

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

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 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、例え FDE を用いてもユーザ間の直交性が保たれず MAI(multi-access interference)が発生し、誤り率特性が劣化してしまう。そこで本論文では、FDE を用いる DS-CDMA 上りリンクを対象に 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。

キーワード DS-CDMA, 周波数領域等化, MAI, キャンセラ

Multi-stage Frequency-domain MAI Cancellation for DS-CDMA Uplink

Koichi ISHIHARA[†] 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: [†] {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 found 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 orthogonality destruction among users and the BER performance severely degrades. In this paper, we propose frequency-domain MAI cancellation for DS-CDMA uplink and the achievable BER performance is evaluated by computer simulation.

Keyword DS-CDMA, Frequency-domain Equalization (FDE), MAI, Cancellation

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]。第3世代携帯電話では、直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)が用いられている[2]。DS-CDMAでは、複数のパスを分離し、Rake 受信を行うことにより、パスダイバーシチ効果を得て、ビット誤り率(BER)特性を改善することができる。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、送信機の線形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チ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[8-10]。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ネルが異なることからユーザ間の信号の直交性が保たれなくなり、マルチアクセス干渉(MAI: multi-access interference)が発生し、伝送特性が大幅に劣化してしまう[11-13]。そこで、本論文では、周波数領域等化を用いる DS-CDMA に適したマルチステージ型の周波数領域並列干渉キャンセラ(PIC)と周波数領域逐次干渉キャンセラ(SIC)を提案する。

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上りリンク DS-CDMA の伝

送系について述べ、第3章では、提案するマルチステージ周波数領域 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。送信側では、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フレームに分割する。ユーザ $u(u=0\sim U-1)$ のデータシンボル系列を $\{d^u(n); n=0\sim N_c/SF-1\}$ 、拡散率 SF の拡散符号を $\{c^u(t); t=\dots, -1, 0, 1, \dots\}$ 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。チップ系列 $\{s^u(t); t=0\sim N_c-1\}$ の等価低域表現は次式のようになる。

$$s^u(t) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} d^u(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c^u(t) \quad (1)$$

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。図2のように拡散後の N_c 個のチップからなるチップフレームの後尾 N_g 個のチップをコピーしてフレームの先頭にガードインターバル(GI)として挿入して送信する。

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。受信されたチップ系列 $\{r(t)\}$ は次式のように表される。

$$r(t) = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l^u s^u(t - \tau_l^u) + \eta(t) \quad (2)$$

ここで ξ_l^u 、 τ_l^u はそれぞれユーザ u のパス l の複素パス利得および送信タイミングオフセット、 $\eta(t)$ は平均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。 τ_l^u は GI 以内に収まっていると仮定する。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。第 k サブキャリア成分 $R(k)$ は次式で表される。

$$R(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) = \sum_{u=0}^{U-1} H^u(k) S^u(k) + \Pi(k) \quad (3)$$

ここで $S^u(k)$ はユーザ u の送信チップ系列の第 k サブキャリア点における周波数成分、 $H^u(k)$ はチャネル利得、 $\Pi(k)$ は雑音成分を表し、それぞれ次式で与えられる。

$$\begin{cases} S^u(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} s^u(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \\ H^u(k) = \sum_{l=0}^{L-1} \xi_l^u \exp(-j2\pi k \tau_l^u / N_c) \\ \Pi(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} \eta(t) \exp(-j2\pi kt/N_c) \end{cases} \quad (4)$$

次に、干渉をキャンセルして各ユーザの受信データ系列 $\{\tilde{d}_0^u(n); n=0\sim N_c/SF-1\}$ を得る。なお、拡散後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、送受信機で図3のような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。

