

MC-CDMA の送信電力制御を用いた 下り回線における干渉キャンセラ

秋田 憲二[†] 須山 聡[†] 府川 和彦[†] 鈴木 博[†]

[†] 東京工業大学 〒152-8550 東京都目黒区大岡山 2-12-1

E-mail: †{akiken,ssuyama,fukawa,suzuki}@radio.ss.titech.ac.jp

あらまし 本報告では、MC-CDMA 方式の下り回線での使用を目的とした新しい2種類の干渉キャンセラを提案する。1つはサブキャリア信号成分を線形合成する線形干渉キャンセラであり、MMSE 規範の重み係数導出に必要な伝達関数を、提案方式である周波数相関により推定するものである。もう1つはマルチステージ形干渉キャンセラであり、他ユーザ信号レプリカを受信電力の高い順に各サブキャリア信号成分から順次差し引くもので、この減算結果を線形合成することにより所望ユーザの信号判定を行うものである。このマルチステージ形干渉キャンセラは重み係数推定を簡略化することにより、提案する線形干渉キャンセラに較べて演算量のオーダを一桁小さくすることができる。さらに、送信電力制御が理想的に動作する条件の下で計算機シミュレーションを行い、提案方式は簡略化重み係数推定を用いた従来の線形合成形干渉キャンセラと較べて誤り率特性を改善でき、特に提案するマルチステージ干渉キャンセラは改善効果が大きいことを明らかにする。

キーワード 移動通信, MC-CDMA, MMSE, 線形干渉キャンセラ, マルチステージ形干渉キャンセラ, 送信電力制御

New Interference Cancellers for Downlink MC-CDMA with Transmit Power Control

Kenji AKITA[†], Satoshi SUYAMA[†], Kazuhiko FUKAWA[†], and Hiroshi SUZUKI[†]

[†] Tokyo Institute of Technology 2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo, 152-8550 Japan

E-mail: †{akiken,ssuyama,fukawa,suzuki}@radio.ss.titech.ac.jp

Abstract This report proposes new two interference cancellers that are suitable for the downlink in MC-CDMA mobile radio communication systems. One is a linear interference canceller that combines the sub-carrier components multiplied by the weights. By using a proposed correlation method in the frequency domain, the proposed canceller estimates a channel transfer function that is necessary to obtain the MMSE based weights. The other is a multi-stage interference canceller that subtracts other users' signal replicas from the sub-carrier components in order of the received power strength, which then combines the residual ones multiplied by the weights so as to detect the desired user's signals. The proposed multi-stage interference canceller can reduce its computational complexity by employing the conventional low-complexity weight estimation, which achieves one less order of the complexity than that of the proposed linear one. Computer simulations under perfect transmit power control conditions demonstrate that the proposed schemes are superior in the BER performances to the conventional linear one employing the low-complexity weight estimation, and that the proposed multi-stage one outperforms the others drastically.

Key words Mobile Radio Communication, MC-CDMA, MMSE, Linear Interference Canceller, Multi-Stage Interference Canceller, Transmit Power Control

1. はじめに

近年、インターネットの爆発的な普及に伴い、移動通信下り回線においても大容量データのダウンロードを可能とする 100Mbps 程度の高速伝送が望まれている。これを可能とする移動通信方式として、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplex) を拡張した MC-CDMA(Multicarrier Code Division Multiple Access) 方式が注目を集め各所で研究が行われている [1]- [3]。

この MC-CDMA 方式は各ユーザに直交性の優れた拡散符号を割り当てるため、フラットな伝送路においてはユーザ間の直交性が保たれている。しかし、周波数選択性フェージング条件下ではこの直交性が崩れ、他ユーザ干渉 (MAI:Multiple Access Interference) が発生し伝送特性が大幅に劣化してしまう。この劣化を補償する技術として、受信側で各サブキャリア信号に重み係数を乗算することにより実質的に伝送路をフラットにする線形合成があり、MMSE(Minimum Mean Squared Error) 規範に基づく最適重み係数推定 [5]- [6]、演算量を削減した簡略化重み係数推定 [1]- [2] が知られている。

上記の重み係数の MMSE 推定は、短いパイロットシンボル区間で収束させなくてはならない。文献 [6] ではこの問題を解決する為、時間領域において送信信号と受信信号の相関演算を行うことにより伝送路のインパルス応答を求め、これをフーリエ変換することにより重み係数導出に必要な伝送路の伝達関数を求めている。本報告ではこの操作と等価であるが、周波数領域で相関演算により伝達関数を求め、さらに雑音抑圧の為に時間領域でインパルス応答を求めてから、フーリエ変換により伝達関数を求める方法を提案する。この提案手法では [6] の手法よりも大幅に演算量削減が可能となる。

