

# 周波数領域 MAI キャンセラを用いる DS-および MC-CDMA 上りリンクの特性比較

石原 浩一<sup>†</sup> 武田 和晃<sup>†</sup> 安達 文幸<sup>‡</sup>

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、DS-CDMA 下りリンクに周波数領域等化(FDE: Frequency-domain equalization)技術を適用すれば大幅にビット誤り率(BER)特性を改善できることが分かってきた。しかし、同時に複数ユーザが基地局にアクセスする上りリンクでは、各ユーザの送信信号がそれぞれ異なるフェージングチャネルを経由して受信されるため、たとえ FDE を用いてもユーザ間の直交性が回復できず、大きな MAI(Multi-access interference)が発生し、BER 特性が劣化してしまう。そこで本論文では、DS-CDMA 上りリンクを対象に MAI を軽減する周波数領域マルチステージ逐次干渉キャンセラを提案している。そしてそのときの BER 特性比較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、干渉キャンセラを用いるときの DS-および MC-CDMA 上りリンクの BER 特性を比較している。

**キーワード** DS-CDMA, MC-CDMA, 周波数領域等化(FDE), MAI, 干渉キャンセラ

## Performance comparison of DS-CDMA and MC-CDMA with Frequency-domain MAI Canceller

Koichi ISHIHARA<sup>†</sup> Kazuaki TAKEDA<sup>†</sup> and Fumiyuki ADACHI<sup>‡</sup>

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 (IPI). Recently, it has been shown that the use of frequency-domain equalization (FDE) can significantly improve the BER performance of DS-CDMA downlink transmission. However, in the uplink transmission, since different users' signals go through the different channels, orthogonality among users is distorted and hence, MAI (multi-access interference) is produced, thereby severely degrading the BER performance. In this paper, we propose a frequency-domain multi-stage successive interference canceller (SIC) for DS-CDMA uplink transmission. The achievable BER performance is evaluated by computer simulation and compared to that of MC-CDMA uplink transmission.

**Keyword** DS-CDMA, MC-CDMA, Frequency-domain Equalization (FDE), MAI, Interference canceller

### 1. まえがき

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 [1]。直接拡散符号分割マルチアクセス(DS-CDMA)を用いてこのような高速伝送を行うと、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 受信を用いると 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 [2]-[5]。周波数領域等化を用いる 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、シングルキャリア伝送に周波数領域等化を用いれば、周波数ダイバ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分かってきた [6]。筆者らは、Rake 受信の代わ

りに周波数領域等化を DS-CDMA に適用すれば下りリンク 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ていることをこれまで示してきた [7],[8]。

ところで、複数のユーザが同時に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、そして各ユーザのフェージングチャ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]。そこで本論文では、DS-CDMA 上りリンクにおける周波数領域マルチステージ逐次干渉キャンセラ(SIC)を提案している。SIC では、等価チャネル利得の大きいユーザ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 を低減する。

本論文の構成は以下のようになっている。第 2 章で

は周波数領域直接拡散符号分割マルチアクセス (DS-CDMA) 等化を用いた DS-および MC-CDMA 上りリンク伝送系について述べ、第 3 章では、周波数領域マルチステージ SIC 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、DS-および MC-CDMA の特性比較を行っている。第 5 章はむすびである。

## 2. 周波数領域等化を用いる DS-および MC-CDMA 伝送系

図 1 に周波数領域マルチステージ SIC を用いる DS-および MC-CDMA 伝送系の構成を示す。また、図 2 に上りリンクに用いる周波数領域マルチステージ SIC [13] を示す。SIC では、等価チャ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) 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差し引くことによって MAI を低減した上で MMSE-FDE と復調を行う。これを順次、全てのユーザに対して適用する。また、SIC をマルチステージで行うことによって MAI を更に低減できる。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圧している。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、ユーザ毎に異なるパターンの  $N_c \times N_c$  サイズのブロックランダムチップインターリーブを用いている。