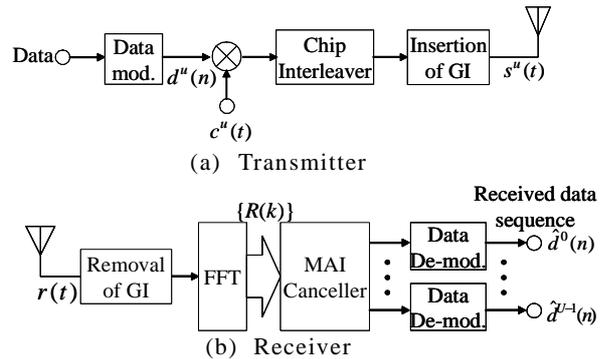


図1 DS-CDMA 送受信系

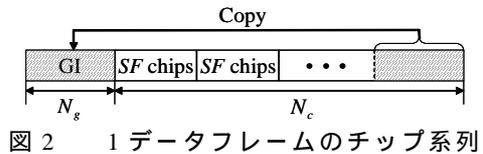


図2 1データフレームのチップ系列

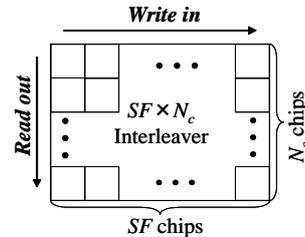


図3 チップインターリーブ

3. マルチステージ周波数領域 MAI キャンセラ

PIC では、まずシングルユーザ型の最小平均二乗誤差規範に基づく周波数領域等化(MMSE-FDE)を用いて全てのユーザのデータを検出し、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、元の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 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。一方 SIC では、等化チャネル利得が大きいユーザのデータをまず MMSE-FDE と復調を行って受信信号レプリカを生成し逐次受信信号から引くことによって干渉を減らし、次にチャ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。また、繰り返し PIC と SIC では以上の操作を繰り返すことで MAI を更に低減し

ている．本論文では，干渉キャンセラ重みにソフト重みを用いるとともに繰り返しの度にそれら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圧している．また MMSE-FDE 重みは残留干渉を考慮した重みとしている．

3.1. PIC

図 4 に周波数領域マルチステージ PIC を示す．初回 ($i=1$) のステージとそれ以降 ($i \geq 2$) に分けて説明する．

3.1.1. 初回 ($i=1$) のステージ

まず，初回のステージでは MMSE-FDE を行う．等化後の信号は次式のように表される．

$$\tilde{S}_1^u(k) = w_{PIC,1}^u(k) R(k) \quad (5)$$

ここで，上りリンク MMSE 重み $w_{PIC,1}^u(k)$ は次式で与えられる [11]．

$$w_{PIC,1}^u(k) = \frac{H^{u*}(k)}{\sum_{u=0}^{U-1} |H^u(k)|^2 + (E_c/N_0)^{-1}} \quad (6)$$

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る． N_c ポイント逆 FFT (IFFT) を $\tilde{S}_1^u(k)$ に適用して時間領域チップ系列 $\tilde{s}_1^u(t)$ に変換し，次式のように逆拡散して軟判定値系列 $\{\tilde{d}_1^u(n); u=0 \sim U-1, n=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る．

$$\tilde{d}_1^u(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{s}_1^u(t) \cdot c^{u*}(t) \quad (7)$$

3.1.2. 第 i ステージ

$i (i \geq 2)$ ステージ目では， $i-1$ ステージ目で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結果 $\bar{d}_i^u(n)$ を次式のように生成する．

$$\bar{d}_i^u(n) = \frac{1}{\sqrt{2}} \tanh(\beta_i \frac{\text{Re}[\tilde{d}_{i-1}^u(n)]}{\sqrt{2E_c/T_c}}) + \frac{j}{\sqrt{2}} \tanh(\beta_i \frac{\text{Im}[\tilde{d}_{i-1}^u(n)]}{\sqrt{2E_c/T_c}}) \quad (8)$$

ここで，

$$\tanh(x) = \frac{\exp(x) - \exp(-x)}{\exp(x) + \exp(-x)} \quad (9)$$

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 周波数成分 $\bar{S}_i^u(k)$ は次式で表される．

$$\bar{S}_i^u(k) = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}} \sum_{t=0}^{N_c-1} \{\tilde{d}_i^u(\lfloor t/SF \rfloor) \cdot c^u(t)\} \exp(-j2\pi kt/N_c) \quad (10)$$

ユーザ u のチャンネル伝達関数を乗算し，レプリカ $\tilde{R}_i^u(k)$ を生成する． $\tilde{R}_i^u(k)$ は次式で与えられる．

$$\tilde{R}_i^u(k) = H^u(k) \bar{S}_i^u(k) \quad (11)$$

次に，全てのユーザの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 $R(k)$ 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 $\bar{R}_i^u(k)$ を得る．

$$\bar{R}_i^u(k) = R(k) - \sum_{\substack{u'=0 \\ u' \neq u}}^{U-1} \tilde{R}_i^{u'}(k) \quad (12)$$

