

# W-CDMA技術

## その5 W-CDMAにおけるサイトダイバーシチ・送信ダイバーシチ技術

今回は、W-CDMAにおいて1セル周波数繰り返しが実現できることによる特徴的な技術であるサイトダイバーシチ、および下りリンクにおける高品質受信を図る送信ダイバーシチ技術について解説する。

さ わ は し まもる  
佐和橋 衛

ふくもと さとる  
福元 暁

ひぐち けんいち  
樋口 健一

うすだ まさふみ  
白田 昌史

### 1. まえがき

次世代移動通信（IMT-2000：International Mobile Telecommunications-2000）方式の1つである広帯域符号分割多元接続方式（W-CDMA：Wideband Code Division Multiple Access）を採用したドコモの試験サービスが2001年5月に開始された。W-CDMAは、スペクトル拡散を用いて多元接続を行う直接拡散符号分割多元接続（DS-CDMA：Direct Sequence Code Division Multiple Access）に基づいた無線アクセス方式であり、各通信者は周波数帯域を共有し、各通信者固有に割り当てられる拡散符号を用いて通信を行う。したがって、DS-CDMAでは同一の周波数帯域を隣接セルで用いることができる（1セル周波数繰り返しが可能）ため、複数のセルサイト、すなわち基地局（本稿では、3GPP（3rd Generation Partnership Project）仕様での表記に従い、Node B、あるいは物理的な基地局を表す場合には、無線基地局装置（BTS：Base Transceiver Station）と表記する）に対して、複数の通信チャンネルを時間的にオーバーラップして送受信することができる。した

がって、移動通信のマルチパスフェージングチャネルにおける無瞬断、高受信品質化が実現でき、これをソフトハンドオーバ（SHO：Soft HandOver）という[1]～[4]。特に、セル間（異なるBTS間）でのハンドオーバをソフトハンドオーバ、同一BTS内の異なるセクタ間のハンドオーバをソフトハンドオーバと呼んで区別している。周波数分割多元接続（FDMA：Frequency Division Multiple Access）および時分割多元接続（TDMA：Time Division Multiple Access）においては、通信チャンネルを接続するセル（セクタ）が変わる場合には、通信チャンネルの無線キャリア周波数およびスロットを切り替えている。一方、このDS-CDMA方式におけるソフト（ソフト）ハンドオーバは、無線伝送の観点からは複数のセル（セクタ）間で通信チャンネルを送受信することによって、シャドウイングおよびフェージングに起因する瞬時変動に対するダイバーシチ効果を得ることができるために、セル間（セクタ間）ダイバーシチと呼ばれる。本稿では、W-CDMAにおけるセル間（セクタ間）ダイバーシチのアルゴリズムおよび実験結果について説明する。

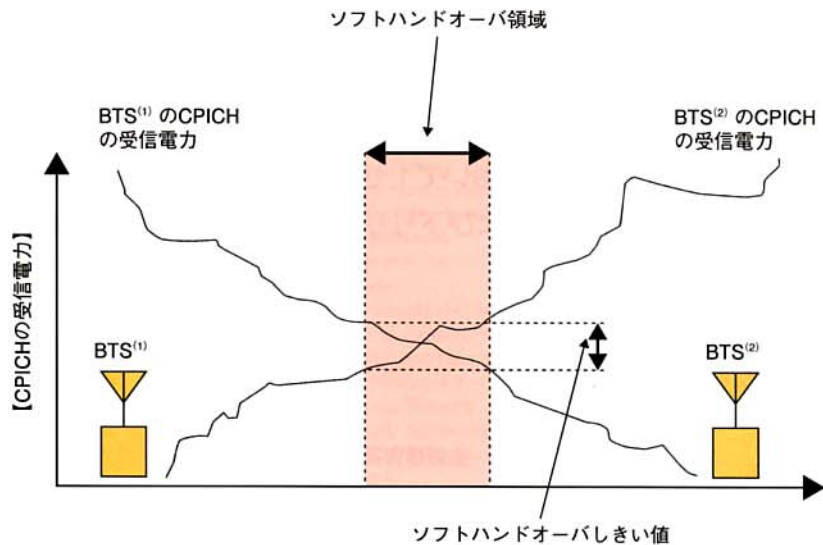


また、W-CDMAでは、マルチパスフェージングに対して高品質受信、あるいは所要受信品質を満たすための送信電力の低減、すなわちシステム容量の増大のために、マルチパスを時間的に分離して同相で合成するRake時間ダイバーシチ技術、空間的に離れた複数のアンテナで受信するアンテナダイバーシチ技術が用いられている。さらに下りリンクでは、BTSにおいて空間的に離れた2本のアンテナから同一の情報系列を異なる符号化パターンで符号化して送信することにより、移動機（UE：User Equipment）でのアンテナダイバーシチ受信と同等の効果を得る。UEでの処理（主にアンテナ、RF無線部回路）を大幅に増大することなく実現する送信ダイバーシチが検討されており、3GPPの仕様でも規定されている。

