

# リバースリンクにおける直交符号化 マルチキャリア CDMA 方式の同期制御

渡辺壮一

(平成 10 年 10 月 30 日 受理)

## Synchronization Control of Orthogonal Coding Multi-Carrier CDMA on Reverse link Soichi Watanabe

This paper applies delay time control for a reverse link of orthogonal coding multi-carrier CDMA system. Orthogonal coding multi-carrier CDMA is a candidate modulation scheme which can offer large capacity and high speed mobile communication systems under a synchronous condition. To combat the synchronous timing error, the delay time control scheme uses delta function preamble signals and adopts closed loop control. The performance of the delay time control scheme is clarified as expanding the service cell radius and improves bit error rate of the reverse link of orthogonal coding multi-carrier CDMA.

Key words: orthogonal coding multi-carrier CDMA, delay time control, delta preamble

### 1. はじめに

現在、携帯電話をはじめとする移動通信の普及が著しい伸びを見せている。これまで、移動通信では、各移動局信号の多重化のために、周波数分割多重アクセス (FDMA)、時間分割多重アクセス (TDMA)、符号分割多重アクセス (CDMA) 技術が用いられてきた。しかし、これらの方式は、移動通信において、高品質、高速、大容量化といった高度化する要求を十分に満たすものではなかった。近年、計算機処理能力のめざましい向上により、従来は不可能であった複雑な信号処理を、高速に行うことが可能となってきた。中でも、欧州において直交マルチキャリア変調 (OFDM) <sup>1)</sup> がデジタルテレビジョン放送方式として標準化されたことが注目される。OFDM は、従来の単一の搬送波を用いた変調方式に対し、送信データをシリアル/パラレル変換後に、数個から数千個の副搬送波 (サブキャリア) を用いて変調する方式である。これにより、OFDM では、高速通信時においても、シリアル/パラレル変換により、各サブチャネルのデータまたは拡散チップのシンボル持続時間を長く設計できる。これは、マルチパス伝播によるシンボル間干渉とエネルギーの散逸を押さえた高品質の移動通信システムを可能にする。

さらに、OFDM では、各サブチャネル間の間隔を Nyquist 周波数（シリアルパラレル変換後のシンボル持続時間  $T$  の逆数）に設計する。これにより、OFDM では、サブキャリア間にガード帯域を設ける必要がなく、高い周波数利用効率を得ることが可能である。

これまで、我々は、OFDM を移動通信に適用した直交符号化マルチキャリア CDMA 方式を提案し、計算機シミュレーションによるビット誤り特性の評価を行ってきた<sup>[2]-[6]</sup>。この中でシンボル間干渉(ISI)、チャネル間干渉(ICI)および多重アクセス干渉(MAI)の除去技術について明らかにしてきた。本論では MAI 除去の 1 つとして遅延時間制御技術について言及する。ICI, ISI 除去技術および MAI 等化技術について興味のある読者は発表論文を参考にしてほしい。

直交符号化マルチキャリア CDMA は、各移動局のデータを各サブチャネル上で、直交符号である、Walsh 符号を用いて拡散して多重化する。このため、基地局においてすべての移動局信号間の時間同期が満たされない場合には、MAI によりビット誤り率(BER)特性が劣化する。ここでは、各移動局信号間の同期を遅延時間制御を用いて確立する。遅延等化方式は、TDMA における ISI 等化方式として提案されている<sup>[7]-[8]</sup>。しかし、直交符号化マルチキャリア CDMA のリバーシブルリンクでは、各移動局の信号はそれぞれ異なるフェージング伝搬路を経由して受信されるために、TDMA に用いた遅延時間等化方式をそのまま適用することは困難である<sup>[9]-[10]</sup>。

提案する遅延時間制御は、各移動局からの伝搬遅延時間をプリアンブル信号を用いて基地局が推定し、推定した遅延時間を用いて移動局の送信タイミングを制御する。基地局における各移動局送信信号の伝搬遅延時間は、プリアンブル信号の位相シフト量を検出することにより推定する。推定した伝搬遅延情報は基地局から各移動局に送られる。各移動局は、伝搬遅延情報に基づいて送信タイミングを調整することで、基地局における、すべての移動局からの信号の同期を確立する。

## 2. 遅延時間制御

Fig.1 に、遅延時間制御を適用した直交符号化マルチキャリア CDMA の構成を示す。遅延時間制御は、基地局において各移動局からの信号の伝搬遅延時間を同時に検出し、検出した遅延情報をフォワードリンク信号に埋め込んで各移動局にフィードバックする。各移動局は、受信した遅延情報を用いて遅延素子の値を制御する。直交符号化マルチキャリア CDMA では、移動局  $m$  の送信データ  $D_m$  を並列/直列変換器(S/P)により、 $N$  個のサブチャネルデータ  $D_{m,k}$  に変換する。ここで、 $k = (0, 1, \dots, N-1)$  はサブチャネル番号である。

