

# W-CDMA技術

## その3 W-CDMAにおける同期技術

W-CDMA方式はシステムの柔軟な展開を可能とする基地局間非同期システムをサポートする無線インタフェースを有している。本稿ではこの無線インタフェースおよび無線リンクの同期技術について解説する。

さわはし まもる  
佐和橋 衛

ひぐち けんいち  
樋口 健一

いしい みなみ  
石井 美波

たんの もとひろ  
丹野 元博

### 1. まえがき

2001年春から日本を始めとしてグローバルレベルで広帯域符号分割多元接続方式（W-CDMA：Wideband Code Division Multiple Access）の商用サービスが予定されており、商用システムの開発が行われている。W-CDMAでは、外部のタイミング同期システムを必要としない基地局間非同期システムをサポートする無線インタフェースを有している。したがって、屋外のセルラシステムから、地下街や屋内への柔軟なシステム展開が可能である。基地局間非同期システムをサポートするために、UTRAN（UMTS Terrestrial Radio Access Network）内の種々の同期手順および、同期を容易に行うための無線インタフェースが規定されている。本稿で説明する同期技術は、図1に示すように大きく2つに分類できる。W-CDMAでは、セル周辺での高品質受信を実現するためにソフト（ソフト）ハンドオーバ（SHO：Soft（Softer）Handover）が用いられる。1つ目は、非同期で運用している基地局

（Node B）において、ハンドオーバ処理を容易に行うために必要なノード間の同期、および下りリンクにおけるNode Bから送信されるトランスポートチャネル（レイヤ2）および物理レイヤ（レイヤ1）の無線インタフェースの同期である。すなわち、W-CDMAにおいては、SHO時において移動局（UE：User Equipment）におけるハンドオーバ処理を簡略化するよう無線ネットワーク制御局（RNC：Radio Network Controller）～Node B間の同期、およびNode B～Node B間の同期をとる。また、ハンドオーバ元のNode Bおよびハンドオーバ先のNode Bからの下りリンクにおける同一のトランスポートチャネル（物理レイヤ（レイヤ1）からMAC（Medium Access Control）レイヤ（レイヤ2）に提供されるチャネル）の受信ができるようにトランスポートチャネルの同期をとり、また下りリンクにおける無線フレーム受信タイミングがほぼ同じになるようフレーム単位で同期するように物理レイヤ（レイヤ1）の無線インタフェースの同期をとる。

2番目は、UEおよびNode Bにおける無線チャネルの同期であり、これはさらにUEが無線リンクを接続すべきセルサイト（Node B）を探すセルサーチ、セルサーチ処理に



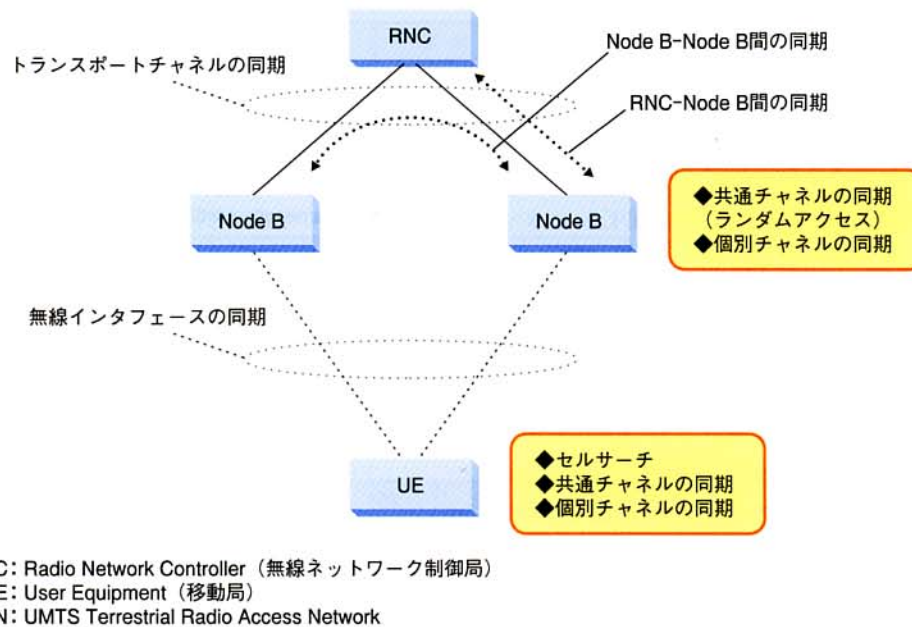


図1 UTRAN内の同期

後続する共通チャンネル (Common Channel) の同期, および個別チャンネル (Dedicated Channel) の同期の3つに分けられる。

本稿では, まず2章においてNode間の同期, トランスポートチャンネルおよび無線インタフェースの同期の概要について説明する。続いて3章でセルサーチ, 4章で上りリンクのランダムアクセスチャンネルを中心にした共通チャンネルの同期法について説明した後, 5章で個別チャンネルの同期法について述べる。最後に, 6章でセルサーチおよびランダムアクセスの特性評価結果について説明する。

## 2. UTRAN内の同期制御<sup>[1]</sup>

### 2.1 ノード間同期

RNCおよびNode Bはそれぞれ, RFN (RNC Frame Number Counter), BFN (Node B Frame Number Counter) と呼ばれる, ともに0から4095までの値をとる共通フレーム番号のカウンタを有している。そしてRNC~Node B間で伝送されるデータ系列にRFNおよびBFNを情報として載せることにより, RFNとBFNのフレーム番号差, すなわちRNCとNode Bのタイミング差を測定することができる。このプロセスをRNC~Node B間の同期を確立するという。このRNC~Node B間の同期は, RNC~Node B間で伝送されるトランスポートチャンネルの下り/上りリンク (Forward Link/Reverse Link) のフレーム同期のためのオフセット値を決定するために用いられる。

Node B間の同期は, 複数のNode B間でのタイミング差を決定することであり, RNC~Node B間の同期手順を用いて実現される。UEがハンドオーバー時において行う周辺セルのセルサーチ処理を高速・簡略化するために, 隣接セルの同期チャンネル (SCH: Synchronization Channel) の送信タイミングを調整するために用いられる。

### 2.2 トランスポートチャンネル同期

前述のように各Node Bは固有のBFNを有しており, Node B内の各セクタは固有の共通フレーム番号カウンタを有している。この各セクタ固有の共通フレーム番号カウンタはSFN (Cell System Frame Number Counter) と呼ばれ, SFNは報知チャンネルBCH (Broadcast Channel) で伝送される。FDD (Frequency Division Duplex) 方式においては,  $SFN = BFN \text{ adjusted with } T_{\text{cell}}$  の関係で, BFNとの送信タイミングが関係づけられている。ここで,  $T_{\text{cell}}$  は同じNode B内に属する各セクタにおいて, SCHの送信タイミングを決める遅延時間である (SCHは後述するようにスクランブルコードがかけられていないために, 複数のSCHの受信タイミングの重なりが大きくなると大きな干渉が生じる)。トランスポートチャンネルの同期は, UTRANとUE間のレイヤ2におけるCFN (Connection Frame Number) と呼ばれる共通のフレーム番号を用いて実現される。CFNはレイヤ2データがレイヤ1の無線フレームにマッピングされる際の単位であるトランスポート



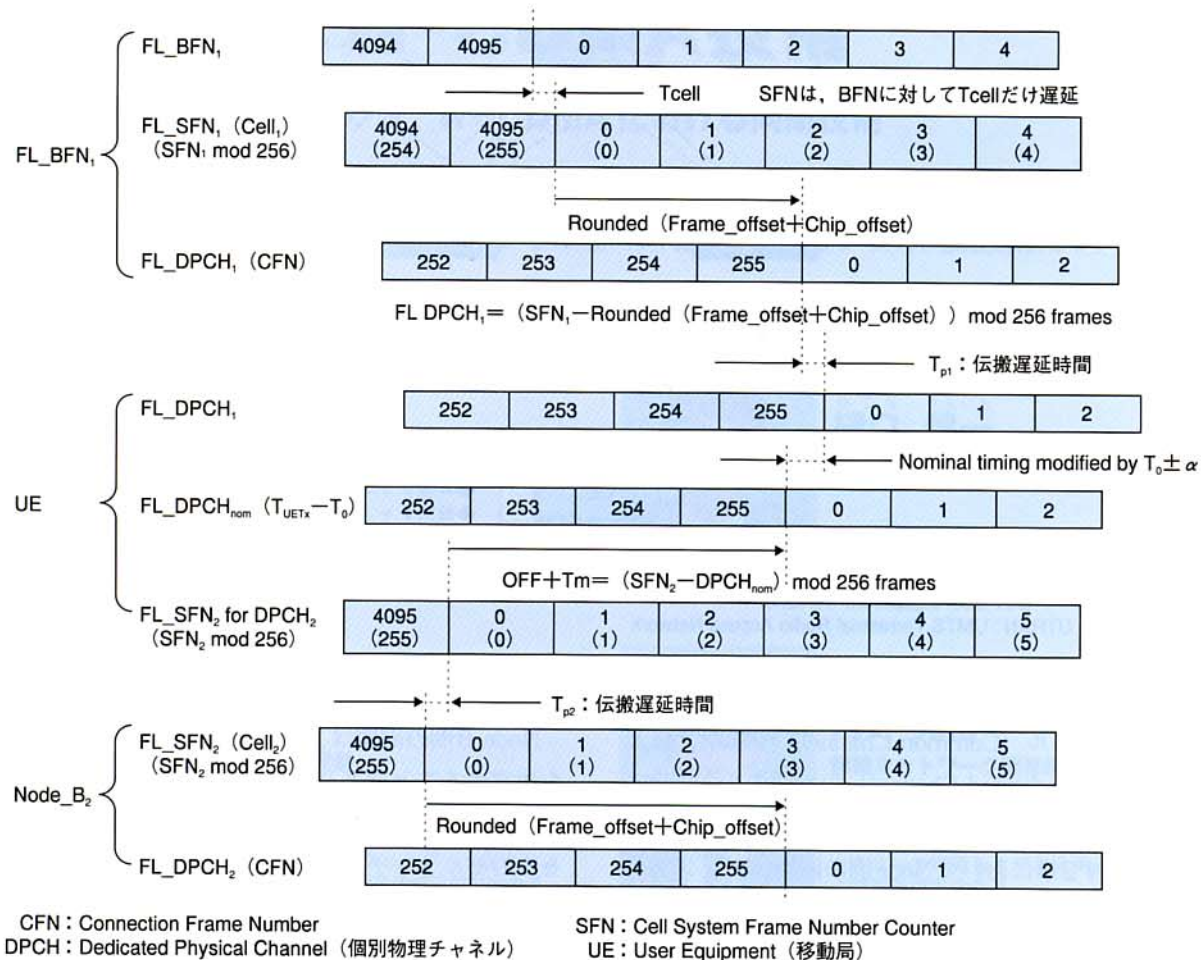


図2 無線インタフェース同期タイミング

ブロックに対応している。CFNは無線インタフェース上では送信されずに、フレーム単位のオフセット値であるFrame\_offsetを用いて式(1)の関係でSFNにマッピングされる。

$$CFN = (SFN - Frame\_offset) \bmod 256 \text{ (from Layer 1 to Layer 2)} \quad (1)$$

Frame\_offsetは256のモジュロ、すなわち0～255までの値で表される。Node BはRNCから受信したトランスポートブロックのCFNから、Frame\_offset値に基づいて、そのセルにおける送信タイミングSFNを算出し、BCHがSFNを送信するタイミングに合わせて無線フレームを送信する。他のNode Bにおいても同様の処理を行うことにより、UEにおいて各Node Bからの下りリンクにおける無線フレームをフレームタイミングで同期することができる。