さらに、本報告ではさらなる伝送特性向上を目指し、マルチステージ形干渉キャンセラを提案する。これは受信電力の高い順に他ユーザ信号レプリカを各マルチキャリア信号成分から順次差し引き、この減算結果を線形合成することで所望ユーザの信号判定を行うものである。このマルチステージ形干渉キャンセラは簡略化重み係数推定を用いることにより、上記提案の線形干渉キャンセラよりも演算量のオーダを一桁小さくすることが可能である。本報告では、送信電力制御が理想的に動作する条件下で 1 セル環境でのシミュレーションを行い、提案方式の基本伝送特性を明らかにする。

2. システムモデル

2.1 MC-CDMA 方式の送受信機構成

MC-CDMA 方式の送信機構成を図 1 に示す。なお、同一周波数帯を K ユーザが同時に使用するものとし、同図は第 k ($1 \leq k \leq K$) ユーザのものとする。まず、第 k ユーザの時刻 iT (T は変調のシンボル周期) における複素シンボル $d_k(i)$ は、 N_c 個の複製が作られ、それぞれ第 k ユーザの拡散符号 $c_k(\ell)$ ($0 \leq \ell \leq N_c - 1$) が乗算される。さらにこれらの信号は、OFDM の各サブキャリアの変調信号として、サブキャリアの搬送波を乗算された後合成される。この操作は IFFT で実現で

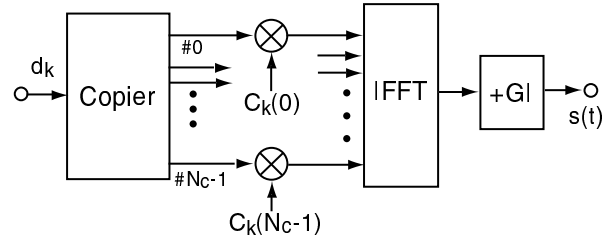


図 1 MC-CDMA 方式の送信機構成

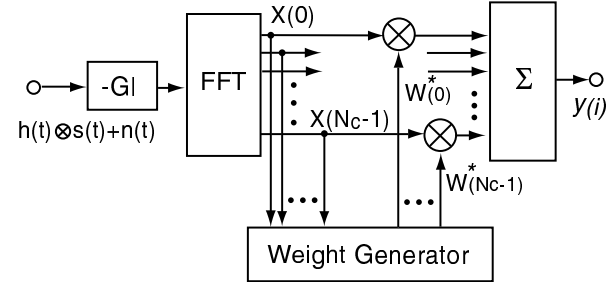


図 2 MC-CDMA 方式の受信機構成

き、マルチパス伝搬環境における遅延波による劣化を補償する為ガードインターバルが挿入された後、出力される。なお、拡散符号は相互相関値が 0 となるウォルシュアダマール符号 (Walsh Hadamard codes) が通常用いられる。

次に、図 2 に、線形干渉キャンセラを用いた第 k ユーザの信号を検出する受信機の構成を示す。受信信号からガードインターバルを差し引いた後、各サブキャリア信号成分に分離するため FFT 処理を行う。時刻 iT における第 ℓ サブキャリアの受信信号を $x_\ell(i)$ とする。この $x_\ell(i)$ は

$$x_\ell(i) = \sum_{k=1}^K H_k(\ell) \sqrt{P_k} c_k(\ell) d_k(i) + n_\ell(i) \quad (1)$$

と表すことができる。ここで、 $H_k(\ell)$ は第 k ユーザの第 ℓ サブキャリア周波数における伝達関数、 P_k は第 k ユーザの送信信号電力、 $n_\ell(i)$ は第 ℓ サブキャリアにおける平均電力 σ_n^2 のガウス雑音である。なお、本報告では MC-CDMA 方式の下りリンクを想定しているので各ユーザの伝達関数 $H_k(\ell)$ は全て同一となり、 $H_k(\ell) = H(\ell)$ となる。

受信機で FFT 処理された信号は、第 k ユーザの拡散符号を乗算された後に重み付け合成される。本報告では拡散符号を重み係数に含めた形で議論を行うとする。上述の合成信号 $y(i)$ はベクトルを用いて

$$y(i) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{x}(i) \quad (2)$$

と表すことができる。ここで \mathbf{w}_k と $\mathbf{x}(i)$ は以下で定める N_c 次元重み係数ベクトル及び N_c 次元信号ベクトルである。

$$\mathbf{w}_k^H = [w_k^*(0) \ w_k^*(1) \ \cdots \ w_k^*(N_c - 1)] \quad (3)$$

$$\mathbf{x}^H(i) = [x_0^*(i) \ x_1^*(i) \ \cdots \ x_{N_c-1}^*(i)] \quad (4)$$

なお H と $*$ はそれぞれ複素共役転置及び複素共役を表す。

2.2 パケット構成

パケットの構成を図3に示す[8]-[9]。共通パイロット区間では全ユーザ共通の拡散符号でパイロット信号が送信される。また、個別パイロット区間及びデータ区間では個別の拡散符号で送信される。ただし、共通パイロット区間、個別パイロット区間及びデータ区間における送信電力の総和は一定になるように制御する。受信側では、共通パイロット区間において総送信電力を含む形でのチャネル推定及び雑音電力推定を行い、個別パイロット区間において総送信電力对各ユーザの信号電力比の推定を行う。