各サブチャネルデータは、各移動局に割り当てられた Walsh 直交符号  $W_m^{(n)}$  により拡散され、次に基地局識別符号  $BIS^{(n)}$  により、スクランブルされる。サブチャネルチップデータ  $X_{m,k}^{(n)}$  は、離散逆フーリエ変換(IDFT)後に並列/直列(P/S)変換されてベースバンド信号となる。ここで、 $N$ は IDFT フレームのサンプル数、 $T_c$ は IDFT のフレーム長である。

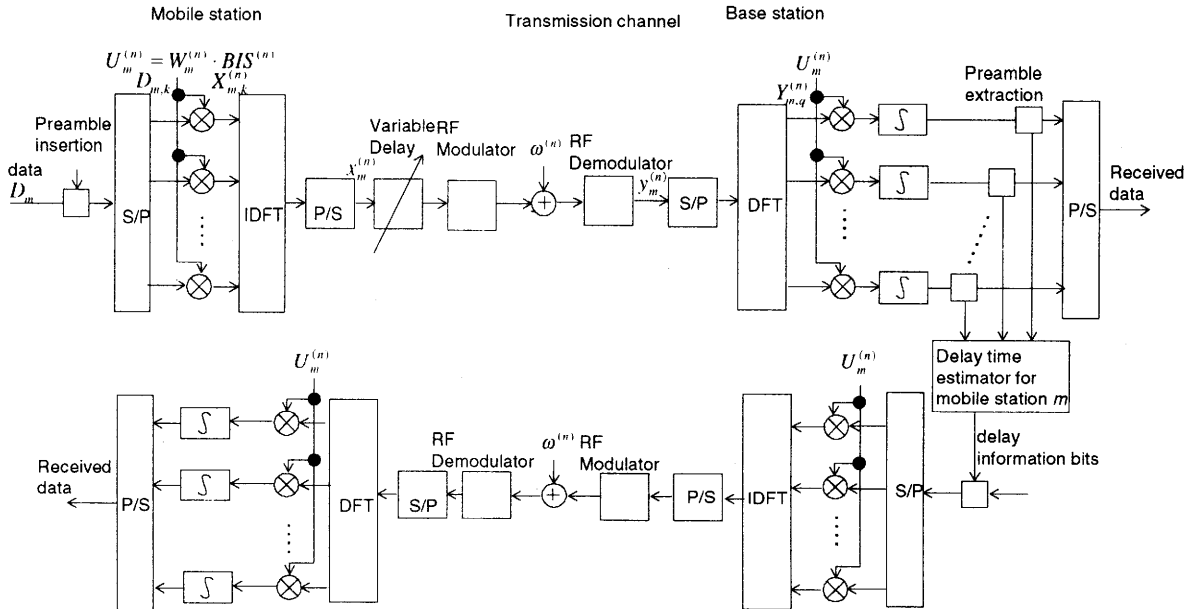


Fig.1 Configuration of orthogonal coding multi-carrier CDMA with delay time control.

各移動局は、自局と基地局の間の伝搬遅延時間を推定するためにプリアンブル信号を送信する。プリアンブル信号は、すべて 1 のデータであり、このときベースバンド信号は  $\delta$  関数  $\delta(t) = \{1(t=0), 0(t \neq 0)\}$  となる。各移動局は、基地局からの受信信号に同期してプリアンブル信号を送信する。基地局受信機では、受信信号は、離散フーリエ変換(DFT)によりサブチャネル信号に変換される。ここで、DFT のサンプル数は  $N$  であり、DFT フレーム長は  $T_c$  である。各移動局のサブチャネルの信号は、BIS によるスクランブル解除および Walsh 直交符号による逆拡散後に得られる。各移動局のサブチャネル信号を並列/直列変換して受信データを得る。

Fig.2 は、基地局における移動局  $m$  の受信チップ(実線)および、移動局  $m$  の受信チップの判定タイミング(破線)を示している。基地局受信機において、移動局  $m$  および  $m'$  の受信信号間で同期時間ずれ  $\Delta_{mm'}$  が存在する場合には、移動局  $m$  の過去の送信チップが移動局  $m$  の現在の送信チップに干渉する。この歪は、MAI として評価される。