本稿では、W-CDMAにおける送信ダイバーシチのアルゴリズムおよび実験結果についても併せて説明する。

## 2. ソフトハンドオーバーの概要

UEは、各セル（セクタ）の下りリンクにおける一定の送信電力で送信される共通パイロットチャネル（CPICH：Common Pilot Channel）の受信電力を一定時間間隔で測定し、最も受信電力が大きい（すなわち最も伝搬路ロスが小さな）セル（セクタ）に無線リンクを接続する。そしてUEは、図1に示すように通信チャネルである個別物理チャネル（DPCH：Dedicated Physical Channel）を接続しているセルのCPICHの受信電力と周辺セルのCPICHの受信電力の差があらかじめシステムで決められたSHOしきい値以内に入る（すなわち複数セルあるいはセクタのほぼ中間位置に位置していると考えられる）と、複数のセルあるいはセクタとDPCHを接続する。ソフト（ソフト）ハンドオーバー領域においては、UEでは、フェージング変動が独立（加えて、セル間ではシャドウイング変動もほぼ独立である）複数セル（セクタ）からのDPCHを送受信するサイトダイバーシチ効果を得ることができる。最もシステム容量を増大できる最適なSHOしきい値は、上り、下りリンクで異なるものの、一般には同一の値が用いられる。



BTS：Base Transceiver Station（無線基地局装置）  
CPICH：Common Pilot Channel（共通パイロットチャネル）

図1 ソフトハンドオーバー説明図

### 2.1 ソフトハンドオーバーの構成

W-CDMAのシステムアーキテクチャを図2に示す[5]。UTRAN（UMTS Terrestrial Radio Access Network）は無線ネットワークの制御機能を実現し、コアネットワーク（CN：Core Network）は接続サービス、移動管理（MM：Mobility Management）、およびIN（Intelligent Network）機能を実現する。UTRANは、Iu インタフェースを介してCNに接続され、UEはUu インタフェースを介してUTRANに接続される。UTRANは複数の無線ネットワークサブシステム（RNS：Radio Network Subsystem）より構成され、さらにRNSは1つの無線ネットワーク制御局（RNC：Radio Network Controller）と複数のNode Bで構成される。RNC間およびRNCとNode B間のインタフェースをそれぞれ、Iur インタフェース、Iub インタフェースという。

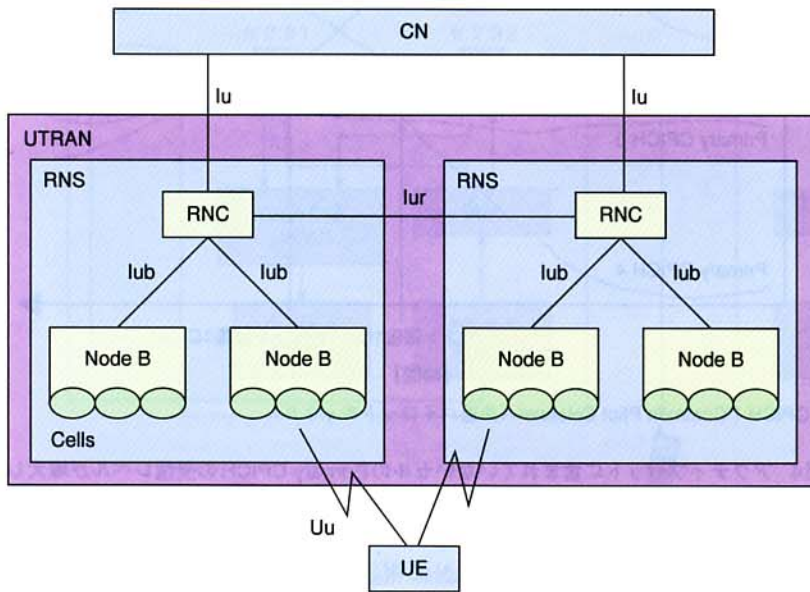
RNCは、無線リソースの制御、ハンドオーバーの決定、異なるNode B間でのSHO（あるいはセル間サイトダイバーシチ（Inter-cell Site Diversity））の機能を有している。上りリンクにおいては、複数のNode BからIub インタフェースを通して伝送されてきたデータ系列を、ともに送られてくる信頼度情報を基に、選択合成（SC：Selection Combining）により合成する。また、下りリンクでは、SHO候補のNode Bに対して、送信データ系列を複製して送信する。Node Bは、無線信号の送受信の制御（チャンネル符号化、物理チャンネルの生成、周波数・コード割り当てなど）、およびNode B内のセクタ間のソフトハンドオーバー制御処理を行う。上りリンクにおいては、各セクタのRake合成後のデータ系



列を最大比合成 (MRC : Maximal Ratio Combining) し、下りリンクにおいては、同一の符号化データ系列を複製して、SHO 候補の複数のセクタからの送信処理を行う。3GPPで