## 2.3 無線インタフェース同期

無線インタフェース同期は、SHO時においてUEが複数のセルから正しいタイミングでフレームを受信することを保証するために行われる。図2はUEが同一のRNCに属するハンドオーバー元セルからハンドオーバー先セルへ、ハンドオーバーして2つのセルと無線リンクを接続する場合のタイミング関係を表している。

まず、セル1で送信されるBCHのFL\_SF\_N<sub>1</sub>が、FL\_BFN<sub>1</sub>に対してT<sub>cell</sub>分オフセットされている。DOFF (Default DPCH Offset Value) は共通チャンネルから個別チャンネルに移行した際に、Iub (RNC～Node B間のインタフェース) 上のトラヒック負荷およびNode Bの処理負荷を平均化するために、SRNC (Serving RNC) により選択されるパラメータであり、無線リンクを設定するときのみ用いられる。SRNCはUEに対してDOFFをRRC (Radio Resource Control) メッセージ (レイヤ3情報) で通知することにより、FL\_DPCH (個別物理チャンネル (DPCH: Dedicated Physical Channel)) のフレームの受信タイミングを通知す



る。また、Node Bに対してFL\_DPCHのフレーム送信タイミングを教えるために、DOFFを式(2)で示すようにフレーム単位のオフセット値Frame\_offsetおよびチップ単位のオフセット値Chip\_offsetに変換して、Node Bに通知する。

$$\text{Frame\_offset} \times 38400 + \text{Chip\_offset} = \text{DOFF} \times 512 \quad (2)$$

UEはハンドオーバを行う際に、ハンドオーバ元セルのFD\_DPCHとハンドオーバ先セルのSFN2間のタイミング時間差を、フレームおよびチップ単位のパラメータであるOFFとTmとして測定し、RRCメッセージとしてSRNCに通知する。UEでは、ハンドオーバ時の基準タイミングとして、RL\_DPCHの送信タイミングT<sub>UETx</sub>からT<sub>0</sub>（1024チップ長の固定時間）分オフセットした時間であるFL\_DPCH<sub>nom</sub>を用いる。したがって、OFFとTmは式(3)によって求めることができる。

$$\text{OFF} + \text{Tm} = (\text{T}_{\text{UETx}} - \text{T}_0 - \text{SFN}_{\text{target}}) \bmod 256 \quad (3)$$

ここでSFN targetはハンドオーバ先セルのSFN2である。RNCは、RRCメッセージで受信したパラメータOFFとTmから、式(4)の関係でFrame\_offsetとChip\_offsetに変換し、セル2に通知する。

$$\text{Frame\_offset} \times 38400 + \text{Chip\_offset} = \text{OFF} \times 38400 + \text{Tm} \quad (4)$$

ハンドオーバ先セルのセル2では、Frame\_offsetとChip\_offsetからFL\_DPCH<sub>2</sub>の送信タイミングを設定し、結果としてUEではFL\_DPCH<sub>1</sub>とFL\_DPCH<sub>2</sub>をほぼ同じタイミングで受信すること（受信タイミングの同期）ができる。

### 3. セルサーチ

W-CDMA方式では、Node B～UE間で無線リンクを接続する際に、まず、UEは下りリンクの拡散符号同期を確立して、下りリンクの第1共通制御物理チャネル（P-CCPCH：Primary-Common Control Physical Channel）のBCH情報を復号してから、上りリンクでランダムアクセスチャネル（RACH：Random Access Channel）をあらかじめ規定された送信タイミングで送信し、Node Bで上りリンクの拡散符号同期を確立して、RACH情報の復号を行い、上下無線リンクを確立する。UEは電源立ち上げ時、SHOモードに入る前、あるいは間欠受信モードにおいて、瞬時の

フェージング変動を平均化した、長区間変動およびシャドウイング変動によるパスロスが最も小さなセル（SHOモードに入る前はこのパスロスが2番目に小さなセル）を検出する必要がある。これは下りリンクにおいて最も受信電力（逆拡散後の相関ピーク電力）の大きなセルの共通パイロットチャネル（CPICH：Common Pilot Channel）の拡散符号（スクランブルコード）同期を検出する処理になる。このプロセスを無線リンクを接続すべきセルを探すという意味でセルサーチと称する。いったん、下りリンクの拡散符号同期が確立して無線リンクが接続できると、UEは下りリンクのタイミングに対してあらかじめ決められたタイミングでRACHを送信するので、Node Bは伝搬遅延時間によって決まる不確からしさの範囲で（上りリンクのサーチウィンドウの範囲で）拡散符号の同期タイミングを検出すればよく、拡散符号長に関わらず、速やかに拡散符号同期を確立することができる。このセルサーチはUEが電源立ち上げ時において無線リンクを接続すべきセルを探す初期セルサーチ、SHOに入る前にハンドオーバ先セルを探すセルサーチ、および通信待ち受けモードにおける間欠受信時において無線リンクを接続するセルを探すセルサーチの3モードに分類できる。

一般には拡散符号の同期は、サーチすべき拡散符号の種類に対して拡散符号長（チップ数）の各タイミングに対して相関検出を行い、同期点の検出を行わなければならない。下りリンクにおいては柔軟なスクランブルコード割り当てが実現できるよう、スクランブルコード数は512と十分多く設定してある。したがって、UEは初期セルサーチにおいては、無線リンクを接続すべき最もパスロスの小さなセルのスクランブルコードを探すために、512種類のスクランブルコードについて順次サーチしなければならない。一般には非常に長時間のサーチ時間を要することになる。一方、基地局間同期システムにおいては、1種類のスクランブルコードを一定間隔で時間シフトして各セルで用いることができるため、高速なセルサーチを実現できる。

そこで、基地局間非同期システムにおいて高速なセルサーチを実現するために、3段階のセルサーチ方法が提案され[4]、3GPP（3rd Generation Partnership Project）において文献[4]で提案されたセルサーチ法をベースにして同期コード（SC：Synchronization Code）生成法、パラメータなどが修正されている[2]。

#### 3.1 送信フレーム構成

図3に3段階セルサーチ法に用いる



CPICHおよびSCHの送信フレーム構成を示す。各スロットの先頭256チップ長区間にPrimaryおよびSecondary-SCH (Synchronization Channel) がCPICHにコード多重されて送信される (各スロット先頭の256チップ長の区間を除いた範囲には、P-CCPCHが送信される)。SCは、SCHの拡散に用いられる拡散コードであり、PSC (Primary Synchronization Code) と、SSC (Secondary Synchronization Code) の2種類がある。符号長はともに256であり、Primary-SCH、Secondary-SCHの拡散に用いられる。後述するようにPrimary-SCHの検出にはマッチトフィルタ (MF: Matched Filter) が用いられる。直接PSCの相関を検出するためには256チップのMFが必要になり、大きな回路規模になる。そこで16チップ長の直交符号系列をタイムシフトした自己相関ピークが小さくなるような16個の変調パターンで繰り返して、256チップの符号系列を生成する方法が用いられている。PSCを $C_{PSC}$ と表記すると、 $C_{PSC}$ は実部と虚部が等しい複素の符号系列であり、以下のように定義される。

$$C_{PSC} = (1+j) \times \langle a, a, a, -a, -a, a, -a, -a, a, a, a, -a, a, -a, a, a \rangle,$$

$$\text{ここで、} a = \{x_1, x_2, x_3, \dots, x_{16}\} = \{1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, 1\} \quad (5)$$

また、SSCは16種類あり、これを $C_{SSC,k}$  ( $k=0, 2, 3, \dots$

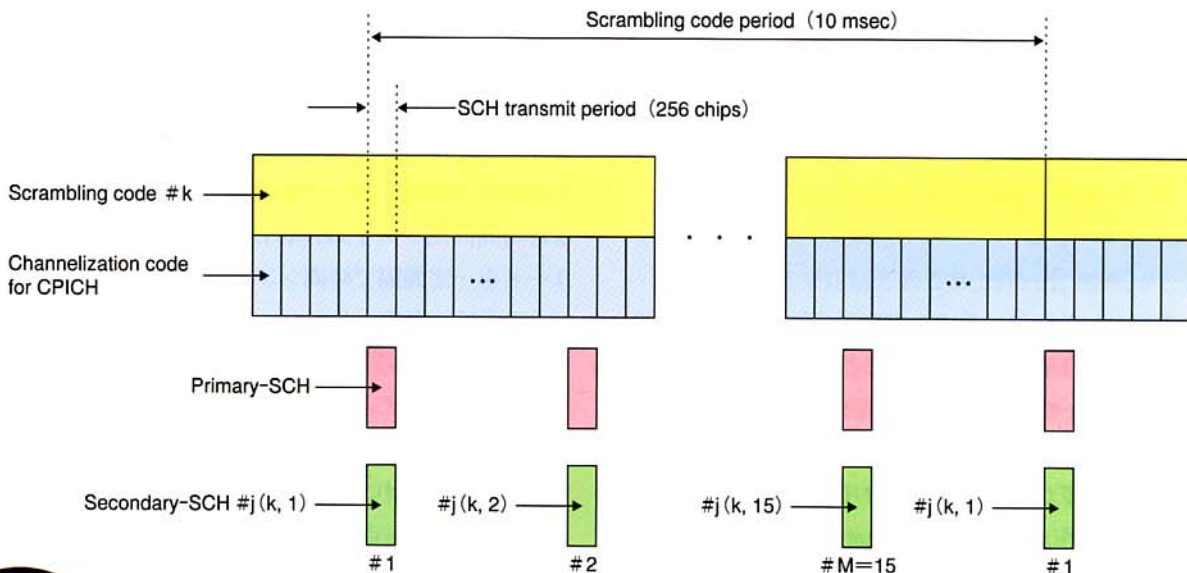
15) と表記すると、 $C_{SSC,k}$ は式(6)に示す長さ256チップの共通系列のベクトル $Z$ の $j$ 成分 ( $1 \leq j \leq 256$ ) と $H_8$ のアダマール (Hadamard) 行列の $n$ 番目の行の $j$ 成分を乗算して、生成される256個の成分から構成される符号になる。512個のスクランブルコードについて1つずつ相関検出を行い、セルサーチを行うと、非常に長時間を要してしまう。したがってあらかじめ512個のスクランブルコードを64個のグループに分けておき、グループを検出した後に、そのグループに属する8個のスクランブルコードについてセルサーチを行うことにより、セルサーチ時間の短縮化を図っている。 $n=16 \times (k-1)$  で表されるように、アダマール行列の256個の行の中から、16個おきに16行が選択され、16個の $C_{SSC,k}$ が生成される。アダマール行列の $n$ 番目の行の $j$ 番目のシンボルを $h_n(j)$ 、共通系列 $Z$ の $j$ 番目のシンボルを $z(j)$ で表すと、 $C_{SSC,k}$ は次式で定義される。

$$C_{SSC,k} = (1+j) \times \langle h_n(0) \times z(0), h_n(1) \times z(1), h_n(2) \times z(2), \dots, h_n(255) \times z(255) \rangle,$$

ここで、 $Z = \{b, b, b, -b, b, b, -b, -b, b, -b, b, -b, -b, -b, -b, -b, -b, -b\}$  ,

および、 $b = \{x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, -x_9, -x_{10}, -x_{11}, -x_{12}, -x_{13}, -x_{14}, -x_{15}, -x_{16}\}$  (6)

$K$ 個のセルからCPICHチャンネル、Primary-CCPCH (BCH)、SCH、およびDPCH (Cチャンネル) が送信される



CPICH: Common Pilot Channel (共通パイロットチャンネル)  
SCH: Synchronization Channel (同期チャンネル)