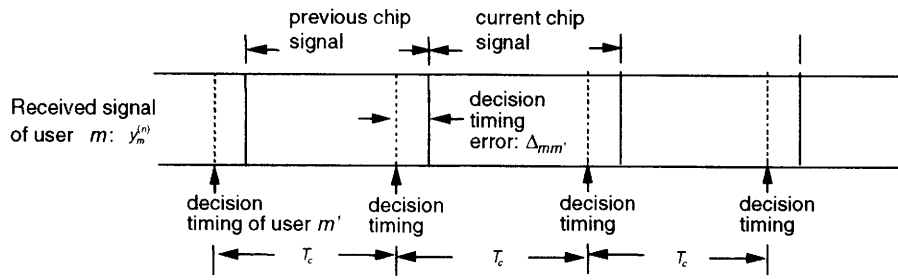


Fig.2 Chip timing of received signal.

移動局  $m$  の OFDM 信号は,

$$x_m^{(n)} = \sqrt{\frac{E_m}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_{m,k}^{(n)} e^{j \frac{2\pi k}{N} p} \quad (1)$$

ここで,  $X_{m,k}^{(n)}$  はサブチャネルデータ,  $k$  はサブチャネル番号,  $E_m$  は移動局  $m$  の平均送信電力,  $N$  は全サブチャネル数, また,  $p$  は,  $T_c/N$  によって規格化したサンプリング時刻を表す. 移動局  $m$  から移動局  $m'$  のサブチャネル  $q$  が受ける干渉電圧は次式となる.

$$\begin{aligned} I_{m',q}^{(n)} &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{\substack{p=0 \\ k \neq q}}^{N-1} y_{m,k}^{(n)} e^{-j2\pi qp/N} \\ &= \sqrt{\frac{E_m}{N^3}} \left[ \sum_{k=1}^{N-1} \left\{ X_{m,k}^{(n-1)} \sum_{p=0}^{\Delta-1} \cos(2\pi(k-q)(p-\Delta)/N) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + X_{m,k}^{(n)} \sum_{p=\Delta}^{N-1} \cos(2\pi(k-q)(p-\Delta)/N) \right\} + X_{m,q}^{(n-1)} \Delta \right] \quad (2) \end{aligned}$$

ここで,

$$\Delta = \Delta_{mm'} \cdot N / T_c$$

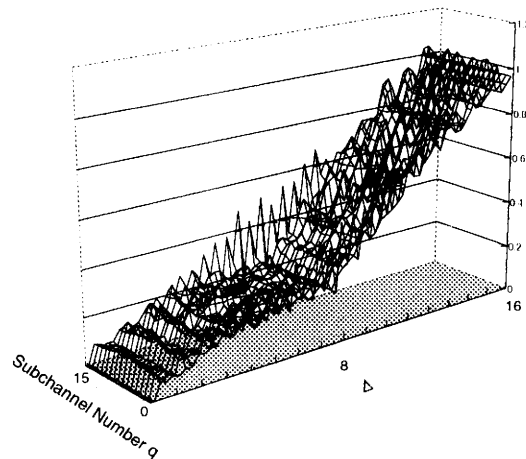


Fig.3 MAI on subchannel  $q$  by mobile station  $m$ .

MAI 電力は、式(2)の  $n$  に関する二乗平均により得られる。Fig.3 に、各サブチャネルにおける  $\Delta$  に対する MAI 電力を示す。ここで、各サブチャネルの平均送信電力  $\sqrt{E_m/N}$  を 1、サブチャネル数  $N$  を 16、 $X_{m,k}^{(n)}$  を  $-1$  または  $1$  のランダムデータ、また、サンプル数  $n$  を 100 とした。Fig.3 および式(2)より、 $\Delta$  が  $2/N$  以下では、相対的に、他のサブチャネル ( $k \neq q$ ) からの干渉が大きく、 $\Delta$  が  $2/N$  以上では同一サブチャネルの 1 チップ前の信号からの干渉が大きいがわかる。

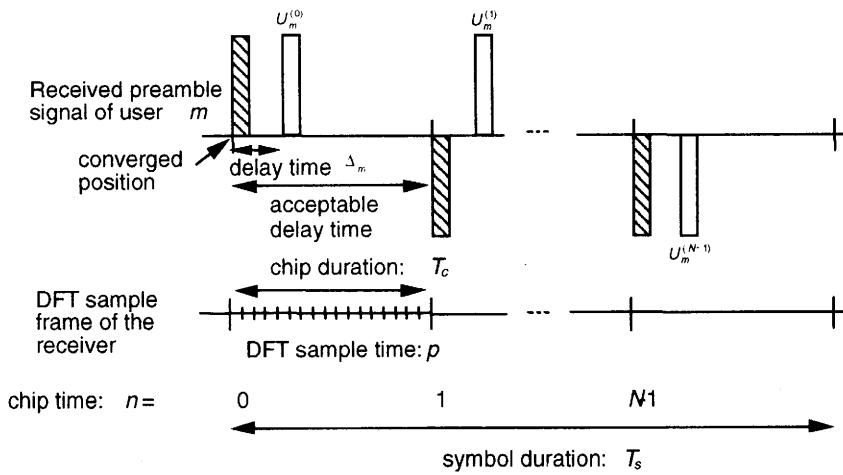


Fig.4 Delta preamble signal.