2.3 送信電力制御

移動受信端末の受信電力はシャドーイングと距離減衰によって大幅に変動することが知られている[7]。そこで、基地局ではシャドーイングと距離減衰を考慮に入れて送信電力制御を行い、全ユーザの平均受信電力が一定になるように送信電力を制御する。

3. 線形干渉キャンセラ

本節では、図2に示した線形干渉キャンセラに関して、その重み係数推定、チャネル推定、雑音電力推定、並びにユーザの電力推定について述べる。

3.1 重み係数の最小2乗推定

まず、重み係数の簡略化最小2乗推定値を次式に示す[1]-[2]。

$$w_k(\ell) = \frac{\sqrt{P_k} H(\ell) c_k(\ell)}{\sum_{k=1}^K P_k |H(\ell)|^2 + \sigma_n^2} \quad (5)$$

この重み係数は、最小2乗法による導出過程において伝送路の伝達関数が各サブキャリア間で無相関であると近似している。

以下では、重み係数の厳密な最小2乗推定値を導出する。任意のユーザの複素シンボル $d(i)$ と合成信号 $y(i)$ との差を最小2乗法の誤差信号 $e(i)$ とすると、評価関数 $J(i)$ は

$$J(i) = E[|e(i)|^2] = E[|d(i) - y(i)|^2] \quad (6)$$

と定義できる。なお、 $E[\cdot]$ はアンサンブル平均を表す。さらに、(6)に(2)を代入し、評価関数 $J(i)$ を最小にする重み係数 \mathbf{w} を $\hat{\mathbf{w}}$ とすると、 $\hat{\mathbf{w}}$ は

$$\hat{\mathbf{w}} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xd} \quad (7)$$

となる[10]。ただし、 \mathbf{R}_{xx} 、 \mathbf{r}_{xd} はそれぞれ以下に定める $N_c \times N_c$ の自己相関行列及び N_c 次元相互相関ベクトルである。

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(i)\mathbf{x}^H(i)] \quad (8)$$

$$\mathbf{r}_{xd} = E[\mathbf{x}(i)d^*(i)] \quad (9)$$

次に、 \mathbf{R}_{xx} 、 \mathbf{r}_{xd} について具体的な表式を求めるために、受信信号ベクトル $\mathbf{x}(i)$ を次式のように表す。

$$\mathbf{x}(i) = \sum_{k=1}^K \mathbf{H} \sqrt{P_k} \mathbf{c}_k d_k(i) + \mathbf{n}(i) \quad (10)$$

ただし、 \mathbf{H} は $N_c \times N_c$ の伝達関数行列、 \mathbf{c}_k は第 k ユーザの N_c 次元拡散符号ベクトル、及び $\mathbf{n}(i)$ は N_c 次元雑音ベクトルであり

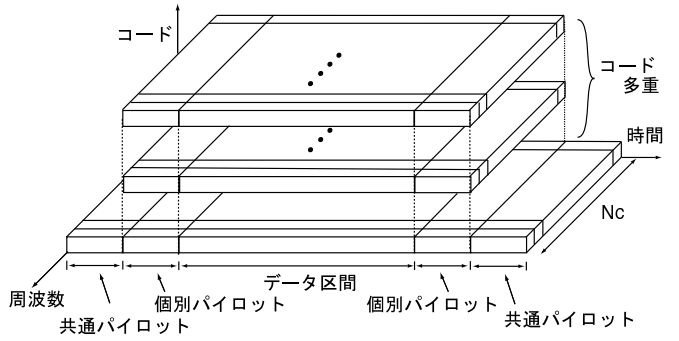


図3 パケット構成

$$\mathbf{H} = \text{diag}[H(0) \ H(1) \ \dots \ H(N_c - 1)] \quad (11)$$

$$\mathbf{c}_k^H(i) = [c_k^*(0) \ c_k^*(1) \ \dots \ c_k^*(N_c - 1)] \quad (12)$$

$$\mathbf{n}^H(i) = [n_0^*(i) \ n_1^*(i) \ \dots \ n_{N_c-1}^*(i)] \quad (13)$$

と定める。

第 k' ユーザを所望ユーザとした場合、即ち $d(i) = d_{k'}(i)$ の場合の \mathbf{R}_{xx} 、 \mathbf{r}_{xd} は、(10)を(8)と(9)に代入して