図3 共通パイロットチャンネルと同期チャンネルの構成



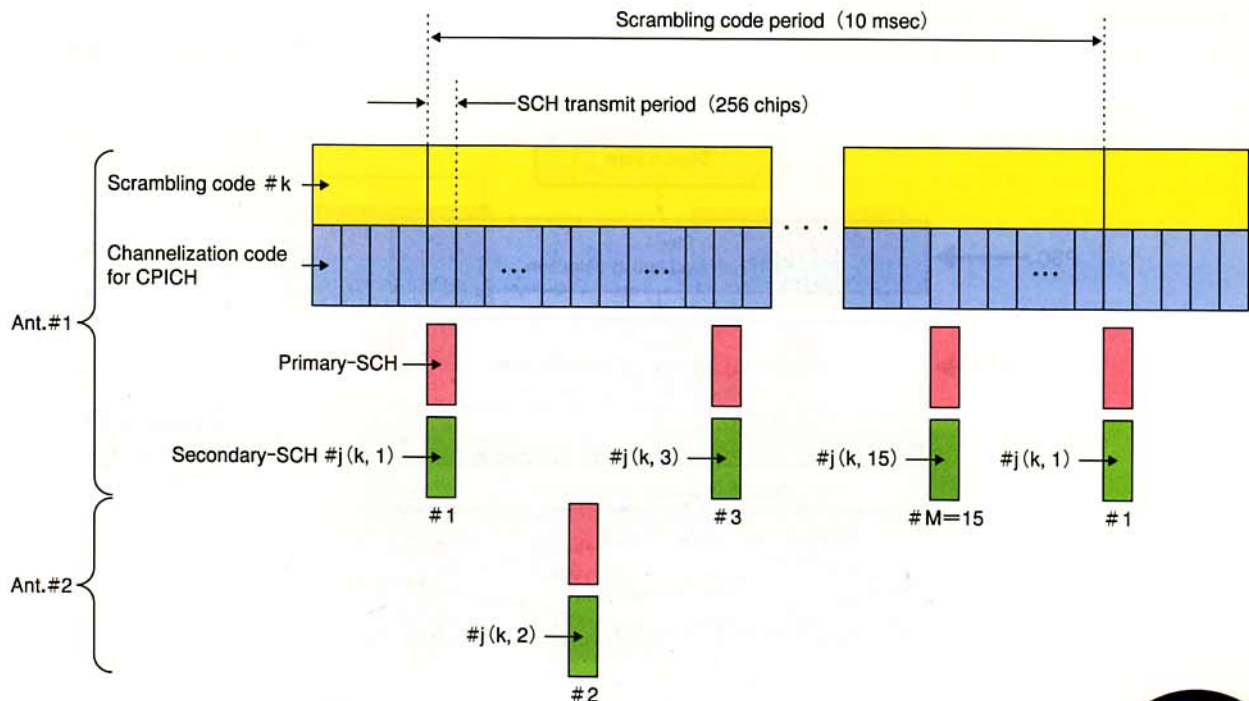
ものとする。受信信号は式(7)で表される。右辺の第1項はCPICHチャネル ( $S_{k,0}$ ,  $c_{k,0}$ ,  $d_{k,0}$ はそれぞれCPICHの送信振幅, 拡散コード波形, データ変調信号波形を表す), 第2項は, Primary-CCPCH ( $S_{k,1}$ ,  $c_{k,1}$ ,  $d_{k,1}$ はそれぞれPrimary-CCPCHの送信振幅, 拡散コード波形, データ変調信号波形を表す), 第3項はDPCH, 第4項はSCH, 第5項は背景雑音成分を表す。

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2S_{k,0}} \xi_k(t) c_{k,0}(t-\tau_k) d_{k,0}(t-\tau_k) + \sum_{k=1}^K \sqrt{2S_{k,1}} u(t) \xi_k(t) c_{k,1}(t-\tau_k) d_{k,1}(t-\tau_k) + \sum_{k=1}^K \xi_k(t) \sum_{i=2}^{c+1} \sqrt{2S_{k,i}} c_{k,i}(t-\tau_k) d_{k,i}(t-\tau_k) + \sum_{k=1}^K \sqrt{S_{k,1}} [1-u(t)] \xi_k(t) [c_{psc}(t-\tau_k) + c_{acc,i(s,m)}(t-\tau_k)] + n(t) \quad (7)$$

Primary-SCHおよびSecondary-SCHは各スロット先頭の256チップ長区間のみ送信される。したがって,  $nT_{\text{Frame}} + mT_{\text{Slot}} \leq t \leq (n+1)T_{\text{Frame}} + mT_{\text{Slot}} + 256T_c$ の範囲においては,  $u(t) = 0$ である (ここで,  $T_c$ はチップ周期,  $T_{\text{Frame}} = 38,400T_c$ ,  $T_{\text{Slot}} = T_{\text{Frame}}/15$ ,  $n$ はフレーム番号を表す整数値,  $m$ はスロット番号を表す  $0 \leq m \leq 14$ の値である),  $i(s, m)$ はスクランブルコードグループ  $s$ 固有のSSC送信パターンを示し, 1

~16の値をとる。SSCに用いられる拡散符号は, 15個のスロットごとに, それぞれのスクランブルコードグループで異なるパターンになっており, このコードパターンを検出することでUEでは, 受信信号の拡散に用いられているスクランブルコードのグループの同定とともにスクランブルコードの受信タイミング (フレームタイミング) を確定することができる。

第1および第2ステップにおいてはそれぞれPrimary-SCH, Secondary-SCHの相関値をそれぞれ  $T_1$ ,  $T_2$ 時間平均化し, 瞬時のフェージング変動の影響を取り除いて最大相関ピークを求めるが, 低速フェージング環境では, 第1, 2ステップにおけるこの平均化時間内においてフェージング変動の影響を十分除去できずに, 特に受信電力が小さい場合には誤検出が増大する。そこで, 第1, 2ステップでの誤検出を低減する方法として, Node Bの2送信アンテナから同じスロットのPrimary-SCH, Secondary-SCHをペアにしてスロットごとに交互に送信するTSTD (Time Switch Transmit Diversity) [7]が適用される。このTSTDを用いることにより2つのアンテナ間のフェージング相関が小さい場合は独立なフェージング変動になるためにフェージング変動に起因する受信レベルの低減は小さくできる。図4にTSTDを用いる場合のPrimary-SCH, Secondary-SCHの送



CPICH : Common Pilot Channel (共通パイロットチャネル)  
SCH : Synchronization Channel (同期チャネル)  
TSTD : Time Switched Transmit Diversity

図4 TSTDを用いるときのSCH送信タイミング



信パターンを示す。

## 3.2 3段階セルサーチアルゴリズム (初期セルサーチ)

3段階セルサーチ法の動作フローを図5に示す。3段階セルサーチ法は、図5のように3段階で無線リンクを接続すべきセルを検出する。

(1) 第1ステップ…Primary-SCH受信タイミングの検出

UEでは、まず受信信号とPSCとの相関をMFを用いて検出し、Primary-SCH受信位置の相関ピークを検出する。時間 $t$ におけるMF出力の瞬時の相関出力は式(8)で表される。

$$\psi_1(t) = \frac{1}{256 \cdot T_c} \int_0^{256T_c} r(t-\mu) c_{psc}(256 \cdot T_c - \mu) d\mu \quad (8)$$

$t = \tau + mT_{Slot} + nT_{Frame}$ における $\psi_1(t)$ の値を $\psi_1(\tau, m, n)$ で表す。 $\psi_1(\tau, m, n)$ から求まる瞬時の相関電力に対するフェージング変動の影響および雑音、干渉の影響を低減するために $T_1 (= N_1 T_{Frame} : N_1$ は自然数)時間にわたり平均化する。平均化した信号 $\bar{\Psi}_1(\tau)$ は、

$$\bar{\Psi}_1(\tau) = \frac{1}{15N_1} \sum_{n=n_1}^{n_1+N_1-1} \sum_{m=0}^{14} |\psi_1(\tau, m, n)|^2 \quad (9)$$

で表され、 $\bar{\Psi}_1(t)$ を最大にする時間をサーチすべきセルのSCHの受信タイミングとする。すなわち、 $\max_{\tau} \bar{\Psi}_1(\tau) \rightarrow \hat{\tau}$ とする。ここでフレーム同期はまだ確立されていない

ので、 $m$ には15通りの不確実性が存在する。

(2) 第2ステップ…スクランブルコードグループの同定およびフレームタイミングの検出

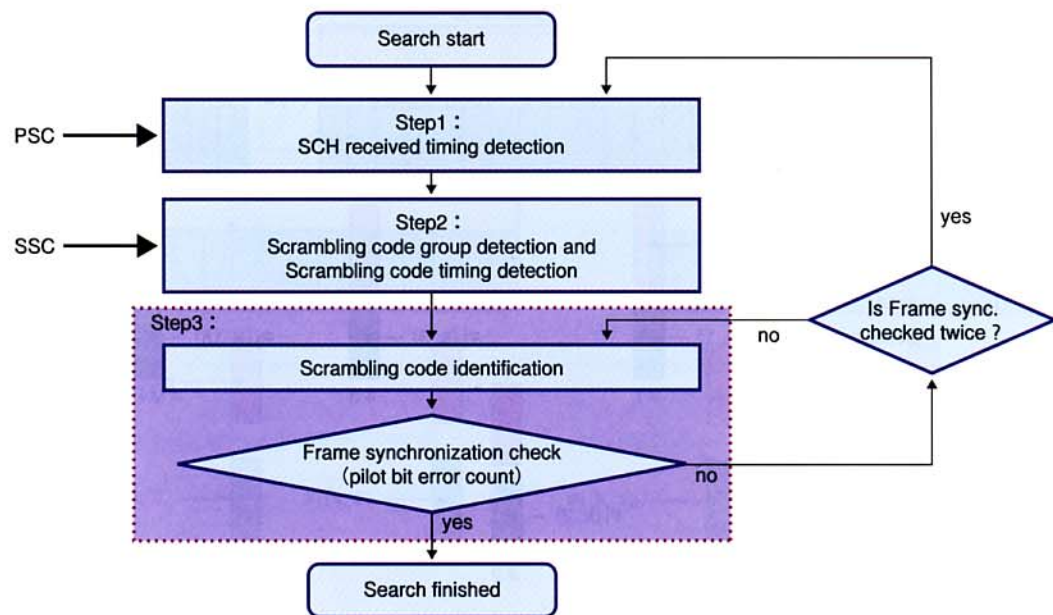
第2ステップでは、第1ステップで検出したPrimary-SCHの受信タイミング(=Secondary-SCHの受信タイミング) $\hat{\tau}$ を用いて、受信信号 $r(t)$ と64個のスクランブルグループの15通りのSSCのパターンについての $\hat{t} = \hat{\tau} + mT_{Slot} + nT_{Frame}$ における相関を式(10)のように計算する。

$$\psi_1(x, \hat{\tau}, m, n) = \frac{1}{256 \cdot T_c} \int_0^{256T_c} r(\hat{t}-\mu) c_{ssc,x}(256T_c - \mu) d\mu \quad (10)$$

$\psi_2(x, \hat{\tau}, m, n)$ についても第1ステップと同様に $T_2 (= N_2 T_{Frame} : N_2$ は自然数)時間にわたり平均化する。平均化の方法として式(11)に示すように、各スロットのSSCの相関出力振幅成分を電力加算して求める方法がある。

$$\bar{\Psi}_2(s, m) = \frac{1}{15N_2} \sum_{n=n_1}^{n_1+N_2-1} \sum_{k=0}^{14} |\psi_2(i(s, k), \hat{\tau}, (m+K) \bmod 15, n)|^2 \quad (11)$$

また、第1ステップにおいてすでにPrimary-SCHが検出できているため、このPSCの相関出力を参照位相としてフェージングに起因する位相変動を補償することにより、式(12)に示すように同相加算が可能である(図6) [8]。同相加算平均を行うことにより、背景雑音および干渉成分を低減できるために、式(11)に示す電力加算平均に比較して、第2



PSC : Primary Synchronization Code  
SSC : Secondary Synchronization Code

図5 3段階セルサーチ法の動作フロー



ステップの検出精度を改善することができる。

$$\bar{\Psi}_2(s, m) = \frac{1}{15N_2} \left| \sum_{n=n_1}^{n_1+N_2} \sum_{k=0}^{14} \psi_2(i(s, k), \hat{\tau}, (m+k) \bmod 15, n) \cdot \hat{\xi}^*(\hat{\tau}, (m+k) \bmod 15, n) \right|^2 \quad (12)$$