Fig.4 は、基地局における移動局  $m$  のデルタプリアンブル信号である。ここで、斜線をつけたプリアンブル信号は、同期が確立した最適受信状態を示している。実際には、各移動局からのプリアンブル信号は、遅延時間  $\Delta_m$  だけ遅れて受信される。この遅延時間  $\Delta_m$  は、すべての移動局からのプリアンブル信号が同一 DFT フレームにおいて検出されたときに推定可能となる。移動局  $m$  のプリアンブル信号を、

$$x_m^{(n)} = \sqrt{NE_m} \delta(p) \cdot U_m^{(n)} \quad (3)$$

ここで、

$$U_m^{(n)} = W_m^{(n)} \oplus BIS^{(n)}$$

とする。基地局受信信号は、

$$v(p) = \sqrt{NE_m} \sum_{m=0}^{N-1} U_m^{(n)} \delta(p - \Delta_m) + w(p) \quad (4)$$

ここで、 $w(p)$  は熱雑音である。DFT 後の  $k$  番目のサブチャネルのチップ信号は、

$$V_k^{(n)} = \sqrt{E_m / N} \cdot U_m^{(n)} e^{-j2\pi k \Delta_m / T_c} + w_k^{(n)} \quad (5)$$

ここで、 $w_k^{(n)}$  は、 $k$  番目のサブチャネルの熱雑音である。遅延時間推定回路は、各移動局の伝搬遅延時間を次式により得る。

$$\hat{\Delta}_m = -\frac{N \cdot \arg(z)}{2\pi} \quad (6)$$

ここで、

$$z = \sum_{k=1}^{N-1} V_k^{(n)} (V_{k-1}^{(n)})^*$$

“\*” は、複素共役を表す。

### 3. シミュレーション評価

直交符号化マルチキャリア CDMA のシステムパラメータを Table 1 に示す。Fig.5 は、フェージング周波数 100Hz におけるリバースリンクの  $E_b / N_0$  に対する BER 特性である。ここで、100Hz のフェージング周波数は、RF 周波数が 1 GHz の場合、108km/h の移動体速度に相当する。シミュレーション結果より、19dB の  $E_b / N_0$  における直交符号化マルチキャリア CDMA の BER は、 $\Delta = 1, 2$  および 15 の場合に、それぞれ、 $2.1 \times 10^{-2}$ 、 $9.5 \times 10^{-2}$  および 0.5 であった。これらは、遅延時間制御後には、初期遅延時間には関わりなく、 $2.5 \times 10^{-3}$  (プリアンブル長 1msec) および  $2.0 \times 10^{-3}$  (プリアンブル長 5msec) に改善することを明らかにした。ここで、プリアンブル長が 5msec の場合の BER は、 $\Delta = 0$  の場合と同等の性能が得られることがわかる。

遅延時間推定の安定性を確保するプリアンブル信号の挿入間隔について考察する。プリアンブル挿入間隔は、 $(\hat{\Delta}_m - \Delta_m) / T_c > v T_p / (c T_c)$  を満たさなければならない。ここで、 $v$ 、 $T_p$  および  $c$  はそれぞれ、移動体の速度、プリアンブル挿入間隔および光速である。シミュレーションにおいて、遅延時間推定の収束条件を推定誤差の偏差が 0.02 以下と定義した。ここで、移動体速度  $v$  が時速 100km/h の場合に、遅延時間の変化量が 0.02 以上となるのは 6.7sec であることから、プリアンブル挿入間隔  $T_p$  は、6.7sec 以下としなければならないことがわかる。

Table 1 System parameters of orthogonal coding multi-carrier CDMA.