$\bar{R}_i^u(k)$ に次式のように MMSE-FDE を適用する．

$$\tilde{S}_i^u(k) = w_i^u(k) \bar{R}_i^u(k) \quad (13)$$

ここで，MMSE 重み $w_i^u(k)$ は次式で与えられる．

$$w_i^u(k) = \frac{H^{u*}(k)}{|H^u(k)|^2 + (E_c/N_0)^{-1} + \lambda_i} \quad (14)$$

ここで， λ_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ている． N_c ポイント IFFT を $\tilde{S}_i^u(k)$ に適用して時間領域チップ系列 $\tilde{s}_i^u(t)$ に変換し，次式のように逆拡散して軟判定値系列 $\tilde{d}_i^u(n)$ を得る．

$$\tilde{d}_i^u(n) = \frac{1}{SF} \sum_{t=nSF}^{(n+1)SF-1} \tilde{s}_i^u(t) \cdot c^{u*}(t) \quad (15)$$

以上の操作を全ユーザについて並列に行って 1 つのステージとし，繰り返し I 回の操作を行った後，最後に軟判定値系列をシンボル復調して受信データ系列 $\{\hat{d}^u(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ を得る．

3.2. SIC

図 5 に周波数領域マルチステージ SIC を示す．PIC と同様に初回 ($i=1$) のステージとそれ以降 ($i \geq 2$) のステージに分けて説明する．

3.2.1. 初回 ($i=1$) のステージ

まず，各ユーザの等価チャンネル利得 \hat{H}^u を比較し，大きい順にソートする [12]．本論文では一般性を失うことなく次式を仮定する．

$$\hat{H}^0 \geq \hat{H}^1 \geq \dots \geq \hat{H}^u \geq \dots \geq \hat{H}^{U-1} \quad (16)$$

ここで \hat{H}^u は次式で表される．

$$\hat{H}^u = \frac{1}{N_c} \sum_{k=0}^{N_c-1} |H^u(k)|^2 \quad (17)$$

次に、ソートしたユーザ順に FDE とデータ復調を行う。ここではユーザ u のデータ判定について説明する。ユーザ $u-1$ 番目の軟判定値系列 $\tilde{d}_1^{u-1}(n)$ を用いて、ユーザ $u-1$ 番目の仮判定値 $\bar{d}_1^{u-1}(n)$ を式(8)のように生成する。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信号 $\bar{S}_1^{u-1}(k)$ に変換する。その後、ユーザ $u-1$ のチャンネル利得 $H^{u-1}(k)$ を乗算し、受信信号レプリカ $\tilde{R}_1^{u-1}(k)$ を生成する。次に、 $u-2$ 番目までのユーザの干渉を除去した受信信号の周波数成分 $\bar{R}_1^{u-1}(k)$ からユーザ $u-1$ の受信信号レプリカ $\tilde{R}_1^{u-1}(k)$ ($= H^{u-1}(k)\bar{S}_1^{u-1}(k)$) を減算し、 $\bar{R}_1^u(k)$ を次式のように得る。

$$\bar{R}_1^u(k) = \bar{R}_1^{u-1}(k) - \tilde{R}_1^{u-1}(k) \quad (19)$$

$\bar{R}_1^u(k)$ に次式のように MMSE-FDE を適用する。FDE は次式で与えられる。

$$\tilde{S}_1^u(k) = w_{SIC,1}^u(k) \bar{R}_1^u(k) \quad (20)$$

ここで、

$$w_{SIC,1}^u(k) = \frac{H^u(k)}{\sum_{u'=u}^{U-1} |H^{u'}(k)|^2 + (E_c/N_0)^{-1}} \quad (21)$$

N_c ポイント IFFT を $\tilde{S}_1^u(k)$ に適用して時間領域チップ系列 $\tilde{s}_1^u(t)$ に変換し、逆拡散して軟判定値系列 $\tilde{d}_1^u(n)$ を得る。以上の操作をユーザ数 U 回行って第 1 ステージとする。

3.2.2. 第 i ステージ

第 i ($i \geq 2$) ステージでは第 $i-1$ ステージで得られた $u+1 \sim U-1$ 番目のユーザの仮判定シンボル系列 $\{\tilde{d}_{i-1}^{u'}(n); u'=u+1 \sim U-1\}$ および第 i ステージで得られた $0 \sim u-1$ 番目のユーザの仮判定シンボル系列 $\{\tilde{d}_i^{u'}(n); u'=0 \sim u-1\}$ を用いて干渉信号レプリカ $\tilde{R}_i^{u'}(k)$ ($u' \neq u$) を生成し、元の受信信号の周波数成分 $R(k)$ から $\bar{R}_i^u(k)$ を得る。

$$\bar{R}_i^u(k) = R(k) - \left[\sum_{u'=0}^{u-1} H^{u'}(k) \tilde{S}_i^{u'}(k) + \sum_{u'=u+1}^{U-1} H^{u'}(k) \tilde{S}_{i-1}^{u'}(k) \right] \quad (22)$$