ここで、 $\hat{\xi}(i, m, n)$  は  $t = \hat{\tau} m T_{\text{Slot}} + n T_{\text{Frame}}$  における  $\Psi_1(t)$  の値である。式(11)あるいは式(12)で求めた相関出力電力を最大にする SSC セットおよびタイミングからスクランブルコードグループ  $S$  とフレームタイミングを求める。すなわち、 $\max_{s, m} \bar{\Psi}_2(s, m) \Rightarrow \hat{s}, \hat{m}$  となる。

### (3) 第3ステップ…スクランブルコードの同定

UEでは、第2ステップで検出したフレームタイミングを用いて検出したスクランブルコードグループに含まれるスクランブルコード候補について、受信信号との相関検出およびしきい値判定を行うことにより、スクランブルコードの同定を行う。 $L(\hat{s}, i)$  をグループ  $\hat{s}$  に属する  $i$  番目のスクランブルコードのインデックスとする。スクランブルコード  $L(\hat{s}, i)$  に対して CPICH を用いて、1スクランブルコードあたり H3 シンボル長の相関検出を行う。相関出力電力は式(13)で表される。

$$\Psi_3(L(\hat{s}, i), \hat{\tau}, \hat{m}, n) = \frac{1}{H_3} \sum_{j=1}^{H_3} \left| \frac{1}{256T_c} \int_{256jT_c}^{256(j+1)T_c} r(t-\eta) \cdot c_{L(\hat{s}, i), 0}(\eta + \hat{m}T_{\text{Slot}} - \hat{\tau}) d\eta \right|^2 \quad (13)$$

ここで CPICH のチャネライゼーションコードは、全 “1” としている。式(13)における相関ピーク電力があらかじめ決めたしきい値電力よりも大きい場合に、このスクランブル

コードをサーチすべきセルのスクランブルコードとする。すなわち、 $\Psi_3(L(\hat{s}, i), \hat{m}, \hat{\tau}) \geq \alpha \bar{\Psi}_1(\hat{\tau})$  ならば、 $c_{L(\hat{s}, i), 0} \Rightarrow c_{k, 0}$  となる。

PSC はすべてのセルで共通であるために、複数のセルからの Primary-SCH の UE での受信タイミングが一致する確率はゼロではない（隣接セクタ（セル）では SCH の送信タイミングが重ならないように、パラメータ  $T_{\text{Cell}}$  で送信オフセットを与えている）。仮に非常に小さな確率で複数の SCH の UE での受信タイミングが一致したとしても、スクランブルコードが一致する確率はほとんどゼロであるので、第2、第3ステップにおいて、最も受信電力の大きなセルが検出される。TSTD を用いた場合には、Primary-SCH の検出は電力加算で行い、Secondary-SCH の平均化は並列する Primary-SCH の受信位相を参照位相として同相加算で行うために、受信機での処理は1アンテナ送信の場合と等しく、2つのアンテナから交互SCHに送信するダイバーシチ効果により、特に低速フェージング環境での誤検出を低減できる。

### 3.3 アクティブモードにおける通信中周辺セルサーチ

SHOに入る前におけるアクティブモードにおける通信中周辺セルサーチにおいては、3.2章で説明した初期セルサーチと異なり、すでにDPCHを接続しているハンドオーバー元のセルサイトから BCHにより周辺セルのスクランブルコードを通知されるので、20個程度の通知されたスクランブルコードについてのみセルサーチを行えばよい。このセルサ

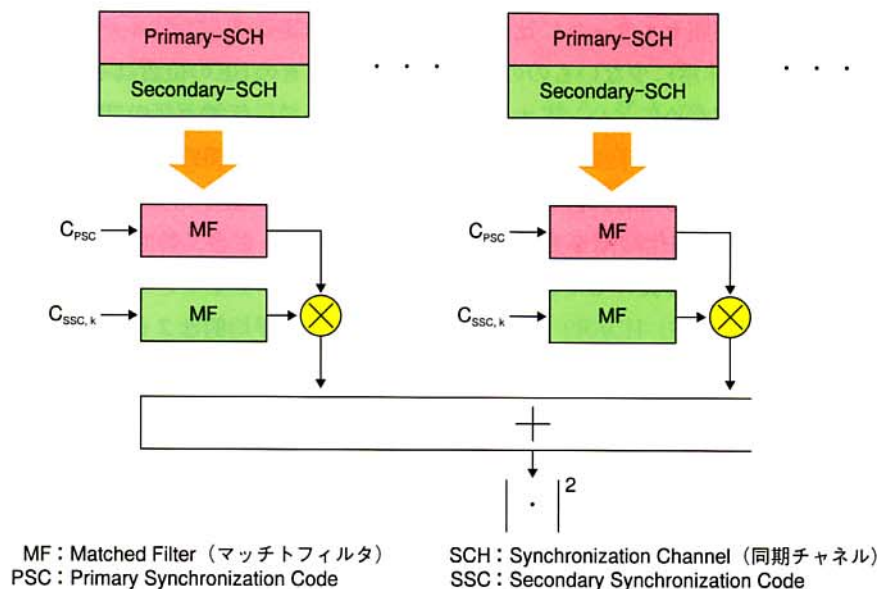


図6 SSCの同相加算検出法





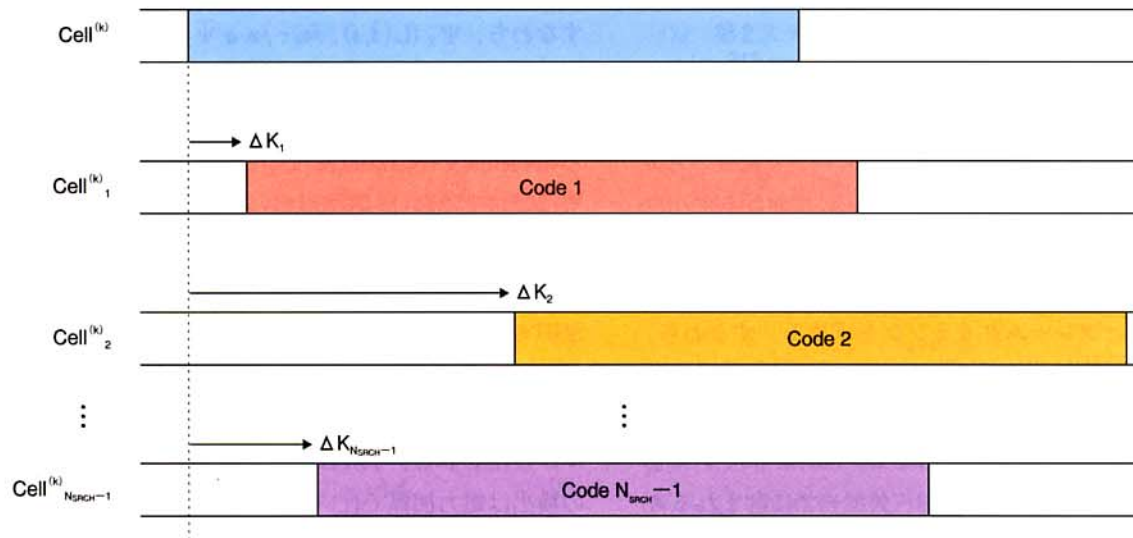


図7 スクラブルコードの相対送信タイミング

一には初期セルサーチと同様に3段階セルサーチ法を用いることができる。しかしながら、DPCHを接続しているハンドオーバー元セルのCPICHのパスの受信タイミングおよび受信電力は電力遅延プロファイル測定値から既知であるので、周辺セルサーチにおいて生成した電力遅延プロファイルから、このハンドオーバー元セルからのパスを除外して、2番目に大きな受信電力を有するCPICHを送信しているセルの検出を行う。このプロセスを、あらかじめ決めた一定回数繰り返した後に、セルが検出できない場合には、ハンドオーバー元セルのパスの受信タイミングとサーチすべき2番目の受信電力を有するセルのパスの受信タイミングが一致している場合を考慮して、ハンドオーバー元セルのパスを除外しないで3段階のセルサーチを行う。このアクティブモードにおける周辺セルサーチは、初期セルサーチと比較して、候補のセルの数が20個程度と非常に少ないものの、2番目に大きな受信電力のセルを探すために、ハンドオーバー元セルの共通チャネルおよびDPCHからの干渉の影響が非常に大きく、この干渉の影響を低減するために各ステップで初期セルサーチと比較して長い平均化時間を要するため、結果的に初期セルサーチと比較して長いセルサーチ時間を要することが報告されている[9]。

### 3.4 間欠受信時(アイドルモード)における周辺セルサーチ



通信待ち受けモードにおける間欠受信時における高速セルサーチアルゴリズムが提案されている[10]。図7にスクラブルコードの相対受信タイミン

グ位相の一例を示す。Cell  $(k)$  が現在、無線リンクを接続しているセルであり、Cell  $(k)$  の周辺セルをCell  $(k)_1, \text{Cell } (k)_2, \dots$  で表し、周辺セルのCPICHのスクラブルコードのCell  $(k)$  のそれに対する相対送信タイミング差を $\Delta K_1, \Delta K_2, \dots$  と表示する。UEはSHOモードに入る前に、ハンドオーバー元セルとハンドオーバー先セルのCPICHのスクラブルコードタイミング差を測定し、ハンドオーバー元セルに通知する。したがって、Cell  $(k)$  は、UEから通知される周辺セルのスクラブルコードの相対送信タイミング差を蓄積することにより、周辺セルのスクラブルコードに加えて相対受信タイミング情報を有することができる。一般には、UEが複数セルのCPICHのスクラブルコードタイミング差を測定するときの位置、すなわち無線リンクを接続しているセルと周辺セルのCPICHの受信レベル差がハンドオーバーしきい値以下になったときのUEの位置はそれぞれの場合において異なる。したがって、伝搬遅延時間差が異なるため、各UEが測定した特定のセル間のスクラブルコードの受信タイミング差にはばらつきがある。このためCell  $(k)$  はその周辺セルCell  $(k)_i$  に対して多くのUEから通知されたCPICHのスクラブルコードタイミング差を平均化することにより、Cell  $(k)$  とCell  $(k)_i$  の平均的なスクラブルコードタイミング差を取得することができる。

図8に通信待ち受け時における高速セルサーチを実現するためのUEの動作フローを示す。UEは通信待ち受け時において、一定時間ごとに最大受信レベルのCPICHを有するセルを検出するセルサーチとページングチャネル(PCH: Paging Channel)情報の有無を通知するページングインディケータチャネル(PICH: Paging Indicator Channel)の受