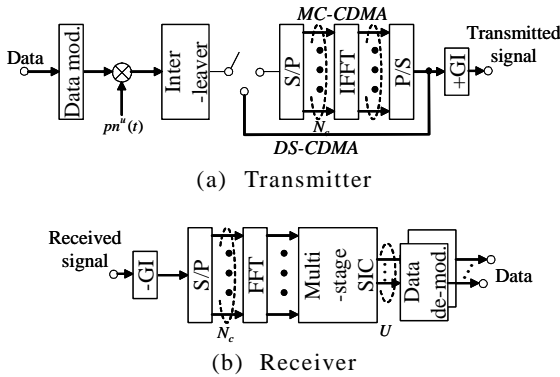


図 1 送受信形の構成

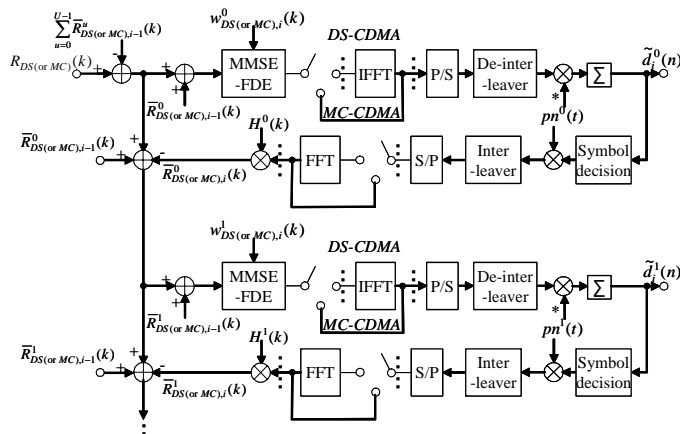


図 2 周波数領域マルチステージ SIC の構成

### 2.1. DS-CDMA 上りリンク

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、 $N_c/SF$  が整数になるように  $N_c$  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  $\{s_{DS}^u(t); t=0 \sim (N_c-1)\}$  の等価低域表現は次式のようになる。

$$s_{DS}^u(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} d^u \left( \left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) \cdot pn^u(t) \quad (1)$$

ここで、 $E_s$  は 1 シンボル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。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のガードインターバル(GI)に挿入して送信する。

$U$  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。受信チップ系列  $r_{DS}(t)$  は次式のように表される。

$$r_{DS}(t) = \sum_{u=0}^{U-1} \sum_{l=0}^{L-1} h_l^u s_{DS}^u(t - \tau_l^u) + \eta(t) \quad (2)$$

ここで  $h_l^u$  および  $\tau_l^u$  はそれぞれ、ユーザ  $u$  のパス  $l$  の複素パス利得およびパス遅延時間、 $\eta(t)$  は平均 0 で分散  $2N_0/T_c$  の雑音過程であり、 $N_0$  は加法的白色ガウス雑音 (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  $R_{DS}(k)$  は次式で表される。

$$R_{DS}(k) = \sum_{t=0}^{N_c-1} r_{DS}(t) \exp\left(-j2\pi k \frac{t}{N_c}\right) = \sum_{u=0}^{U-1} H^u(k) S_{DS}^u(k) + \Pi(k) \quad (3)$$

ここで  $S_{DS}^u(k)$  はユーザ  $u$  の送信チップ系列の第  $k$  サブキャリア成分、 $H^u(k)$  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。

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



$$\left\{ \begin{array}{l} w_{DS,i}^u(k) = \frac{H^u(k)}{\left[ |H^u(k)|^2 + \sum_{u'=0}^{u-1} \rho_{DS,i}^{u'} |H^{u'}(k)|^2 \right] + \left( \frac{E_s}{N_0 SF} \right)^{-1}}, \text{DS-CDMA} \\ w_{MC,i}^u(k) = \frac{H^u(k)}{\left[ |H^u(k)|^2 + \sum_{u'=0}^{u-1} \rho_{MC,i}^{u'}(k) |H^{u'}(k)|^2 \right] + \left( \frac{E_s}{N_0 SF} \right)^{-1}}, \text{MC-CDMA} \end{array} \right. \quad (14)$$

ここで、 $\rho_{DS,i}^u$  および  $\rho_{MC,i}^u(k)$  は次式で表される。

$$\left\{ \begin{array}{l} \rho_{DS,i}^u = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \left[ 1 - \left( \frac{2E_s}{T_c SF} \right)^{-1} |\bar{s}_{DS,i}^u(t)|^2 \right], \text{DS-CDMA} \\ \rho_{MC,i}^u(k) = 1 - \left( \frac{2E_s}{T_c SF} N_c \right)^{-1} |\bar{s}_{MC,i}^u(k)|^2, \text{MC-CDMA} \end{array} \right. \quad (15)$$