$\bar{R}_i^u(k)$ を用いて PIC と同様に式(13)のように MMSE-FDE を行う。 N_c ポイント IFFT を $\tilde{S}_i^u(k)$ に適用して時間領域チップ系列 $\tilde{s}_i^u(t)$ に変換し、式(15)のように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順番に行って 1 つのステージとする。以上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 $\{\hat{d}^u(n); n=0 \sim N_c/SF-1\}$ 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ンネルは、16 パス ($L=16$) の等電力な遅延プロファイル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ン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ン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されているものとした。

表 1 計算機シミュレーション諸元

	Modulation	QPSK
	Transmitter	Number of FFT points
GI length		$N_g=32$
Spreading sequence		Long PN sequence
Spreading Factor		$SF=16$
Number of users		$U=8, 12, 16$
Channel	Fading	Frequency-selective Block Rayleigh fading
	Number of paths	$L=16$ path
	Power delay profile	Uniform
Receiver	Frequency-domain Equalization	MMSE
	Channel estimation	Ideal

4.1. 平均 BER 特性

図 6 および 7 にステージ毎の平均 BER 特性を示す。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 キャンセラを用いない時の BER 特性[11]も示している。周波数領域マルチステージ PIC または SIC 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。ユーザ数が少ないとき ($U/SF=0.5$)、PIC および SIC では $i=4$ または 5 ステージ目で MAI が十分軽減でき、PIC と SIC でほとんど同じ BER 特性が得られている。しかし、ユーザ数が増えると ($U/SF=1$)、PIC ではデータの誤判定による誤り伝播が起きてしまうため、BER 特性がほとんど改善されない。ところが、SIC では逐次的に仮判定データを更新するため MAI を低減できるので、 $U/SF=1$ であっても BER 特性を大きく改善できる。SIC では、 $U/SF=0.75(1)$ でも $i=5(6)$ 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. おわりに

DS-CDMA 上りリンクにおける周波数領域マルチステージ PIC および SIC を提案し、その平均 BER 特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。本論文で得られた結果をまとめると以下ようになる。

- ・ユーザ数が少ないとき ($U/SF=0.5$)、PIC(SIC) では $i=5(4)$ 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。
- ・ユーザ数が増える ($U/SF=0.75, 1$) と、PIC では誤り伝播により特性改善が得られないが、SIC では $i=5(6)$ ステージ目で MAI が十分低減でき、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] 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, T. Sao, and T. Itagaki, "Performance of multicarrier DS-SS-CDMA using frequency domain

equalization in a frequency selective fading channel," *Electronics letters*, Vol.39, No.2, pp.239-241, Jan. 2003.

- [9] F. Adachi and K. Takeda, "Bit error rate analysis of DS-SS-CDMA with joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E87-B, No.10, pp.2991-3002, Oct. 2004.
- [10] T. Itagaki and F. Adachi, "Joint frequency-domain equalization and antenna diversity combining for orthogonal multicarrier DS-SS-CDMA signal transmissions in a frequency-selective fading channel," *IEICE Trans. Commun.*, Vol.E87-B, No.7, pp.1954-1963, July 2004.
- [11] K. Takeda and F. Adachi, "MMSE Frequency-domain Equalization Combined with Space-time Transmit Diversity and Antenna Receive Diversity for DS-SS-CDMA," *Proc. 59th IEEE Vehicular Technology Conference (VTC)*, Milan, Italy, May 2004.
- [12] F. Berggren and S. B. Slimane, "Linear successive interference cancellation in DS-SS-CDMA systems," *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, Vol.3, pp.847-859, 2003.
- [13] 津村茂彦, 原嘉孝, 原晋介, "上り回線における MC-SS-CDMA 方式と CP-SS-CDMA 方式の特性比較," *信学技報*, RCS2003-154, pp.101-106, May 2004.