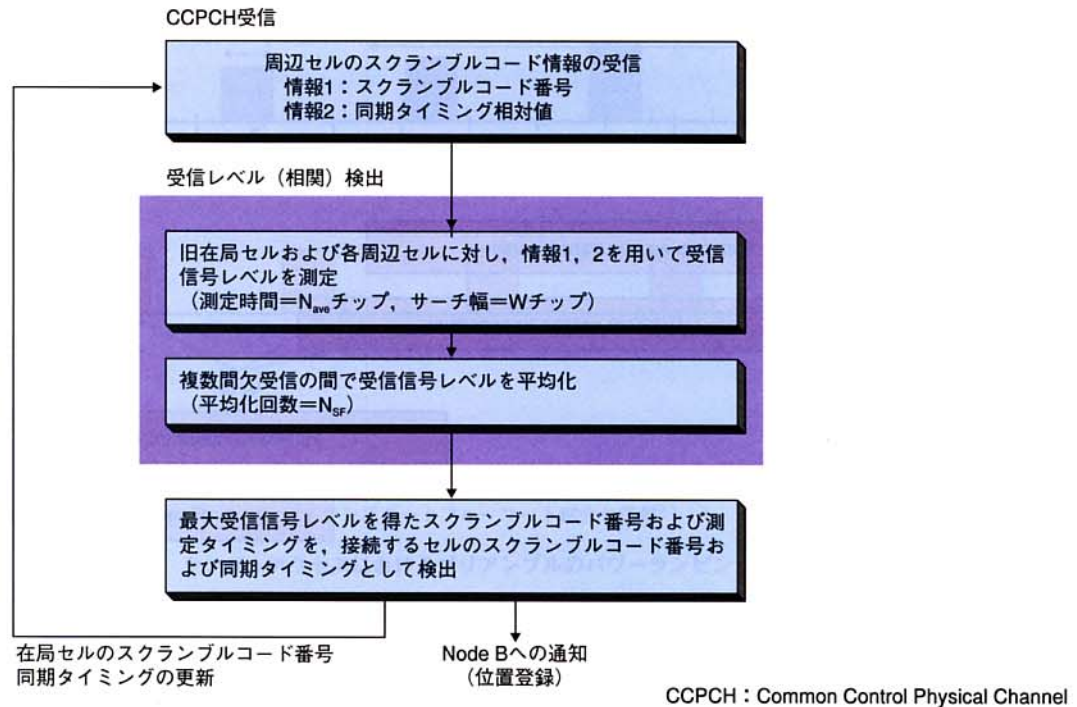


図8 通信待ち受け時におけるセルサーチの動作フロー

信を間欠的に行う。UEは、PICHを復調し、PCH情報“有”の場合のみPCHの受信・復調を行う。また、セルサーチの結果により、最大受信レベルのCPICHを有するセルが変わった場合には、CCPCH内のセル固有の報知情報を受信する。本方法では、UEはこのCCPCHを通して、無線リンクを接続していた、あるいは間欠受信時にCCPCHを受信・復調したCell<sup>(k)</sup>と周辺のサーチすべきセルCell<sup>(k)<sub>i</sub></sup> ( $1 \leq i \leq n$ ,  $n$ は20程度の数)のスクランブルコードの種類、およびCell<sup>(k)</sup>と周辺セルCell<sup>(k)<sub>i</sub></sup>とのCPICHのスクランブルコードタイミング差の情報 $\Delta_{k1}$ ,  $\Delta_{k2}$ , ... (図7)を受信する。したがって、UEはサーチすべき周辺セルのスクランブルコードの種類およびUEでのCPICHの平均的な受信タイミングが既知となるので(これは基地局間同期システムにおいてサーチすべきコード位相を既知としていることに相当する)、短時間での周辺セルサーチが可能になる。さらに、過去の間欠受信時の相関プロファイルを複数回電力平均した平均相関値を用いてセル検出を行うことで、フェージングに起因する受信レベル変動の影響を軽減することができ、高精度なセル検出を行うことができる。

## 4. 共通チャネル同期

### 4.1 下りリンク共通チャネル同期<sup>[3]</sup>

3章で説明したセルサーチ手順にしたがって、CPICHの

拡散符号同期すなわちフレーム同期を確立できる。P-CCPCHはCPICHと同じタイミングで送信されているために、UEはCPICHで確立した拡散符号タイミングで、P-CCPCHにマッピングされたBCHを復号することができる。このBCHから他の共通制御チャネルのタイミング情報(P-CCPCHの送信タイミングからの相対タイミング)を得ることができ、P-CCPCHの拡散符号同期タイミングおよびBCHのタイミング情報より、UEは下りリンクにおける他の共通制御チャネルの拡散符号(フレーム)同期を確立できる。

### 4.2 ランダムアクセス<sup>[2][3]</sup>

UEは下りリンクのP-CCPCHのBCHを受信してから、BCHにより上位レイヤで通知される情報(送信タイミング、拡散符号、シグネチャなど)を基に、共通制御チャネルである、ランダムアクセスチャネル(対応する物理チャネルは、PRACH (Physical Random Access Channel))を送信する。このPRACHは、複数の通信者で拡散符号を共有する共通チャネルであるため、同じ受信タイミングで受信されると、衝突が生じて同期検出確率が低減する。したがって、UEのPRACHの送信にはスロットドアロハが用いられる。ランダムアクセスにおけるUEのPRACH送信タイミングを図9に示す。UEはアクセスス



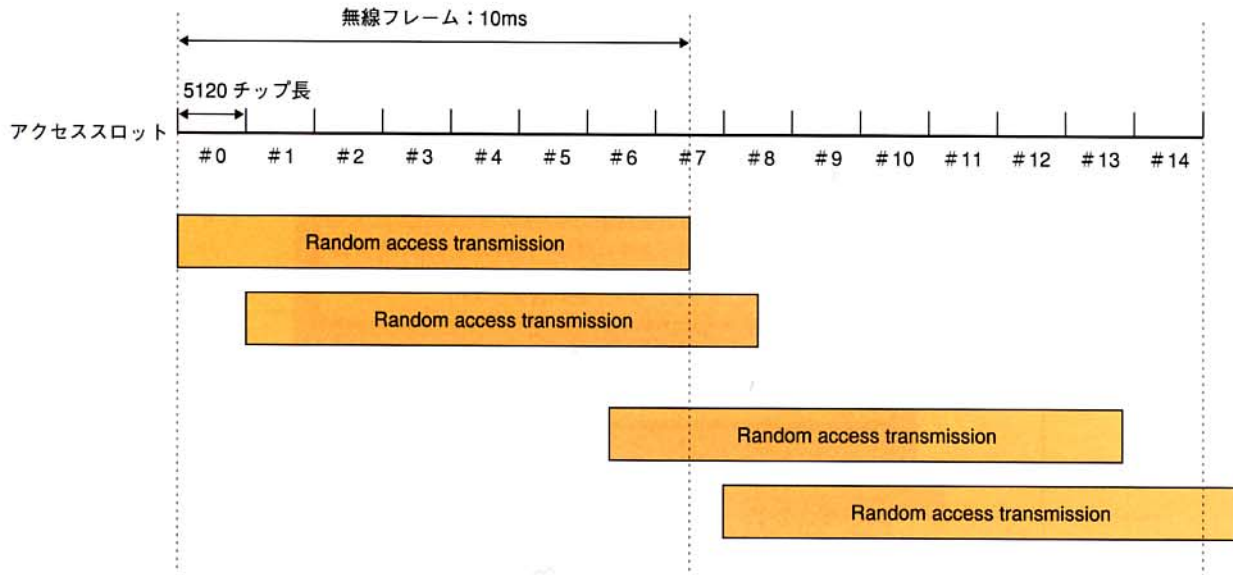


図9 ランダムアクセスにおける送信スロットタイミング

ロットと呼ばれるあらかじめ決められたいくつかの時間オフセットの1つからPRACHの送信を開始する。2フレーム中に5120チップ間隔で、15のアクセススロットが設けられている。下りリンクのAICH (Acquisition Indicator Channel) は、下りアクセススロット間隔で分割されている。一方、上りPRACHも上りアクセススロット間隔で分割されている。上りアクセススロット番号 $n$ は、下りアクセススロット番号 $n$ を受信する $T_{p-a}$ 時間だけ前にUEから送信される( $T_{p-a}$ は、7680または12800チップ長の固定時間)。下りAICHは下りアクセススロットの開始時点でのみ送信される。ランダムアクセスのプリアンブル部分や、メッセージ部分も同様にアクセススロットの開始時点でのみ送信される。

### 4.3 (1)PRACHの構成

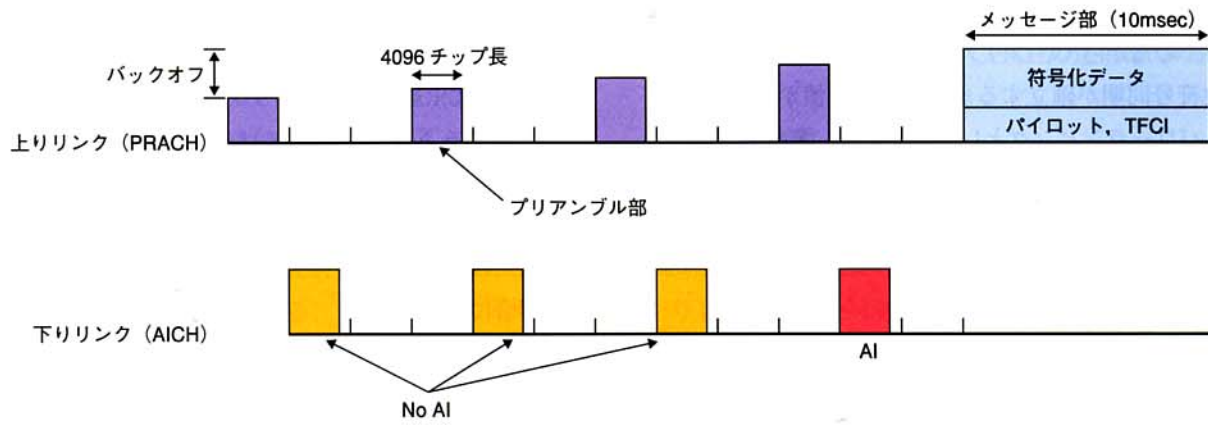
図10にPRACHの構成を示す。PRACHは1つ以上のプリアンブル部およびメッセージ部から構成される。プリアンブル部は4096チップ長であり、後続するメッセージ部を送信する前に拡散符号同期検出を行うために送信される短い信号である。メッセージ部は、10msあるいは20ms長の長さを有する。プリアンブル部は、データ変調はすべて“1”の固定パターンであり、メッセージ部は、上りリンクのDPCHと同様に符号化データシンボルで構成されるデータ