なお、 $\bar{s}_{DS,i}^u(t)$  は DS-CDMA 送信信号レプリカであり、次式で表される。

$$\bar{s}_{DS,i}^u(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_c SF}} \bar{d}_i^u \left( \left\lfloor \frac{t}{SF} \right\rfloor \right) \cdot pn^u(t) \quad (16)$$

DS-CDMA では  $N_c$  ポイント IFFT を  $\{\tilde{s}_{DS,i}^u(k)\}$  に適用して時間領域チップ系列に変換した後、MC-CDMA では P/S 変換をした後、それぞれ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

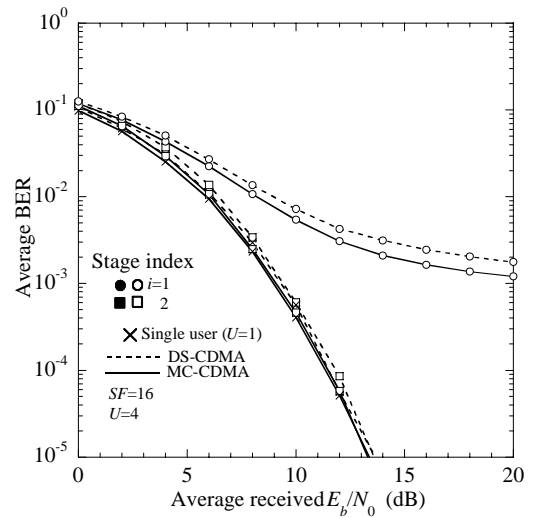
計算機シミュレーション諸元を表 1 に示す。データ変調は QPSK、FFT ポイント数は  $N_c=256$  (フレーム長 256 チップ)、ガードインターバルは  $N_g=32$  である。また、拡散率を  $SF=16$  とした。フェージングチャネルは、16 パス ( $L=16$ ) の一様電力遅延プロファイル ( $E[|h_i^u|^2]=1/L$ ) を有する周波数選択性のブロックレイリーフェージングチャネルであるものとする。なお、受信機のタイミング再生とチャネル推定、送信電力制御は理想的であり、全ユーザの送信信号が GI 内に収まるよう、送信タイミングコントロールができて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

図 3 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、 $E_b/N_0=(1+N_g/N_c)(E_s/N_0)$  の関係にある。比較のため、MAI のないシングルユーザ時 ( $U=1$ ) の特性も示す。上りリンクでは、各ユーザの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チャネルが異なることから大きな MAI が生じて誤りフロアが見られる。しかしながら、周波数領域 MAI

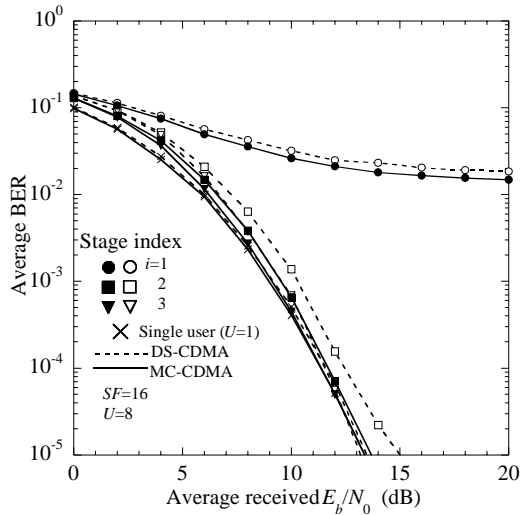
キャンセラを用いることによって MAI を軽減することができ、BER 特性が改善できることが分かる。ユーザ数が少ないとき ( $U=4$ )、DS-および MC-CDMA では同じステージ数 ( $i=2$ ) で MAI が十分軽減でき、シングルユーザ時とほぼ同等の特性が得られている。ユーザ数が増えると ( $U=8,16$ )、MAI を軽減するのに必要なステージ数は増加するが、DS-CDMA ではそれぞれ  $i=3$  および 5 ステージ程度で、MC-CDMA ではそれぞれ  $i=3$  および 4 ステージ程度でシングルユーザ時に近い特性が得られている。ここで、DS-CDMA よりも MC-CDMA の方がより少ないステージ数で MAI を軽減できる理由は、送信信号レプリカに誤りが発生したとき、DS-CDMA では全サブキャリアにその誤りが広がってしまうが、MC-CDMA では、誤りの影響は  $SF$  個のサブキャリアに広がるのみであるためであると考えられる。