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{x}(i)\mathbf{x}^H(i)] = \sum_{k=1}^K P_k \mathbf{H} \mathbf{c}_k \mathbf{c}_k^H \mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (14)$$

$$\mathbf{r}_{xd} = E[\mathbf{x}(i)d_{k'}^*(i)] = \mathbf{H} \sqrt{P_{k'}} \mathbf{c}_{k'} \quad (15)$$

となる。ここで \mathbf{I} は $N_c \times N_c$ の単位行列である。また、上記の式の導出には以下の条件を用いた。

$$E[d_{k_1}(i)d_{k_2}^*(i)] = \delta_{k_1, k_2} \quad (16)$$

$$E[n_{\ell_1}(i)n_{\ell_2}^*(i)] = \sigma_n^2 \delta_{\ell_1, \ell_2} \quad (17)$$

この \mathbf{R}_{xx} 、 \mathbf{r}_{xd} を(7)に代入することで、最小2乗解、即ち SINR を最大にする重み係数 $\hat{\mathbf{w}}_{k'}$ は次式のように表すことができる[5]。

$$\hat{\mathbf{w}}_{k'} = \left(\sum_{k=1}^K P_k \mathbf{H} \mathbf{c}_k \mathbf{c}_k^H \mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H} \sqrt{P_{k'}} \mathbf{c}_{k'} \quad (18)$$

3.2 チャネル推定

重み係数の最小2乗推定値には伝送路の伝達関数が必要になる。そこで、共通パイロット区間において、提案方式である周波数相関による推定を行う。

共通パイロット区間においては、全ユーザ共通の拡散符号 $c(\ell)$ と複素シンボル $d(\ell)$ で送信され、送信電力は個別パイロット区間における送信電力の総和 $P_s = \sum_{k=1}^K P_k$ となる。従って共通パイロット区間での第 ℓ サブキャリアの受信信号は

$$x_\ell(i) = \sqrt{P_s} H(\ell) c(\ell) d(i) + n_\ell(i) \quad (19)$$

となる。この受信信号と既知の拡散符号及び変調信号との相互相関を、共通パイロット区間で計算することによって総電力を含む伝送路の推定を行うことができる。数式で表すと以下のようになる。

$$\sqrt{P_s} \hat{H}(\ell) = N_p^{-1} \sum_{i=1}^{N_p} x_\ell(i) c^*(\ell) d^*(i) \quad (20)$$

ここで、 N_p は共通パイロットのシンボル数で $|c(\ell)|^2 = 1$ とした。

このようにして求めた伝送路の伝達関数は、雑音の平均化が十分でないので推定精度が悪化してしまう。そこで、雑音抑圧のために提案方式である周波数相関により求めた伝達関数を時間領域のインパルス応答へ変換する。これについて以下説明する。

まず、(20) に (19) を代入すると

$$\sqrt{P_s}\hat{H}(\ell) = \sqrt{P_s}H(\ell) + N_p^{-1} \sum_{i=1}^{N_p} n_\ell(i)c^*(\ell)d^*(\ell) \quad (21)$$

となる。ここで、多重波伝播路のパス数を M 、第 m ($0 \leq m \leq M-1$) パスの複素包絡線 h_m 、その遅延時間を $\frac{m}{N_c\Delta f}$ (Δf はサブキャリアの周波数間隔) とすると、 $H(\ell)$ は

$$H(\ell) = \sum_{m=0}^{M-1} h_m \exp\left(-j\frac{2\pi\ell m}{N_c}\right) \quad (22)$$

と表すことができ、さらにベクトル表示すると

$$H(\ell) = \mathbf{h}^H \mathbf{a}(\ell) \quad (23)$$

となる。ここで \mathbf{h} と \mathbf{a} は以下に定める M 次ベクトルである。

$$\mathbf{h}^H = [h_0 \ h_1 \ \cdots \ h_{M-1}] \quad (24)$$

$$\mathbf{a}^H(\ell) = \left[1 \ \exp\left(j\frac{2\pi\ell}{N_c}\right) \ \cdots \ \exp\left[j\frac{2\pi\ell(M-1)}{N_c}\right] \right] \quad (25)$$

(23) を (21) に代入して、雑音を平均化するため最小 2 乗法により \mathbf{h} を推定する。この評価関数を \tilde{J} とし、

$$\tilde{J} = \sum_{\ell=0}^{N_c-1} |\sqrt{P_s}\hat{H}(\ell) - \sqrt{P_s}\mathbf{h}^H(\ell)\mathbf{a}(\ell)|^2 \quad (26)$$