部(Data part)がIチャンネルに、制御部(Control part)がQチャンネルにマッピングされている。PRACHの拡散変調処理を図11に示す。

プリアンブル部は、下記の2つの符号系列の積(modulo 2)で生成される符号系列で複素拡散される。

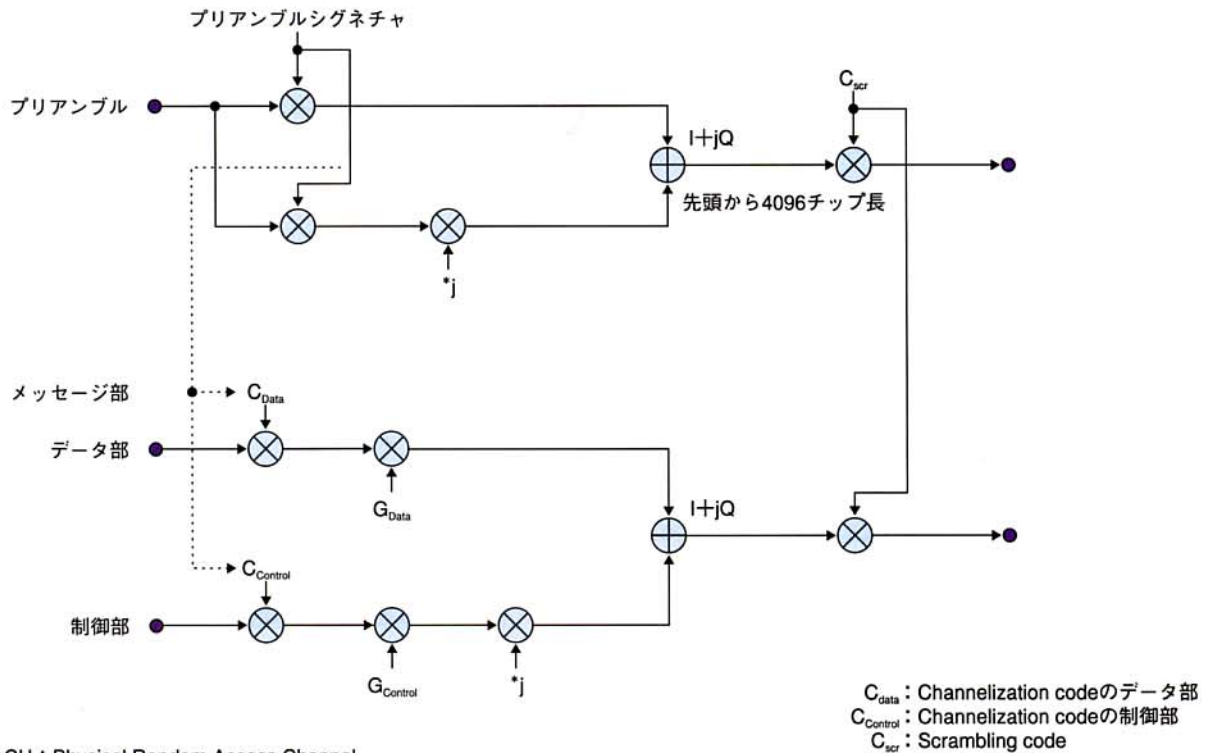
- ・プリアンブルシグネチャ…16チップ長のシグネチャを256回繰り返したコード系列である。
- ・スクランブルコード…下りリンクのBCHでNode Bから通知されたロングスクランブルコード(Long Scrambling Code)の先頭から4096チップまでを切り取った符号系列である。したがって、Node Bに対してあらかじめ既知であるので、容易に拡散符号同期を確立することができる。メッセージ部は、I/Qチャンネルでそれぞれ異なるチャネライゼーションコード(Channelization code)で拡散された後、複素信号として、スクランブルコードで複素拡散される。
- ・Channelization code…制御部は、拡散率(SF: Spreading Factor) = 256の、データ部はSF = 32 - 256の直交可変拡散率(OVSF: Orthogonal Variable Spreading Factor)コードが用いられる。プリアンブル部のシグネチャ $s$  ( $1 \leq s \leq 16$ )と、メッセージ部のChannelization codeとの対応があらかじめ規定されており、Node Bは、プリアンブル部で検出したシグネチャ $s$ により、後続するメッセージ部のChannelization codeが分かるため、メッセージ部の同期検出処理を容易にすることができる。メッセージ部における制御部のChannelization Codeは、16個のシグネチャ $s$ に対応して、 $m = 16(s - 1) + 15$ の対応規則で16個おきの256チップ長のOVSFコードの1つ $C_{ch, 256, m}$ が選択されて用いられる。一方、データ部のChannelization Codeは、





AI : Acquisition Indicator  
 AICH : Acquisition Indicator Channel  
 PRACH : Physical Random Access Channel  
 TFCI : Transport Format Combination Indicator (トランスポートフォーマット組合せ情報)

図10 ランダムアクセスにおけるプリアンブルのパワーランピング



PRACH : Physical Random Access Channel

図11 PRACHの拡散処理

SF=32から256までの値を取り得るので、シグネチャsに対応して、 $m = SF \times (s - 1) / 16$ の対応規則で、それぞれのシグネチャブロックに属する各SFに対応したOVFSFコード  $C_{ch, SF, m}$  が選択される。

- ・スクランブルコード…下りリンクのBCHでBTSから通知された38400チップ長のLong Scrambling Codeが用いられる(前述のようにプリアンブル部は、同じLong Scrambling Codeの先頭の4096チップ長の符

号系列)。

このように、PRACHのスクランブルコードは、Node Bはあらかじめ既知であり、プリアンブル部のシグネチャとメッセージ部のChannelization codeは1対1の対応関係になっており、したがってプリアンブルを検出することにより、後続するメッセージ部分の信号の拡散符号および受信タイミングが検出できる。ここで大き



な送信電力でメッセージを送信すると他ユーザへの干渉増大になる。したがって、プリアンブルの送信電力をNode Bでの拡散符号同期が確立するまで、小さな値から次第に増大させるパワーランピングという方法が用いられる。

## 4.4 (2)RACH 制御手順

UEは、PRACHを送信する前にNode BからのBCHによって上位レイヤ (RRC) から下記の情報を通知される。

- ・プリアンブルのスクランブルコード
- ・メッセージ部の長さ (10 ms or 20 ms)
- ・AICH送信タイミングパラメータ
- ・アクセスサービスクラス (ASC : Access Service Class) に対して用いることができるシグネチャおよびRACHサブチャネル
- ・パワーランピングファクタ
- ・プリアンブルの初期送信電力
- ・同期検出できたプリアンブル部に対するメッセージ部 (制御部のみ) の送信電力オフセット量
- ・トランスポートフォーマットのパラメータ

また、PRACHの処理の開始時に、UEはMACレイヤから下記の情報を通知される・メッセージ部のトランスポートフォーマット

- ・ASC
- ・送信データ

以上の通知情報を基にして、PRACHの制御処理は以下の手順で行われる。

- ① 上位レイヤは、該当するASCで利用可能なランダムアクセスサブチャネルにおいて、次のフルアクセススロットセット間に利用可能なアクセススロットの中からランダムに1つのアクセススロットを選択する。利用可能なアクセススロットがない場合は、その次のフルアクセススロットセット間に利用可能なアクセススロットの中からランダムに1つのアクセススロットを選択する。ただし、アクセススロットセットとは上りアクセススロット0~7、および8~14で構成される2セットで構成される。
- ② 該当するASCで利用可能なシグネチャの中からランダムに1つのシグネチャを選択する。
- ③ プリアンブルの再送カウンタをプリアンブルの最大再送回数に設定する。
- ④ プリアンブルの送信電力を初期送信電力値に設定する。
- ⑤ 選択した上りアクセススロット、

シグネチャ、設定した送信電力を用いてプリアンブルの送信を行う。

- ⑥ UEは、選択した上りリンクのアクセススロットに対応する下りアクセススロットにおいて、AICH上の同期インディケータ (AI : Acquisition Indicator) で選択したシグネチャに対応するACK (Acknowledgment) またはNACK (No Acknowledgment) が受信できない場合には、
  - ・該当するASCで利用可能なランダムアクセスサブチャネルの中から次に利用可能なアクセススロットを選択する。
  - ・該当するASCで利用可能なシグネチャからランダムに新しいシグネチャを選択する。
  - ・プリアンブルの送信電力をパワーランピングファクタ分増大し、プリアンブルの再送カウンタを1だけ減らす。
  - ・再送カウンタがゼロより大きい間は、(5)から順に繰り返す。再送カウンタがゼロになった場合には、UEはAICHでACKが未受信であることを上位レイヤ (MAC) に報告し、レイヤ1のランダムアクセス手順を終了する。
- ⑦ 選択したシグネチャに対するNACKを下りの該当するアクセススロットで検出した場合は、AICHでNACKを受信したことを上位レイヤ (MAC) に報告し、物理レイヤのランダムアクセス手順を終了する。
- ⑧ 選択したシグネチャに対応するACKを下りの該当するアクセススロットで検出した場合は、AICH送信タイミングパラメータにより最後に送信したプリアンブルの上りアクセススロットから3-4アクセススロット後にメッセージ部を送信する。メッセージ部の制御部は、最後に送信したプリアンブルの送信電力からパワーオフセット分だけ補正した送信電力で送信される。
- ⑨ ランダムアクセスメッセージを送信したことを上位レイヤに報告し、物理レイヤのランダムアクセス制御手順を終了する。

## 5. 個別チャネル同期<sup>[3]</sup>

個別チャネルの同期手順は無線リンクが1つも設定されていない状態での同期確立手順と、すでに無線リンクが接続されて設定されている状態で新たな無線リンクを接続する場合 (SHOに入る場合) の同期手順の2つに分類できる。



## 5.1 無線リンクが1つも設定されていない状態での同期確立手順

- (1) 基地局 (Node B) から下りリンクのDPCHを送信する。
- (2) UEはP-CCPCHの送信タイミングとUTRANから指定されたタイミングオフセット値から、DPCHの受信タイミングが既知であるので、このタイミング情報を基に拡散符号同期を確立する。下りリンクの同期確立が確認されてからは、UEは無線フレーム周期ごとに同期状態を上位レイヤに対して通知する。
- (3) 上位レイヤが下りリンクの同期確立を確認した時点で、UEは上りリンクのDPCHの送信を行う。
- (4) Node B (UTRAN) は上りリンクのDPCHの拡散符号同期を確立する。

## 5.2 他の無線リンクがすでに設定されている状態での同期確立手順

- (1) Node B (UTRAN) から下りリンクのDPCHを送信する。送信タイミングは、UEがDPCHの上り送信タイミングに対し、 $T_0 \pm 148$ チップのタイミングで受信できるように送信される。
- (2) UEは、下りリンクにおけるチップおよびフレームタイミングを確立する。UEは同期確立が確認された後は、1無線フレームごとに同期状態を上位レイヤでNode Bに通知する (上りリンクの同期手順については2.3章ですでに述べてある)。

## 6. 特性評価

本章の特性評価においては、基地局はBS (Base Station)、移動局はMS (Mobile Station) と称する (5章までの説明では、それぞれNode BおよびUEと称していた)。

### 6.1 3段階セルサーチ特性<sup>[4],[5]</sup>

#### (1) 実験系諸元

チップレート4.096Mcpsで拡散帯域は5MHzである。1フレームは10msであり16スロットから構成される (スロット長=0.625ms)。BSではCPICH, Primary-SCH, Secondary-SCHに加えて負荷としてシンボルレートが64ksps (拡散率SF=64) のDPCHを10チャンネルコード多重して送信した。Primary-SCHおよびSecondary-SCHの拡散変調は2相PSK (BPSK: Binary Phase Shift Keying), CPICH, DPCHの拡散変調は4相位相変調 (QPSK:

Quadrature Phase Shift Keying) である。Primary-SCH, Secondary-SCHの送信電力はCPICHの送信電力の-3dB値とした。

#### (2) 室内実験

実験では、第1, 2, 3ステップの平均化時間をそれぞれ、 $T_1=40\text{ms}$ ,  $T_2=30\text{ms}$ ,  $T_3=10\text{ms}$ とした。本実験では、スクランブルコードは32のグループに分けられ、1グループ当たり16コードを有する。第3ステップのスクランブルコードの同定は、CPICHの各スロットの先頭の256チップ長のパイロットシンボルを用いて行った。第3ステップのスクランブルコードの同定では、16相関器を用いて16スクランブルコードの相関検出を平行に行った。各スクランブルコードについて256チップ積分した相関値を $T_3=10\text{ms}$ の間に16回電力平均し、最大平均相関電力を得たスクランブルコードを接続セルのスクランブルコードと同定する。誤同期を低減するために、その後1フレームの128パイロットビットのパターンマッチングによる同期確認を行った。1フレームの128ビットのパイロットビットの誤りが25ビット以下であればセルサーチが完了したものと判定し、26ビット以上の誤りがある場合には再度第3ステップを行い、2回連続でパイロットによる同期確認に失敗した場合には第1ステップから再度サーチを行う。MSが検出したスクランブルコードがBSのスクランブルコードと一致したときにセル検出が正規に終了したものとし、BS以外のスクランブルコードを検出した場合には誤検出としてこの場合のセルサーチ時間は無限大とした。3GPPの最新仕様では、スクランブルコードグループ数は64で、1グループ当たりのスクランブルコード数は8である。前述のように、第2ステップでのSSCのコード数は共通であり、グループ数が2倍になることによる、相関ピーク電力の計算時間はSSCの相関検出および平均化時間に比較して短い。また、第3ステップでは、16個の相関器を用いて平行に16個のスクランブルコードの相関検出処理を行っているために、8個のスクランブルコード数になったとしても第3ステップに要するサーチ時間に大きな差は生じない。結果として、3GPPの最新パラメータを用いたとしても、本実験のセルサーチ特性とほぼ同等の特性が実現できると考えられる。

室内実験ではフェージングシミュレータにより送信アンテナごとに独立なレイリーフェージングを受けるなど、平均電力のLパスチャネルを生成する。2送信アンテナのフェージング相関は無相関とした。フェージングシミュレータではレイリーフェージングによる瞬