表 1 計算機シミュレーション諸元

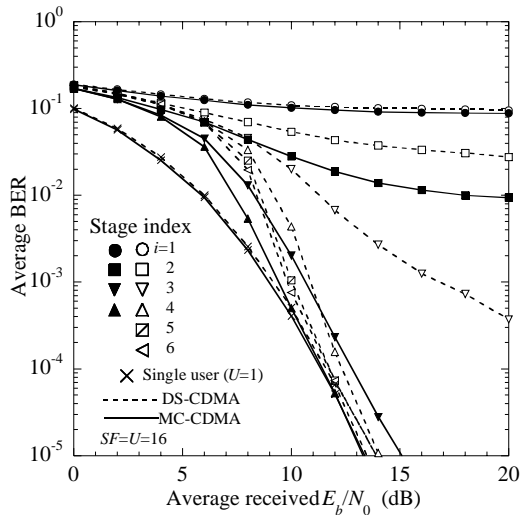
	Modulation	QPSK
	Transmitter	Number of FFT points
GI length		$N_g=32$
Spreading sequence		Long PN sequence
Spreading factor		$SF=16$
Number of users		$U=4, 8, 16$
Channel	Fading	Frequency-selective Block Rayleigh fading
	Number of paths	$L=16$ path
	Power delay profile	Uniform
Receiver	Frequency-domain Equalization	MMSE



(a)  $U=4$



(b)  $U=8$



(c)  $U=16$

図3 周波数領域マルチステージ SIC を用いたときの平均 BER 特性

## 5. むすび

DSおよびMC-CDMA上りリンクを対象とした周波数領域マルチステージSICを提案し、BER特性を計算機シミュレーションにより明らかにした。本提案の周波数領域マルチステージSICでは、等価チャネル利得の大きいユーザ順に逐次的にシンボル判定し、干渉レプリカを生成し、受信信号から減算することでMAIを低減している。また、残留干渉を考慮したMMSE-FDE重みおよびソフトキャンセル係数をステージ毎に更新することで、拡散率SFが16でユーザ数が16のときでも4~6ステージでシングルユーザ時と同等のBER特性が得られることを示した。また、DS-CDMAではMC-CDMAより若干多いステージ数が必要となることが分かった。

## 文 献

- [1] F. Adachi, "Wireless past and future-evolving mobile communications systems," IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E83-A, No.1, pp.55-60, Jan. 2001.
- [2] 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.

- [3] S. Hara and R. Prasad, "Overview of multicarrier CDMA," IEEE Commun. Mag., Vol.35, No.12, pp.126-133, Dec. 1997.
- [4] L. Hanzo, W. Webb, and T. Keller, *Single- and multi-carrier quadrature amplitude modulation*, John Wiley & Sons, 2000.
- [5] 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.
- [6] D. Falconer, et al., "Frequency Domain Equalization for Single-Carrier Broadband Wireless Systems," IEEE Commun. Mag., Vol.40, pp.58-66, Apr. 2002.
- [7] 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.
- [8] 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.
- [9] 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 Veh. Technol. Conf. (VTC), Milan, Italy, May 2004.
- [10] 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.
- [11] S. Tomasin and N. Benvenuto, "Equalization and multiuser interference cancellation in CDMA systems," Proc. 6th International Symposium on WPMC, Vol.1, pp.10-14, Yokosuka, Japan, 19-22 Oct. 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 Veh. Technol. Conf. (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] 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.
- [15] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Third Edition, Prentice Hall, 1996.