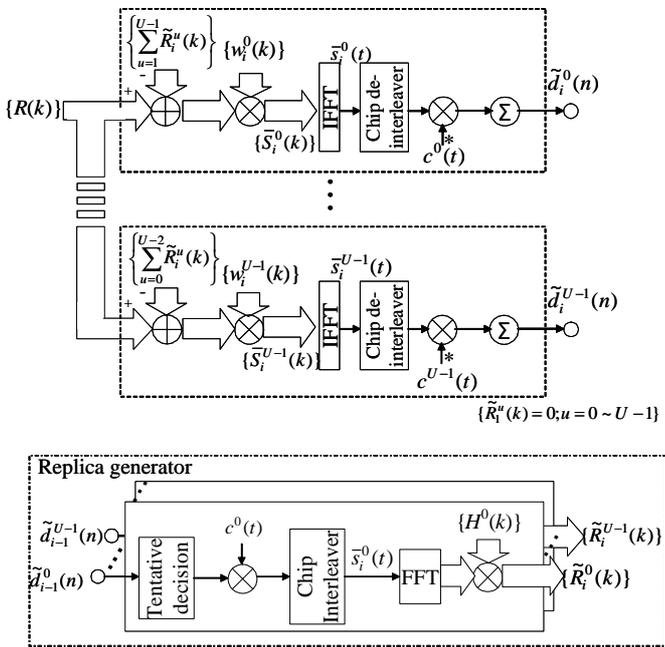


図 4 周波数領域マルチステージ PIC の第 i 番目のステージのキャンセル処理

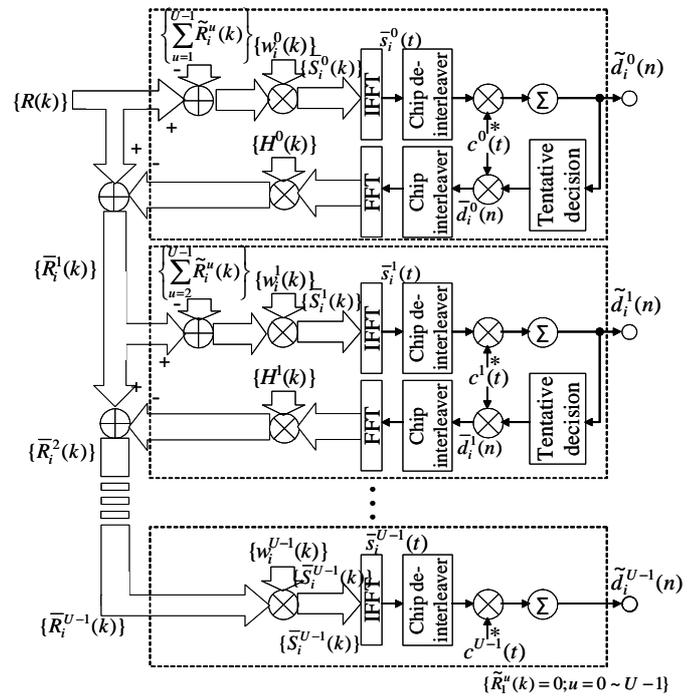
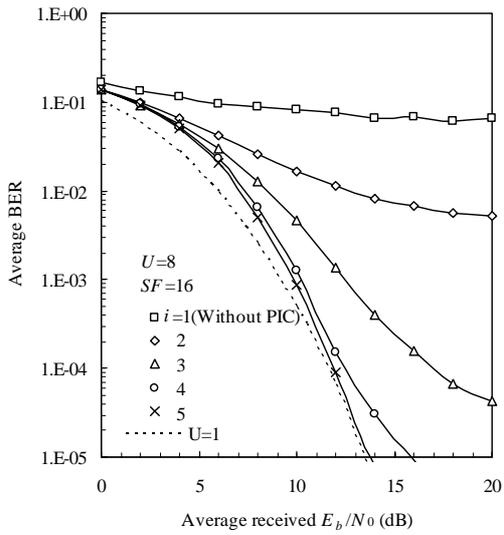
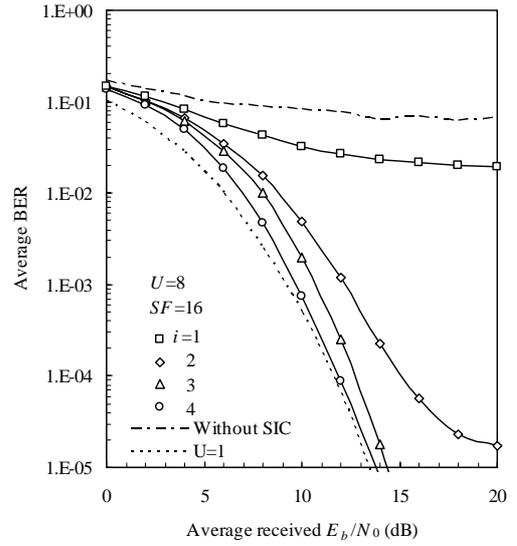