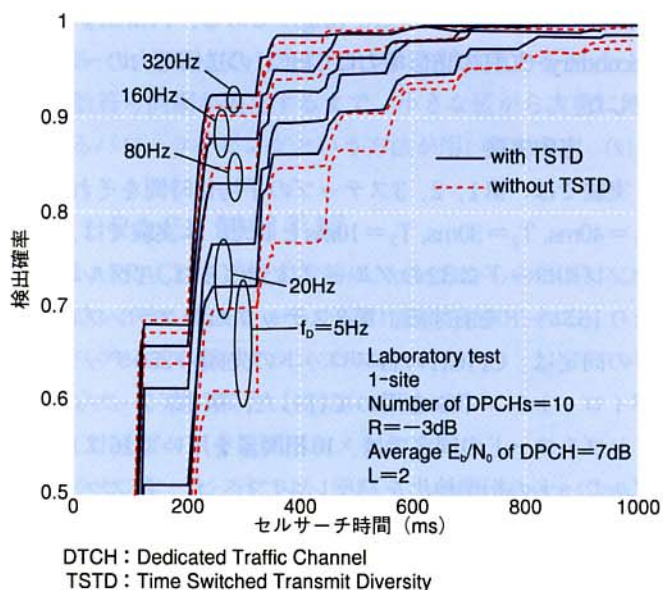


図12 TSTDを用いるときのセルサーチ特性 (室内実験)

時変動のみシミュレートし、距離変動およびシャドウイング変動についてはアテネータにより受信レベルの変動として与え、1観測時間範囲においては一定であると仮定した。最大ドップラー周波数 $f_D$ をパラメータにしたときのセルサーチ時間に対する検出確率を図12に示す。L=2とし、DPCHの平均受信 $E_b/N_0=7\text{dB}$ とした。CPICHのDPCHに対する送信電力比 $R=-3\text{dB}$ のときの特性を示す。図12から $f_D$ が増大するにつれてセルサーチ時間が短くなっていることが分かる。Primary-SCH, Secondary-SCHにTSTDを適用することにより、フェージング変動で受信レベルが落ち込んだときの誤検出を低減できるため、 $f_D=5, 20\text{Hz}$ の低速フェージングのときにセルサーチ時間を低減できている。 $f_D=5, 20\text{Hz}$ のときTSTDを用いることにより用いない場合に比較して、検出確率90%を実現するセルサーチ時間を約100ms低減できる。 $f_D$ が大きくなるにしたがってTSTDを用いることによるセルサーチ時間の低減効果は減少している。 $f_D=5\text{Hz}$  ( $R=0\text{dB}$ , DPCHの平均受信 $E_b/N_0=7\text{dB}$ )のとき、TSTDを用いる場合、90%の検出確率を実現できるセルサーチ時間は約250msである。

### (3) 屋外実験

次に、屋外実験で3段階高速セルサーチ特性について評価を行った。屋外実験は文献[4], [5]などに記載されている船橋地区の測定コースで行った。6セクタ構成のBTSの測定コース方向の1セクタから $60^\circ$ セクタアンテナで送信した。MSは測定コースを平均時速約5km/hおよび30km/hで走行した。BSにおける送信

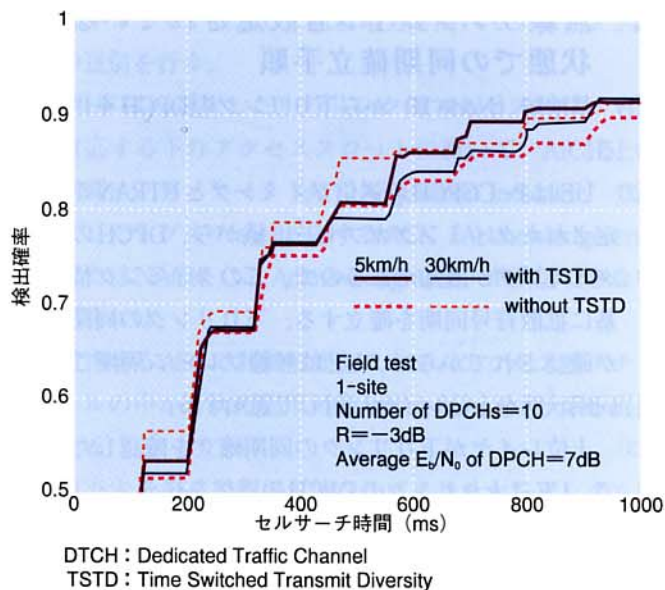


図13 TSTDを用いたときのセルサーチ時間の累積分布 (屋外実験)

アンテナの間隔は $7.5\text{m}$  ( $=50\lambda$ )である。測定コースにおける周辺環境については文献[15]などに記載されているので省略するが、測定コース1の前半は大電力の2パスが受信されるが、コース中盤を過ぎると電力の小さい2~3パスが受信される。

測定コース1におけるTSTDを用いた場合および用いない場合(1ブランチ送信)のセルサーチ時間特性を図13に示す。測定コースにおけるDPCHの平均受信 $E_b/N_0=7\text{dB}$ となるようにDPCHの送信電力を設定した。 $R=-3\text{dB}$ および平均時速5km/h ( $f_D=10\text{Hz}$ ), 30km/h ( $f_D=60\text{Hz}$ )の場合の特性を示す。図から分かるように、TSTDを用いることにより、誤検出確率が低減できるために、TSTDを用いない場合に比較してセル検出確率が改善していることが分かる。図12の室内実験結果に同じく、 $f_D$ が小さくなる車速5km/hで顕著な特性改善効果が見られている。屋外実験では、測定コース内の受信 $E_b/N_0$ にばらつきがあり、受信 $E_b/N_0$ が大きい場所では、TSTDの効果小さいため、全体として室内実験ほどの特性改善効果は観測されなかった。しかしながら、TSTDを用いることにより、1ブランチ送信の場合に比較して、平均時速5km/hの場合において、検出確率90%を実現できるセルサーチ時間を約100ms低減できることが分かる。

次に2セルモデルにおいてBS1およびBS2からPrimary-SCH, Secondary-SCH, CPICHおよびDPCHを送信する場合のセルサーチ時間に対する検出確率を図14に示す。コース1(実線)および2(破線)の特性を示し、室内実験における等平均電力L=1, 2, 3パスモデル(最大ドップラー周波



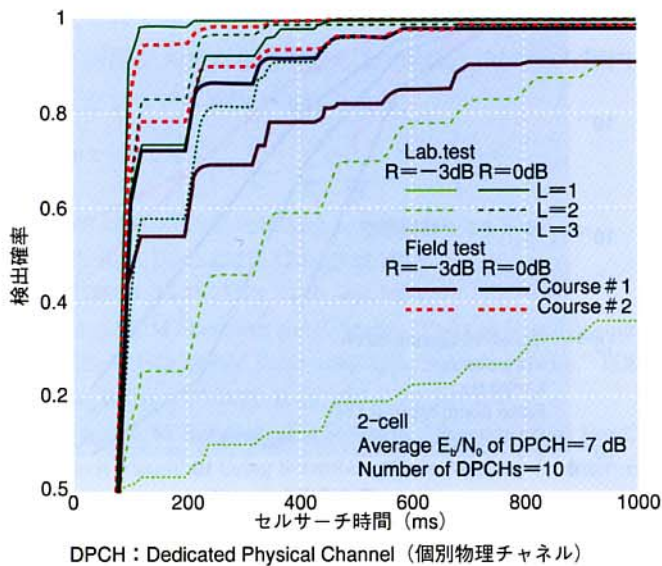


図14 セルサーチ時間の累積分布 (屋外実験)

数 $f_D=80\text{Hz}$ )のときの特性も比較のため併せて示す。測定した電力遅延プロファイルからは、コース1は2~3パス、コース2は、ほぼ1パスの伝搬路であった。2セルの場合は、パイロットチャネルの受信信号電力によらず、MSが検出したスクランブルコードがBS1およびBS2のスクランブルコードと一致したときにセル検出が正規に終了したものと、BS1およびBS2以外のスクランブルコードを検出した場合には誤検出としてこの場合のセルサーチ時間は無限大とした。それぞれのセルにおけるDPCHの受信平均 $E_b/N_0$ が等しい(すなわち同一の平均パスロス)ものとし、BS1のDPCHに対する測定コース平均の受信 $E_b/N_0=7\text{dB}$ の時の特性を示す。コース2では室内実験の1パスモデルにおける特性とほぼ一致した特性が得られており、電力遅延プロファイルの観測値とほぼ一致した結果が得られているが、コース1では室内実験における2パスモデルよりも良好なセルサーチ特性が得られている。これはコース1が見通し外の2~3パス環境であるために、測定コースにおける受信 $E_b/N_0$ のばらつきが大きく各測定ポイントで2BSからの受信信号レベル差がある環境が多く発生し、各サーチにおけるサーチすべきセルに対する他セル干渉が小さくなるため、および2セルからのサイトダイバーシチ効果によるためと考えられる。BS1、BS2を検出する平均的割合はコース1でそれぞれ70、30%、コース2でそれぞれ55、45%である。 $\Delta_{BS}=0\text{dB}$ のとき、DPCHの平均受信 $E_b/N_0=7\text{dB}$ のとき90%の検出確率を実現できるセルサーチ時間は $R=0, -3\text{dB}$ の場合、コース1ではそれぞれ約230、450ms、コース2でそれぞれ約110、230msであり、高速なセルサーチが実現できていることが分かる。

## 6.2 通信待ち受け時のセルサーチ特性

3.4章で説明した、間欠受信時における接続BSから周辺セルのスクランブルコードの種類および送信タイミング差を通知する方法を用いた場合の間欠受信時間率をシミュレーションにより評価した。MSは $T_{\text{sleep}} (=720\text{ms})$ 時間ごとにセルサーチを行うものとし、PCH (S-CCPCH) およびCPICHのDPCHに対する送信電力比がそれぞれ $P_{\text{PCH}}=6\text{dB}$ 、 $P_{\text{CPICH}}=3\text{dB}$ であるときの間欠受信時における周辺セルの受信レベル検出のための平均化チップ数 $N_{\text{avg}}$ に対するセル検出確率を図15に示す。MSにおいて最も平均受信レベルが大きいセルの平均受信電力から $\Delta\text{dB}$ だけ低い受信レベルをセルを検出した場合にセル検出が正規に実現できたものとし、 $\Delta=0, 3, 5\text{dB}$ のときの特性を示す。 $f_D=5\text{Hz}$ および $80\text{Hz}$ の時の特性を点線、実線で示す。間欠受信時の相関プロファイルの平均化数を $N_{\text{SF}}=3$ とした。図から分かるように $N_{\text{avg}}$ が増大するにしたがってセルサーチ時間は単調に増大している。 $N_{\text{avg}}=512$ 程度までは、 $N_{\text{avg}}$ を大きくするにつれ、同相加算の平均化効果により干渉および背景雑音成分が小さくなるためセルの検出確率が急激に増加するものの、それ以上に $N_{\text{avg}}$ を大きくしてもセル検出確率の増加はわずかである。 $\Delta=3\text{dB}$ の場合、 $f_D=5(80)\text{Hz}$ のとき検出確率95%を実現するための所要平均化チップ数 $N_{\text{avg}}$ は約440(420)チップであり、 $T_{\text{sleep}}$ 時間あたりのセルサーチに要する間欠受信時間(Wake up時間)は5ms程度である。