と定める。この評価関数 \tilde{J} を最小にする \mathbf{h} を $\hat{\mathbf{h}}$ とすると、 $\hat{\mathbf{h}}$ は

$$\begin{aligned} \sqrt{P_s}\hat{\mathbf{h}} &= \left(\sum_{\ell=0}^{N_c-1} \mathbf{a}(\ell)\mathbf{a}^H(\ell) \right)^{-1} \sum_{\ell=0}^{N_c-1} \sqrt{P_s}\hat{H}^*(\ell)\mathbf{a}(\ell) \\ &= \frac{1}{N_c} \sum_{\ell=0}^{N_c-1} \sqrt{P_s}\hat{H}^*(\ell)\mathbf{a}(\ell) \end{aligned} \quad (27)$$

となる [10]。この操作は逆フーリエ変換に相当する。 $\hat{\mathbf{h}}$ をフーリエ変換することで伝達関数を求めれば、雑音が抑圧された推定値が求まる。この伝達関数の推定値を $\tilde{H}(\ell)$ とすると

$$\sqrt{P_s}\tilde{H}(\ell) = \sqrt{P_s}\hat{\mathbf{h}}^H \mathbf{a}(\ell) \quad (28)$$

と表すことができる。この様に推定にはフーリエ変換と逆フーリエ変換の操作が必要となるが、FFT と IFFT を用いれば演算量を大幅に削減することができる。

3.3 雑音電力推定

重み係数の導出に必要な雑音電力は、推定した伝達関数と既知のパイロット信号を用いて受信信号のレプリカを作り、受信信号との差から推定する。受信信号は (19) で表されるので、受信信号のレプリカ $\hat{x}_\ell(i)$ を

$$\hat{x}_\ell(i) = \tilde{H}(\ell)\sqrt{P_s}c(\ell)d(i) \quad (29)$$

とする。推定雑音電力 $\hat{\sigma}_n^2$ は以下のように (19) とレプリカの差を全サブキャリアで平均して求める。

$$\hat{\sigma}_n^2 = (N_p N_c)^{-1} \sum_{i=1}^{N_p} \sum_{\ell=0}^{N_c-1} |x_\ell(i) - \hat{x}_\ell(i)|^2 \quad (30)$$

3.4 ユーザの電力推定

重み係数の導出に必要なユーザごとの電力比の推定は、個別パイロット区間で行う。 $\sqrt{P_k}/\sqrt{P_s}$ の推定値を $\hat{\beta}_k$ とすると、 $\hat{\beta}_k$ は以下のようにして求める。

$$\hat{\beta}_k = (N_{I_p} N_c)^{-1} \sum_{i=N_p+1}^{N_p+N_{I_p}} \sum_{\ell=0}^{N_c-1} \frac{x_\ell(i)c_k^*(\ell)d_k^*(i)\sqrt{P_s}\tilde{H}^*(\ell)}{P_s|\tilde{H}(\ell)|^2} \quad (31)$$

ここで、 N_{I_p} は個別パイロットのシンボル数である。

4. マルチステージ形干渉キャンセラ

提案するマルチステージ形干渉キャンセラの構成を図 4 に示す。受信信号に他ユーザ用の重み係数を乗算することで合成信号を生成し、その合成信号を検波することで他ユーザの判定信号を得る。次に、その判定信号を用いて他ユーザのレプリカ信号を生成し、受信信号からそのレプリカ信号を差し引くことで MAI を取り除く。所望ユーザより大きな信号電力を持つユーザについて、上記の操作を受信電力の大きいユーザから繰り返し行うことで MAI を抑圧した受信信号を得ることができる。最後に、所望ユーザの重み係数で信号を合成し検波する。なお、各ユーザの重み係数としては最小 2 乗推定における (5) と (18) が考えられるが、演算量が少ない (5) の重み係数を用いることにする。

以下では、マルチステージ形干渉キャンセラの動作について数式を用いて説明する。なお、ユーザ番号は受信電力の小さい順に付与するものとする。第 k' ユーザの信号検波を考えると、その重み係数 $w_{k'}$ は

$$w_{k'}(\ell) = \frac{\sqrt{P_{k'}}\tilde{H}(\ell)c_{k'}(\ell)}{\sum_{k=1}^{k'} P_k |\tilde{H}(\ell)|^2 + \hat{\sigma}_n^2}$$

となる。このとき合成信号 $y_{k'}$ は

$$y_{k'} = \mathbf{w}_{k'}^H \mathbf{x}_{k'} \quad (32)$$

となる。なお、 $\mathbf{x}_{k'}(i)$ は第 $k'+1$ ユーザまでの受信信号レプリカを取り除いた受信信号ベクトルである。ただし、初期状態として $\mathbf{x}_K(i) = \mathbf{x}(i)$ とする。また、 $\mathbf{w}_{k'}$ は $w_{k'}(\ell)$ を要素とする N_c 次元ベクトルである。第 k' ユーザの受信信号レプリカは、 $\hat{d}_{k'}(i)$ を合成信号 $y_{k'}$ の信号判定値とすると

$$\hat{\mathbf{x}}_{k'}(i) = \sqrt{P_{k'}}\tilde{\mathbf{H}}_{k'}\hat{d}_{k'}(i) \quad (33)$$