## A. 付録

送信サブキャリア成分  $S_{DS(orMC)}^u(k)$  と周波数領域等化後のサブキャリア成分  $\tilde{S}_{DS(orMC),i}^u(k)$  ( $= w_{DS(orMC),i}^{u*}(k) \tilde{R}_{DS(orMC),i}^u(k)$ ) の誤差  $\varepsilon(k)$  を次式で定義する。

$$\varepsilon(k) = S_{DS(orMC)}^u(k) - w_{DS(orMC),i}^{u*}(k) \tilde{R}_{DS(orMC),i}^u(k) \quad (A1)$$

ここで  $w_{DS(orMC),i}^{u*}(k)$  は等化重みであり、 $H^u(k)$  が与えられたときに平均二乗誤差(MSE)  $E[|\varepsilon(k)|^2]$  を最小とする

MMSE 重みを求める．MMSE 重みは，次式で与えられる [15]．

$$w_{DS(\text{or}MC),i}^u(k) = (X_{DS(\text{or}MC),i}^u(k))^{-1} p_{DS(\text{or}MC),i}^u(k) \quad (\text{A2})$$

ここで，

$$\begin{cases} X_{DS(\text{or}MC),i}^u(k) = E[|\tilde{R}_{DS(\text{or}MC),i}^u(k)|^2] \\ p_{DS(\text{or}MC),i}^u(k) = E[\tilde{R}_{DS(\text{or}MC),i}^u(k) S_{DS(\text{or}MC)}^{u*}(k)] \end{cases} \quad (\text{A3})$$

である．DS-CDMA では，式(12)および式(3)を式(A3)に代入すると次式のようになる．

$$\begin{aligned} X_{DS,i}^u(k) &\approx E[|H^u(k) S_{DS}^u(k)|^2] + E[|\Pi(k)|^2] \\ &+ \sum_{u'=0}^{u-1} E \left[ |H^{u'}(k)|^2 \sum_{t=0}^{N_c-1} |s_{DS}^{u'}(t) - \bar{s}_{DS,i}^{u'}(t)|^2 \right] \\ &+ \sum_{u'=u+1}^{U-1} E \left[ |H^{u'}(k)|^2 \sum_{t=0}^{N_c-1} |s_{DS}^{u'}(t) - \bar{s}_{DS,i-1}^{u'}(t)|^2 \right] \\ &= \frac{2E_s}{T_c SF} N_c |H^u(k)|^2 + \frac{2N_0}{T_c} N_c \\ &+ \sum_{u'=0}^{u-1} |H^{u'}(k)|^2 \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \frac{2E_s}{T_c SF} - 2E[\text{Re}\{s_{DS}^{u'}(t) \bar{s}_{DS,i}^{u'*}(t)\}] + |\bar{s}_{DS,i}^{u'}(t)|^2 \right\} \\ &+ \sum_{u'=u+1}^{U-1} |H^{u'}(k)|^2 \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \frac{2E_s}{T_c SF} - 2E[\text{Re}\{s_{DS}^{u'}(t) \bar{s}_{DS,i-1}^{u'*}(t)\}] + |\bar{s}_{DS,i-1}^{u'}(t)|^2 \right\} \end{aligned} \quad (\text{A4})$$

ここで  $s_{DS}^u(t)$  および  $\bar{s}_{DS}^u(t)$  は式(1)および式(16)で与えられる送信信号およびそのレプリカである．また， $E[S_{DS}^u(k) S_{DS}^{u*}(k)] = E[S_{DS}^u(k) \bar{S}_{DS}^{u*}(k)] = E[\bar{S}_{DS}^u(k) \bar{S}_{DS}^{u*}(k)] = 0 (u \neq u')$  とした． $s_{DS}^u(t)$  をそのレプリカ  $\bar{s}_{DS}^u(t)$  およびレプリカ誤差  $\delta_{DS,i}^u(t)$  を用いて表すと  $s_{DS}^u(t) = \bar{s}_{DS,i}^u(t) + \delta_{DS,i}^u(t)$  となり，上式の第3と4項の和は次式のようになる．