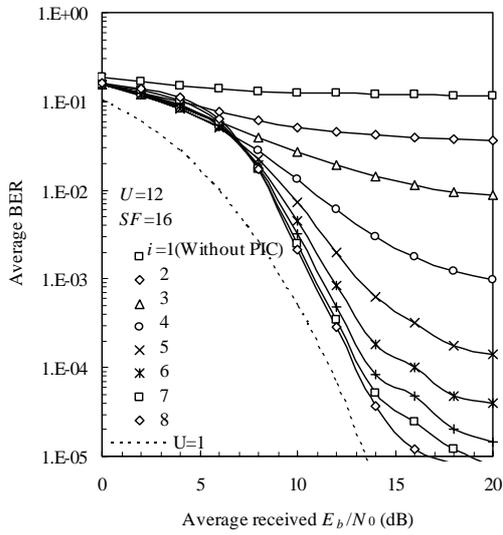
図 5 周波数領域マルチステージ SIC の第 i 番目のステージのキャンセル処理



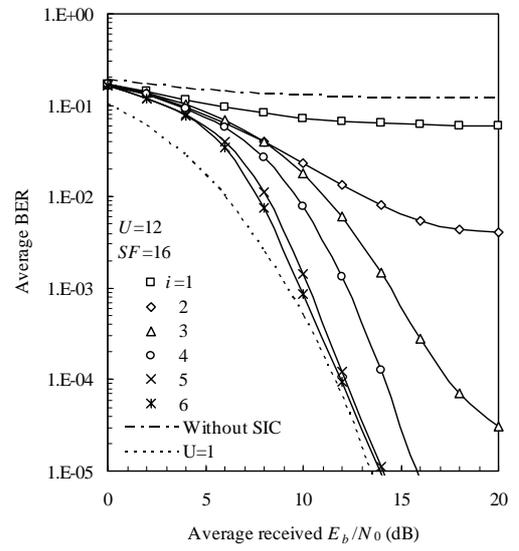
(a) $U=8$



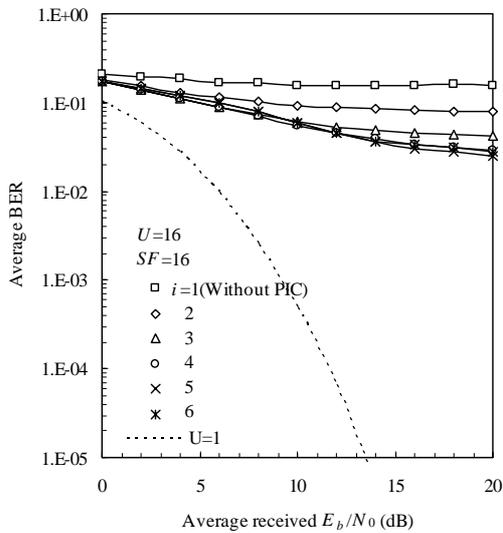
(a) $U=8$



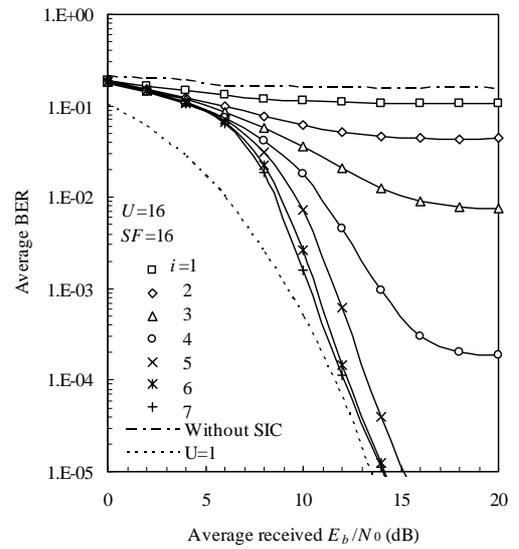
(b) $U=12$



(b) $U=12$



(c) $U=16$



(c) $U=16$

図6 周波数領域マルチステージPICの平均BER特性

図7 周波数領域マルチステージSICの平均BER特性