となり、受信信号ベクトルから差し引くことで第 $k'-1$ ユーザの受信信号ベクトルは

$$\mathbf{x}_{k'-1}(i) = \mathbf{x}_{k'}(i) - \hat{\mathbf{x}}_{k'}(i) \quad (34)$$

となる。ここで、 $\sqrt{P_{k'}}\tilde{\mathbf{H}}$ は伝達関数の推定値 $\hat{\beta}_{k'}\sqrt{P_s}\tilde{H}(\ell)$ を対角要素とする対角行列である。

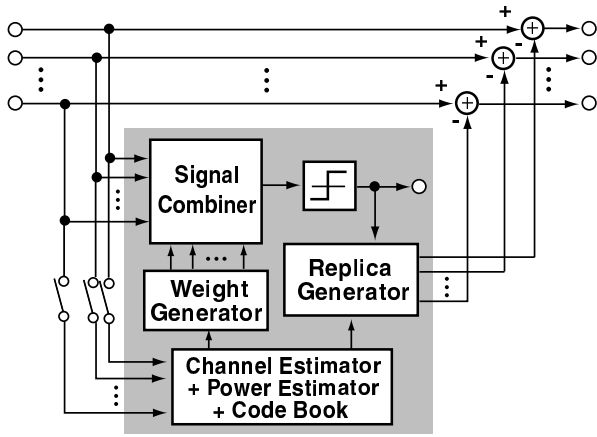


図4 マルチステージ形干渉キャンセラの構成

表1 シミュレーション諸元

伝送帯域	80 MHz
1 パケットのシンボル数	64 シンボル
共通パイロットシンボル数	前後 1 シンボル (計 2 シンボル)
個別パイロットシンボル数	前後 1 シンボル (計 2 シンボル)
変調方式	QPSK
サブキャリア数	512
FFT ポイント数	512 ポイント
ガードインターバル長	128 ポイント
伝送路モデル	等レベル 2 パスレイリー
遅延波の遅延量	100 ポイント
ドップラー周波数 f_D	0 Hz
拡散符号長	32

5. 計算機シミュレーション

5.1 シミュレーション条件

本提案方式の特性を明らかにするため、計算機シミュレーションを行った。そのシミュレーション諸元を表1に示す。なお、各ユーザの送信電力は理想的な送信電力制御のもとで制御され、受信電力の変動は4乗則に基づく距離減衰と平均0.0、分散8.0の対数正規分布に基づくシャドーイングとした。また、1セル構成を考え、セルの半径を1.0と規格化し、他ユーザを一様分布に配置した。

5.2 誤り率特性

所望ユーザを基地局から距離0.1に配置し、多重ユーザ数を8, 32としたときの平均誤り率特性を図5及び6に示す。図から多重ユーザ数が少ないときには、厳密な最小2乗合成、マルチステージ形干渉キャンセラともにMAIを抑制することができるが、ユーザ数が増えると厳密な最小2乗合成は簡略化最小2乗合成と同等のMAI抑制しかできなくなるのに対し、マルチステージ形干渉キャンセラはユーザ数によらずMAIを抑制できることが分かる。

所望ユーザを基地局から距離0.85に配置し、多重ユーザ数を8, 32としたときの平均誤り率特性を図7及び8に示す。所望ユーザが基地局から遠いときには、所望ユーザに比べ他ユーザの受信電力が小さくなるため、マルチステージ形干渉キャンセラは受信信号レプリカの減算をあまり行わずユーザ数が増加しても厳密な最小2乗合成とほぼ同等の特性しか得られない。

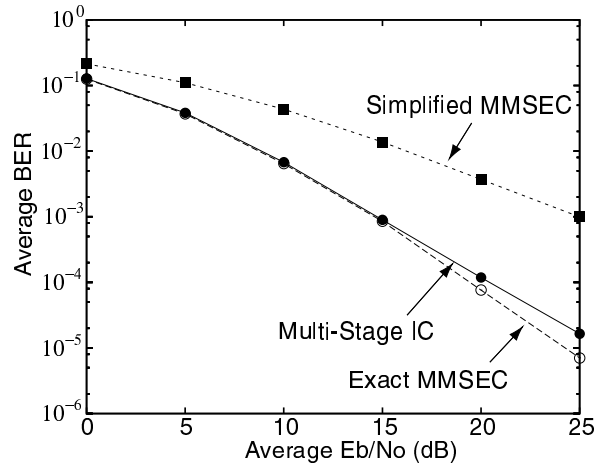


図5 基地局から近いユーザの誤り率特性 (8 ユーザ)

