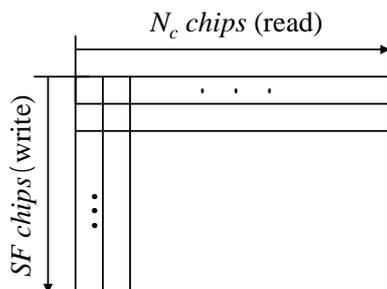


図5 チップインターリーバ

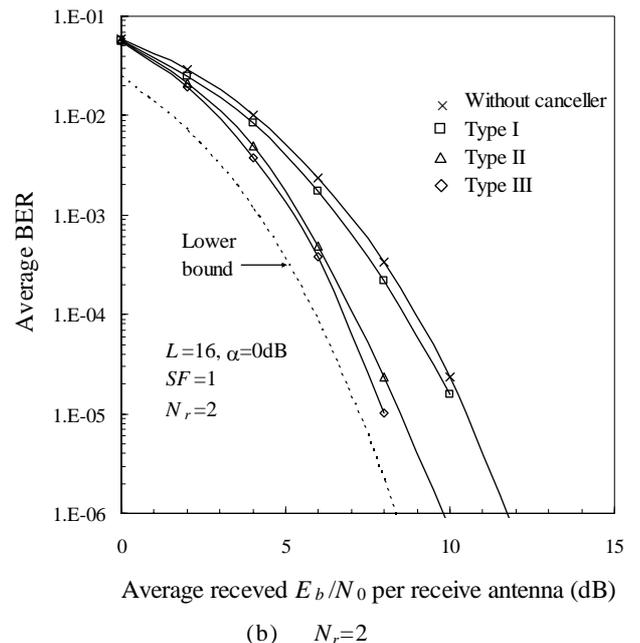
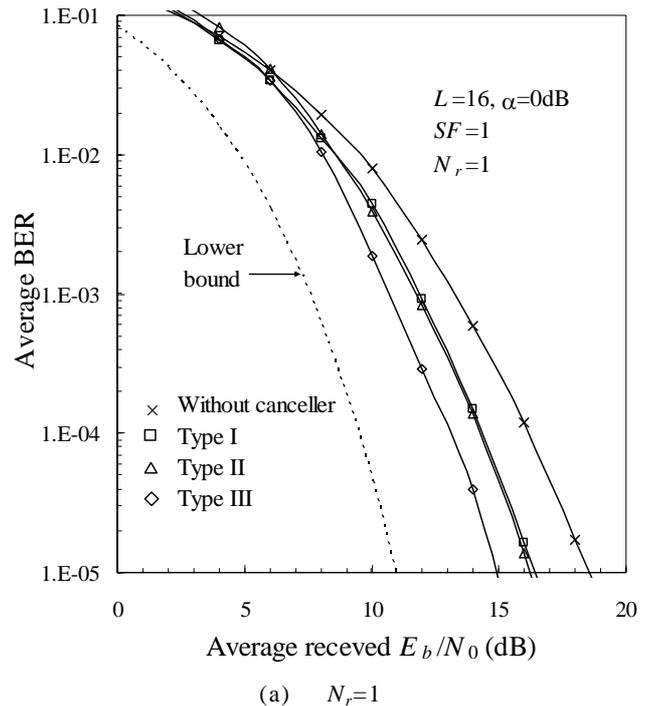
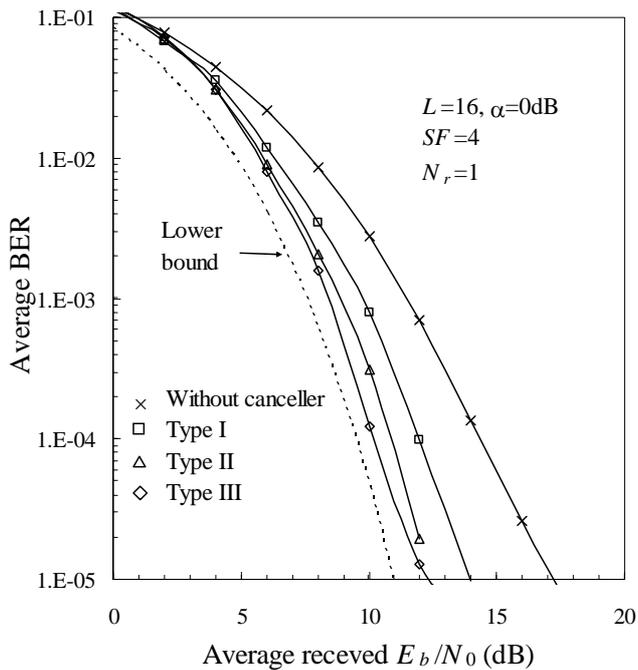
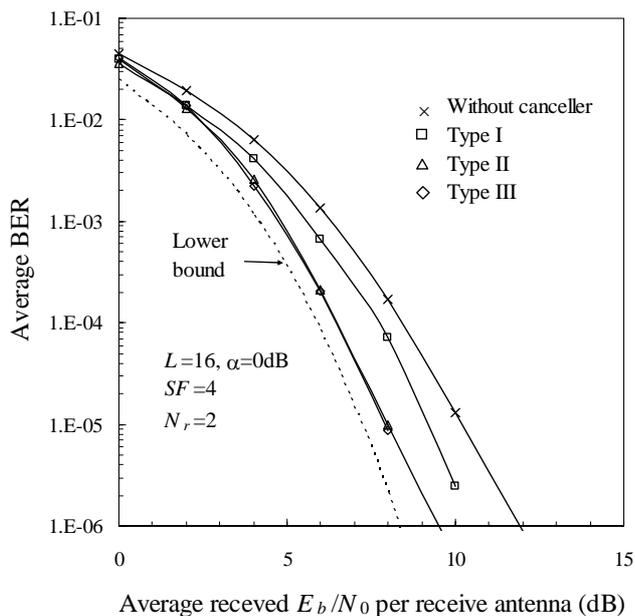