以上より、 $P_{\text{PCH}}=6\text{dB}$ 、 $P_{\text{CPICH}}=3\text{dB}$ で $N_{\text{ave}}=512$ 、 $N_{\text{SF}}=3$ のとき、セルサーチのみに要する間欠受信時間を $T_{\text{sleep}}$ 時間あたり5.9msとすれば、場所率95%で正しくセルを検出できることが分かる。待ち受け時における総合の間欠受信時間率をPICH、PCH受信およびセルサーチに要する間欠受信時間率と定義する(セルを移行したことによる、報知情報の受信回数は、PCHの受信回数に比べて十分に小さいと考えられるので、報知情報の受信時間は本計算には含めていない)。PICHの受信をPDCと同様の720msごとに行うとした場合、文献[2]におけるフレーム構成において、①PICHの受信時間が最長でPCH受信を行う場合、②PICHの受信時間が最短でPCH受信を行わない場合において、総合の間欠受信時間率はそれぞれ①2.28%、②0.83%となる。

## 6.3 ランダムアクセス特性

BSおよびMSの基準発振器の周波数誤差に起因するキャリア周波数オフセット( $\Delta_{\text{off}}=200\text{Hz}$ )がある場合の





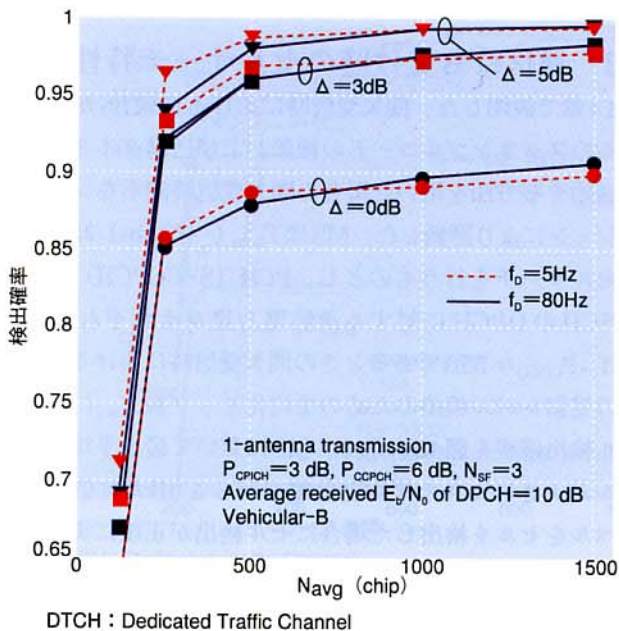


図15 間欠受信時におけるセルサーチ特性

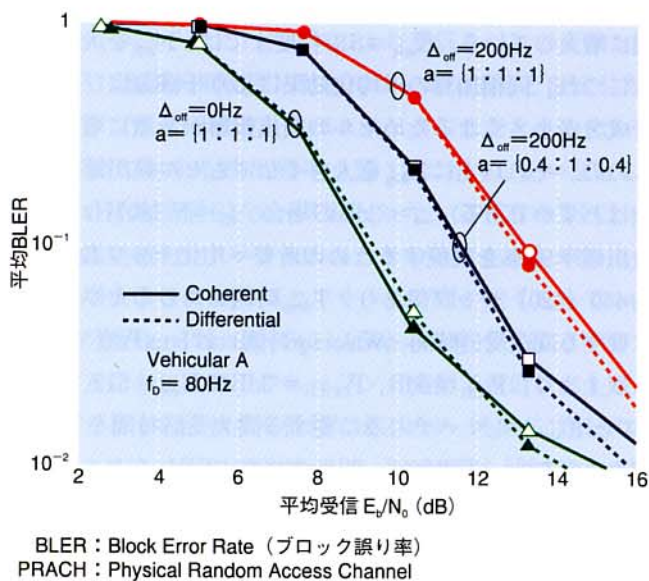


図16 PRACHのBLER特性 (キャリア周波数オフセットの影響)

PRACHの平均受信 $E_b/N_0$ に対するブロック誤り率 (BLER) 特性を図16に示す。オープンループの送信電力制御によりパスロスおよびシャドウイング変動は理想的に補償されるものとし、レイリーフェージングの瞬時変動のみを与えた。伝搬モデルはVehicular Aモデルを用い、各パスは $f_0 = 80\text{Hz}$ の独立なレイリー変動をするものとした。PRACHの同期タイミングの検出として、同相加算検出型と差動検出型を用いた場合の特性を示す。同相加算検出型は、4096チップ長のプリアンブルを同相加算して求めた相関ピークで同期検出を行う。差動検出型は、64チップ

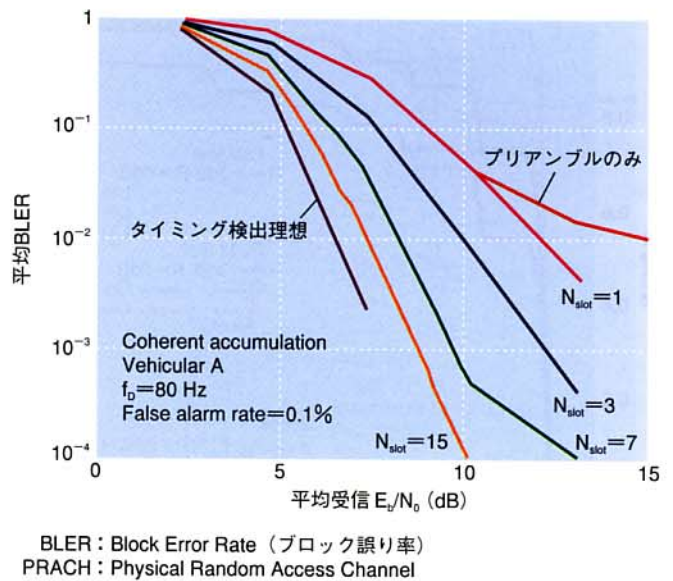


図17 PRACHのBLER特性 (パスタイミング検出確率の改善効果)

長 (4シグネチャ長) 同相加算した4つの信号を差動検出し、その出力を電力加算した信号で同期検出を行う。また、チャンネル推定値には $K = 1$ のマルチスロット重み付き平均化 (WMSA: Weighted Multi-Slot Averaging) チャンネル推定フィルタ[12]を用い、重み係数は $[1, 1, 1]$ および $[0.4, 1, 0.4]$ の場合の特性を示す。図から分かるように、同相加算検出型および差動検出型でほぼ等しいBLER特性になっている。 $\Delta_{\text{off}} = 200\text{Hz}$ の場合には $\Delta_{\text{off}} = 0\text{Hz}$ の場合に比較して、平均BLER = 0.1を満たす所要受信 $E_b/N_0$ は約2.0dB増大するものの、チャンネル推定の重み係数を $[0.4, 1, 0.4]$ とすることにより、所要受信 $E_b/N_0$ の劣化を約1.0dBに抑えることができる。

次にRake合成パスの検出に用いるメッセージ部のスロット数をパラメータにしたときの平均受信 $E_b/N_0$ に対する平均BLER特性を図17に示す[11]。誤検出確率が0.1%になるように、同期検出のしきい値を設定した。図より、パス検出に用いるメッセージ部のスロット数を増大するにしたがって、パスが正しく検出される確率が増大するため、BLER特性が大幅に改善していることが分かる。

## 7. あとがき

本稿ではW-CDMA方式における無線リンクの同期技術についての解説を行った。W-CDMAは基地局間非同期のシステム運用をサポートしており、基地局間非同期システムにおいて高速なセルサーチ、ソフトハンドオーバー制御を容易に行うための技術開発が行われ、無線インタフェース



が規定されている。結果としてW-CDMAは、外部のタイミング同期システムを必要としないため、屋外から屋内への柔軟なシステム展開が可能となる。

## 文 献

- [1] 3GPP RAN, 3G TS 25.402 V3.2.0, June 2000.
- [2] 3GPP RAN, 3G TS 25.211 V3.4.0, Sept. 2000.
- [3] 3GPP RAN, 3G TS 25.214 V3.4.0, Sept. 2000.
- [4] K. Higuchi, M. Sawahashi and F. Adachi, "Fast Cell Search Algorithm in DS-CDMA Mobile Radio using Long Spreading Codes," IEICE Trans. Commun., Vol. E81-B, pp. 1527-1534, July 1998.
- [5] K. Higuchi, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Experiments on Fast Cell Search Algorithm Using Scrambling Code Masking for Inter-cell Asynchronous W-CDMA System," IEICE Trans. Fundamentals, vol. E83-A, no. 11, pp. 2102-2109, Nov. 2000.
- [6] K. Higuchi, Y. Hanada, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Experimental Evaluation of 3-Step Cell Search Method in W-CDMA Mobile Radio," Proc. 51th IEEE VTC2000, Tokyo, pp. 303-307, May 2000.
- [7] ETSI SMG2 UMTS-L1, "Proposal for Downlink Time Switched Transmission Diversity," Tdoc 53/98, May 1998.
- [8] 丹野, 中村, 尾上, "W-CDMA3段階高速セルサーチにおける第2ステージ同相平均効果," 2000電子情報通信学会総合大会B-5-55, March 2000.
- [9] 花田, 樋口, 佐和橋, 安達, "W-CDMAにおける3段階セルサーチ法を用いた通信中周辺セルサーチ特性の実験結果," 信学技報RCS-99-154, Nov. 1999.
- [10] Y. Hanada, K. Higuchi, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Fast Cell Search Algorithm in Idle Mode for Inter-Cell Asynchronous W-CDMA Mobile Radio," IEICE Trans. Commun., Vol. E83-B, pp. 1610-1618, August 2000.
- [11] 石井, 中村, 尾上 "CDMAランダムアクセスにおけるパスタイミング検出の特性評価" 電子情報通信学会総合大会B-5-52.
- [12] H. Andoh, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Channel estimation filter using time-multiplexed pilot channel for coherent Rake combining in DS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., Vol. E81-B No. 7, pp. 1517-1526, July 1998.

## 用語一覽

ACK : Acknowledgment	PRACH : Physical Random Access Channel
AI : Acquisition Indicator	PSC : Primary Synchronization Code
AICH : Acquisition Indicator Channel	QPSK : Quadrature Phase Shift Keying (4相位相変調)
ASC : Access Service Class (アクセスサービスクラス)	RACH : Random Access Channel (ランダムアクセスチャネル)
BCH : Broadcast Channel	RFN : RNC Frame Number Counter
BFN : Node B Frame Number Counter	RNC : Radio Network Controller (無線ネットワーク制御局)
BLER : Block Error Rate (ブロック誤り率)	RRC : Radio Resource Control
BPSK : Binary Phase Shift Keying (2相PSK)	SC : Synchronization Code (同期コード)
BS : Base Station (基地局)	SCH : Synchronization Channel (同期チャネル)
CCPCH : Common Control Physical Channel	SFN : Cell System Frame Number Counter
CFN : Connection Frame Number	SHO : Soft (Softer) Handover (ソフト (ソフター) ハンドオーバー)
CPICH : Common Pilot Channel (共通パイロットチャネル)	SRNC : Serving RNC
DOFF : Default DPCH Offset Value	SSC : Secondary Synchronization Code
DPCH : Dedicated Physical Channel (個別物理チャネル)	TFCI : Transport Format Combination Indicator (トランスポートフォーマット組合せ情報)
DTCH : Dedicated Traffic Channel	TSTD : Time Switched Transmit Diversity
FDD : Frequency Division Duplex	UE : User Equipment (移動局)
MAC : Medium Access Control	UTRAN : UMTS Terrestrial Radio Access Network
MF : Matched Filter (マッチトフィルタ)	W-CDMA : Wideband Code Division Multiple Access (広帯域符号分割多元接続方式)
MS : Mobile Station	WMSA : Weighted Multi-Slot Averaging (マルチスロット重み付き平均)
NACK : No Acknowledgment	共通チャネル : Common Channel
OVSF : Orthogonal Variable Spreading Factor (直交可変拡散率)	個別チャネル : Dedicated Channel
P-CCPCH : Primary-Common Control Physical Channel (第1共通制御物理チャネル)	3GPP : 3rd Generation Partnership Project
PCH : Paging Channel (ページングチャネル)	
PICH : Paging Indicator Channel (ページングインディケータチャネル)	