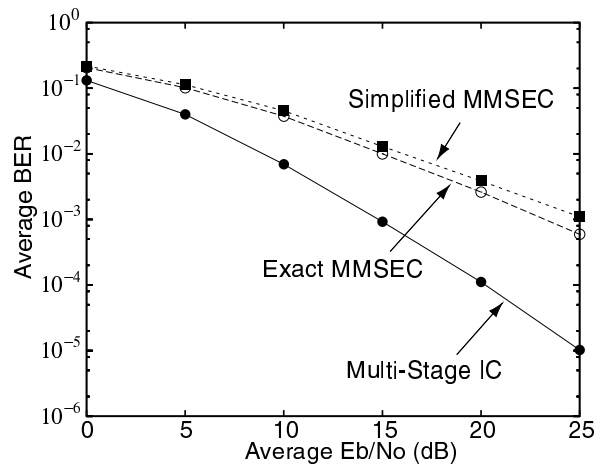


図6 基地局から近いユーザの誤り率特性 (32 ユーザ)

最後に、所望ユーザをセル内で一様分布し、多重ユーザ数を8, 32としたときの平均誤り率特性を図9及び10に示す。図からマルチステージ形干渉キャンセラは多重ユーザ数が多い状況でのMAI抑圧効果が大きく、従来の簡略化重み係数を用いた線形合成よりも誤り率 10^{-3} で7dB程度の改善が見られる。

6. 演算量の比較

厳密な最小2乗合成とマルチステージ形干渉キャンセラについて演算量を比較する。ただし、演算量とは合成を行うために必要な乗算回数とする。

まず、厳密な最小2乗合成における重み係数の導出には(18)から分かるように、逆行列の導出が不可欠である。逆行列の導出の際には、一般的に N_c^3 のオーダーの演算が必要であるが、逆行列の補助定理[10]を用いて逆行列を更新することで1回の更新に N_c^2 のオーダー、つまり全体で KN_c^2 のオーダーの演算量で重み係数を導出することができる。

また、マルチステージ形干渉キャンセラで用いられる最小2乗法の簡略化重み係数は、従来と同様に1ユーザあたり N_c のオーダーの演算量が必要であり、全ユーザ分の重み係数も KN_c のオーダーの演算量で導出が可能である。以上のことから、マルチステージ形干渉キャンセラが厳密な最小2乗合成に較べて演算量

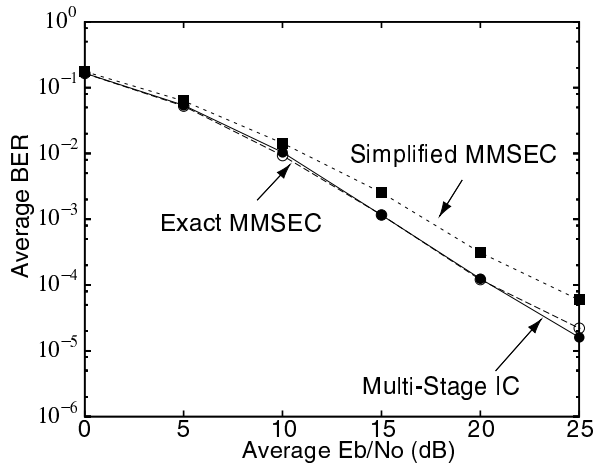


図7 基地局から遠いユーザの誤り率特性 (8 ユーザ)

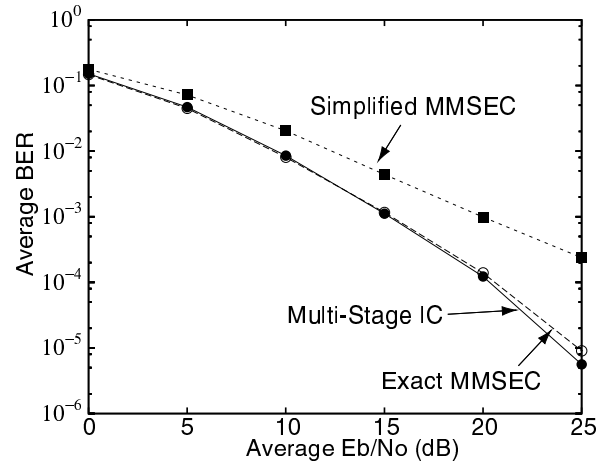


図9 所望ユーザを一様分布させたときの誤り率特性 (8 ユーザ)