Parameter	Value
Data rate	32 kbit/sec
Subchannel symbol rate	2 kbit/sec
Chip rate	32 kchip /sec
Number of subchannels: N	16
Number of subscribers	16
Number of Walsh orthogonal codes	16
Code length of BIS	$2^{15} - 1$

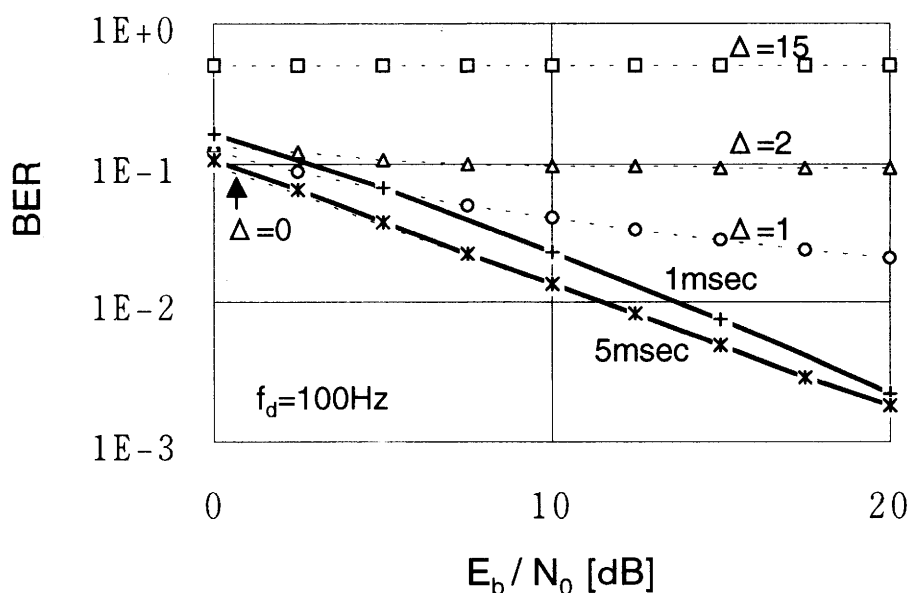


Fig.5 BER characteristics under fading environment.

#### 4. まとめ

直交符号化マルチキャリア CDMA のリバーリンクにおいて問題となる、各移動局間の時間同期ずれを、遅延時間制御方式により解決した。遅延時間制御に用いるデルタプリアンブル信号は、各サブチャネルに同一のデータを入力することで簡単に生成することが可能である。デルタプリアンブル信号時には、各移動局の伝搬遅延時間差にともなう MAI が最小となり、各移動局の同期時間ずれの検出を高精度に行うことが可能となる。本報告では、シミュレーションを用いて、許容可能な遅延時間と必要なプリアンブル長および、BER 特性の改善量を明らかにした。

参考文献

- [1] EN 300 744 V1.1.2, European Telecommunication Standards Institute, 1997-08.
- [2] T.Sato, S.Watanabe and T.Abe, "Equalization Scheme of Orthogonal Coding Multi-Carrier CDMA Scheme under Multipath Fading Environment," Proc. IEEE VTC'97, pp. 1887-1891, May 1997.
- [3] S.Watanabe, T.Sato, M.Sengoku and T.Abe, "Bit Error Rate Evaluation of Delay Time Control Scheme for Reverse Channel on Orthogonal Coding Multi-Carrier CDMA," IEICE Trans. Fund., Vol. E80-A, No.7, pp. 1226-1232, Jul. 1997.
- [4] S.Watanabe, T.Sato, M.Sengoku and T.Abe, "Two Dimensional Equalization Scheme of Orthogonal Coding Multi-Carrier CDMA," IEICE Trans. Fund. Vol. E81-A, No.6, pp.1079-1088, June 1998.
- [5] T.Sato, S.Watanabe and T.Abe, "Two Dimensional Equalization Scheme of Orthogonal Coding Multi-Carrier CDMA under Frequency Selective Environment," Proc. IEEE ICUPC'98, pp.1215-1219, Oct. 1998.
- [6] S.Watanabe, T.Sato and T.Abe, "Alternative Subchannel Control Scheme of Orthogonal Coding Multi-Carrier CDMA," Proc. MDMC'98, pp.152-155, Sep. 1998.
- [7] R.D.Avella, L.Moreno and M.Sant Agostino, "Adaptive Equalization in TDMA radio system," Proc. IEEE VTC'87, pp.385-392, June 1987.
- [8] S.L.Marple, Jr., "Efficient least squares FIR system identification," IEEE Trans. ASSP. Vol. ASSP-29, pp.62-73, Feb. 1981.
- [9] T.Muller, and R.Grunheid, "Comparison of detection algorithms for OFDM-CDMA in broadband Rayleigh fading," Proc. IEEE VTC'95, Vol.2, pp.835-838, July 1995.
- [10] E.A.Sourour and M.Nakagawa, "Performance of orthogonal multicarrier CDMA in a multipath fading channel," IEEE Trans. Communications Vol.44, No.3, pp.356-367, March 1996.