図6 ICIキャンセラを用いるときの平均BER特性 ($SF=1$)



(a) $N_r=1$



(b) $N_r=2$

図7 ICI キャンセラを用いるときの平均 BER 特性 ($SF=4$)

5. むすび

周波数領域等化を用いる DS-CDMA では低拡散率のとき ICI が残留する。これを除去するため、3 種類の ICI キャンセラを提案し、周波数領域等化との併用効果を計算機シミュレーションにより明らかにした。Type III では、Type I により ICI が低減されたチップ系列を Type II キャンセラに入力して再び ICI キャンセルするので、ICI レプリカの精度を高めることができる。この結果、Type III では、Type I および Type II よ

り優れた特性を得ることができる。また、 $SF=4$ では、ICI 除去後に逆拡散するため $SF=1$ と比較して優れた BER 特性が得られた。 $SF=1$ のときの Type III の理論的下界からの劣化は 3.7dB であるが、 $SF=4$ ではその劣化を 0.7dB までに低減できる。また、受信アンテナダイバシティの併用は更なる BER 特性の改善に有効である。 $SF=4$ のとき、Type III では理論的下界からの劣化を 0.6dB までに低減できる。

6. 参考文献

- [1] W. C. Jakes Jr., Ed., *Microwave mobile communications*, Wiley, New York, 1974.
- [2] J. G. Proakis, *Digital communications*, 2nd ed., McGraw-Hill, 1995.
- [3] F. Adachi, M. Sawahashi, and H. Suda, "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications systems," *IEEE Commun. Mag.*, Vol. 36, pp. 56-69, Sept. 1998.
- [4] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA", *IEEE Commun. Mag.*, pp.126-144, Dec. 1997.
- [5] S. Hara and R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, Vol. 48, pp. 1584-1595, Sept. 1999.
- [6] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.
- [7] M. Helard, R. Le Gouable, J.-F. Helard, and J.-Y. Baudais, "Multicarrier CDMA techniques for future wideband wireless networks," *Ann. Telecommun.*, Vol. 56, pp. 260-274, 2001.
- [8] H. Atarashi, S. Abeta, and M. Sawahashi, "Variable spreading factor-orthogonal frequency and code division multiplexing (VSF-OFCDM) for broadband packet wireless access", *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E86-B, No.1, pp.291-299, Jan. 2003.
- [9] F. Adachi, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicarrier DS-CDMA using frequency domain equalisation in frequency-selective fading channel" *Electronics Letters*, Vol. 39, No.2, pp. 239-241, Jan. 2003.
- [10] K. Takeda, T. Itagaki and F. Adachi, "Frequency-domain equalization for antenna diversity reception of DS-CDMA signals," *Proc. 8th International Conference on Cellular and Intelligent Communications (CIC)*, Session B3, Oct. 28~31, Seoul, Korea.
- [11] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal multicarrier DS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *Proc. 6th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC)*, Vol. 1, pp.285-289, Yokosuka, Japan, Oct. 19-22, 2003.
- [12] K. Higuchi, K. Okawa, M. Sawahashi and F. Adachi, "Field experiments on pilot symbol-assisted coherent multistage interference canceller in DS-CDMA reverse link," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E86-B, No.1, pp.191-205, Jan. 2003.