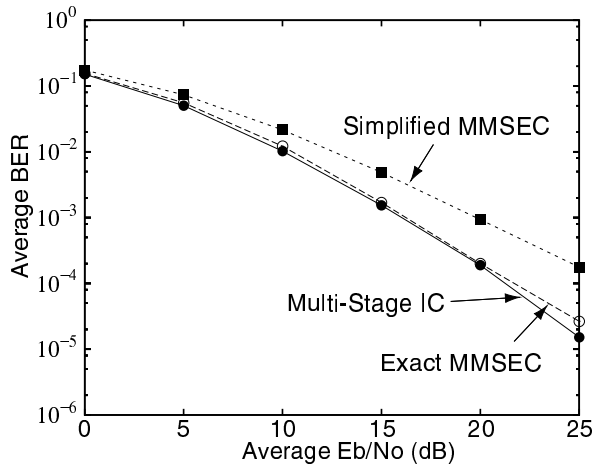


図8 基地局から遠いユーザの誤り率特性 (32 ユーザ)

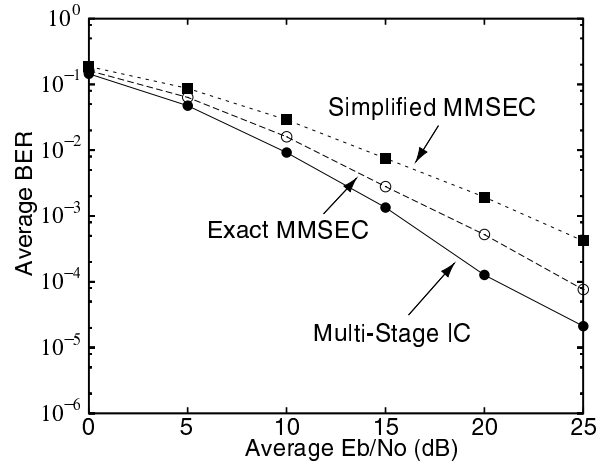


図10 所望ユーザを一様分布させたときの誤り率特性 (32 ユーザ)

のオーダを削減し、優れた特性特性を得ることが分る。

7. まとめ

本報告では、MC-CDMA 方式の下り回線での使用を目的とした新しい2種類の干渉キャンセラを提案した。1つはサブキャリア信号成分を線形合成する線形干渉キャンセラであり、MMSE 規範の重み係数導出に必要な伝達関数を、提案手法である周波数相関により推定するものである。もう1つはマルチステージ干渉キャンセラであり、他ユーザ信号レプリカを受信電力の高い順に各サブキャリア信号成分から順次差し引くもので、この減算結果を線形合成することにより所望ユーザの信号判定を行うものである。

送信電力制御が理想的に動作する条件の下で計算機シミュレーションを行い、提案方式は簡略化重み係数推定を用いた従来の線形合成干渉キャンセラと比べて誤り率特性を改善でき、特に提案するマルチステージ干渉キャンセラは、32倍拡散32ユーザの条件で誤り率 10^{-3} において7dBの改善が得られることを明らかにした。

文 献

[1] S. Hara and P. Ramjee, "Design and performance of multi-carrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol.48, no.5, pp.1584-1595, Sep. 1999.

[2] S. Hara, "Overview of Multicarrier CDMA," *IEEE Com.Mag.* pp.126-133, Dec. 1997.

[3] 新博行, 安部田 貞行, 佐和橋 衛, "ブロードバンドパケット無線アクセスの検討," *信学技報 RCS2000-136*, Oct. 2000.

[4] 三浦 弘, 大竹 孝平, "MC/CDMA 通信方式における干渉抑圧適応直交化フィルタ," *信学技報 SST2000-62*, Dec. 2000.

[5] D. Mottier, D.Castelain, J. Helard, J. Baudais "Optimum and Sub-Optimum Linear MMSE Multi-User Detection for Multi-Carrier CDMA Transmission Systems," *IEEE VTC*, 2001.

[6] 藤田 千裕, 原 嘉孝, 神尾 享秀, "MC-CDMA 上り回線における MMSE 合成を用いたマルチユーザ干渉抑圧," *信学技報 RCS2001-177*, Nov. 2001.

[7] K. Gilhousen, I. Jacobs, R. Padovani, A. Viterbi, L. Weaver and C. Wheatley, "On the Capacity of Cellular CDMA Systems," *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol.40, no.2, pp.303-312, May. 1991.

[8] 原田 篤, 安部田 貞行, 佐和橋 衛, "下りリンクブロードバンドパケット OFCDM における QoS を考慮したチャネル符号化の検討," *信学技報 RCS2001-181*, Nov. 2001.

[9] 新博行, 前田 規行, 安部田 貞行, 佐和橋 衛, "最大スループット 100Mbps を実現する下りリンクブロードバンド OFCDM パケット無線アクセスの特性," *信学技報 RCS2001-292*, Mar. 2002.

[10] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd.ed, Prentice-Hall, 1996.