$$\begin{aligned} &\sum_{u'=0}^{u-1} |H^{u'}(k)|^2 \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \frac{2E_s}{T_c SF} - 2E[\text{Re}\{s_{DS}^{u'}(t) \bar{s}_{DS,i}^{u'*}(t)\}] + |\bar{s}_{DS,i}^{u'}(t)|^2 \right\} \\ &+ \sum_{u'=u+1}^{U-1} |H^{u'}(k)|^2 \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \frac{2E_s}{T_c SF} - 2E[\text{Re}\{s_{DS}^{u'}(t) \bar{s}_{DS,i-1}^{u'*}(t)\}] + |\bar{s}_{DS,i-1}^{u'}(t)|^2 \right\} \\ &= \sum_{u'=0}^{u-1} |H^{u'}(k)|^2 \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \frac{2E_s}{T_c SF} + |\bar{s}_{DS,i}^{u'}(t)|^2 - 2E[\text{Re}\{(\bar{s}_{DS,i}^{u'}(t) + \delta_{DS,i}^{u'}(t)) \bar{s}_{DS,i}^{u'*}(t)\}] \right\} \\ &+ \sum_{u'=u+1}^{U-1} |H^{u'}(k)|^2 \sum_{t=0}^{N_c-1} \left\{ \frac{2E_s}{T_c SF} + |\bar{s}_{DS,i-1}^{u'}(t)|^2 - 2E[\text{Re}\{(\bar{s}_{DS,i-1}^{u'}(t) + \delta_{DS,i-1}^{u'}(t)) \bar{s}_{DS,i-1}^{u'*}(t)\}] \right\} \end{aligned} \quad (\text{A5})$$

ここで， $E[\delta_{DS,i}^u(t)] = 0$  であると仮定すると，式(A3)の  $X_{DS,i}^u(k)$  は

$$X_{DS,i}^u(k) = \frac{2E_s}{T_c SF} N_c \left\{ \left[ |H^u(k)|^2 + \sum_{u'=0}^{u-1} \rho_{DS,i}^{u'} |H^{u'}(k)|^2 \right] + \left( \frac{E_s}{N_0 SF} \right)^{-1} \right. \\ \left. + \sum_{u'=u+1}^{U-1} \rho_{DS,i-1}^{u'} |H^{u'}(k)|^2 \right\} \quad (\text{A6})$$

となる．一方，式(A3)の  $p_{DS,i}^u(k)$  は次式のようになる．

$$p_{DS,i}^u(k) = \frac{2E_s}{T_c SF} N_c H^u(k) \quad (\text{A7})$$

式(A7)および式(A8)を式(A2)に代入することによって DS-CDMA における MMSE 重みは次式のように得られる．

$$w_{DS,i}^u(k) = \frac{H^u(k)}{\left[ |H^u(k)|^2 + \sum_{u'=0}^{u-1} \rho_{DS,i}^{u'} |H^{u'}(k)|^2 \right] + \left( \frac{E_s}{N_0 SF} \right)^{-1} + \sum_{u'=u+1}^{U-1} \rho_{DS,i-1}^{u'} |H^{u'}(k)|^2} \quad (\text{A8})$$

ここで，

$$\rho_{DS,i}^u = \frac{1}{N_c} \sum_{t=0}^{N_c-1} \left[ 1 - \left( \frac{2E_s}{T_c SF} \right)^{-1} |\bar{s}_{DS,i}^u(t)|^2 \right] \quad (\text{A9})$$

である．

MC-CDMA における  $X_{MC,i}^u(k)$  および  $p_{MC,i}^u(k)$  はそれぞれ

$$X_{MC,i}^u(k) = \frac{2E_s}{T_c SF} N_c \left\{ \left[ |H^u(k)|^2 + \sum_{u'=0}^{u-1} \rho_{MC,i}^{u'} |H^{u'}(k)|^2 \right] + \left( \frac{E_s}{N_0 SF} \right)^{-1} \right. \\ \left. + \sum_{u'=u+1}^{U-1} \rho_{MC,i-1}^{u'} |H^{u'}(k)|^2 \right\} \quad (\text{A10})$$

$$p_{MC,i}^u(k) = \frac{2E_s}{T_c SF} N_c H^u(k) \quad (\text{A11})$$

となり，MC-CDMA における MMSE 重みを求めると次式となる．

$$w_{MC,i}^u(k) = \frac{H^u(k)}{\left[ |H^u(k)|^2 + \sum_{u'=0}^{u-1} \rho_{MC,i}^{u'} |H^{u'}(k)|^2 \right] + \left( \frac{E_s}{N_0 SF} \right)^{-1} + \sum_{u'=u+1}^{U-1} \rho_{MC,i-1}^{u'} |H^{u'}(k)|^2} \quad (\text{A12})$$

ここで，

$$\rho_{MC,i}^u = 1 - \left( \frac{2E_s}{T_c SF} N_c \right)^{-1} |\bar{s}_{MC,i}^u(k)|^2 \quad (\text{A13})$$

である．