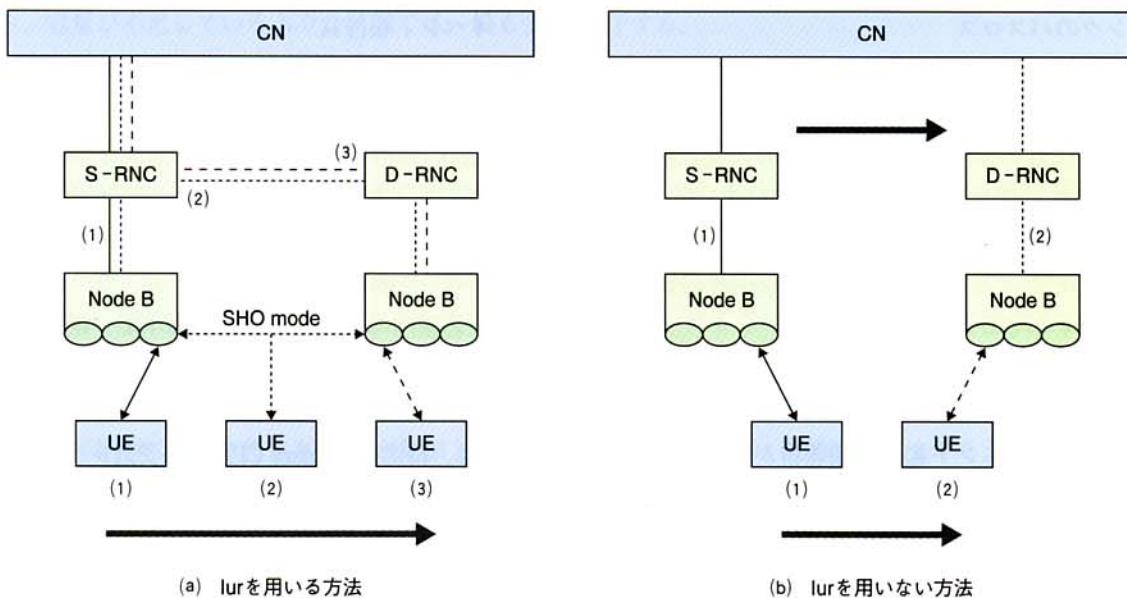
は、同じRNSに属するNode B間のSHO処理に加えて、異なるRNS間 (すなわち複数のRNC間にまたがる場合) におけるSHOも規定されている[6]。RNC (およびRNS) は、

UEのUTRANへの無線リンクの接続に対してS-RNC (Serving RNC) とD-RNC (Drift RNC) とに区別される。S-RNCは、UEとUTRAN間の接続制御を行うRNCであり (1つの接続に対して必ず1つ存在する)、UEとUTRAN間の接続に対してIuインタフェースを終端する。一方、D-RNCは、S-RNCに接続することにより自RNC配下のセルを使用するUEとUTRAN間の接続制御を行う。異なるRNC間にまたがるハンドオーバは、図3に示すように次の2とおりに分類される。1番目の方法においてはハンドオーバ中に、S-RNCを変更せずに、D-RNCからS-RNCにIurインタフェースを介してユーザ情報データを転送することによりSHOを実現する。2番目の方法では、ハンドオーバ中にS-RNCを変更し、この場合にはIurインタフェースを用いずに、ハードハンドオーバが行われる。



CN : Core Network (コアネットワーク)  
 RNC : Radio Network Controller (無線ネットワーク制御局)  
 RNS : Radio Network Subsystem (無線ネットワークサブシステム)  
 UE : User Equipment (移動機)  
 UTRAN : UMTS Terrestrial Radio Access Network

図2 W-CDMAのシステムアーキテクチャ



CN : Core Network (コアネットワーク)  
 D-RNC : Drift RNC  
 SHO : Soft HandOver (ソフトハンドオーバ)  
 S-RNC : Serving-RNC  
 UE : User Equipment (移動機)

図3 Inter-RNSのハンドオーバ



## 2.2 ソフトハンドオーバーの制御手順<sup>[7]</sup>

SHO中に同一UEに無線リンクが接続されたNode Bのグループを、アクティブセットと呼ぶ。SHOには同一周波数間(Intra-frequency)のSHO, 異周波数間(Inter-frequency)のSHO, および異なるシステム間(Inter-system)のSHOが規定されているが、ここでは、同一周波数間のSHOの手順について説明する。同一周波数間のSHOは、以下の手順で行われる。

- ① UEにおけるCPICHの受信電力測定
- ② 受信電力測定値の平均化
- ③ 測定結果の報告
- ④ SHO実行

RNCは、UEからの受信品質の報告結果に基づいて、SHOを行うセルのアクティブセットの更新を行う。UEでは、SHOの実行を決定するために隣接セルからのCPICHの受信品質を測定し、ネットワークサイドに報告する。具体的には次の項目を測定して、ハンドオーバー元のBTSに報告する。

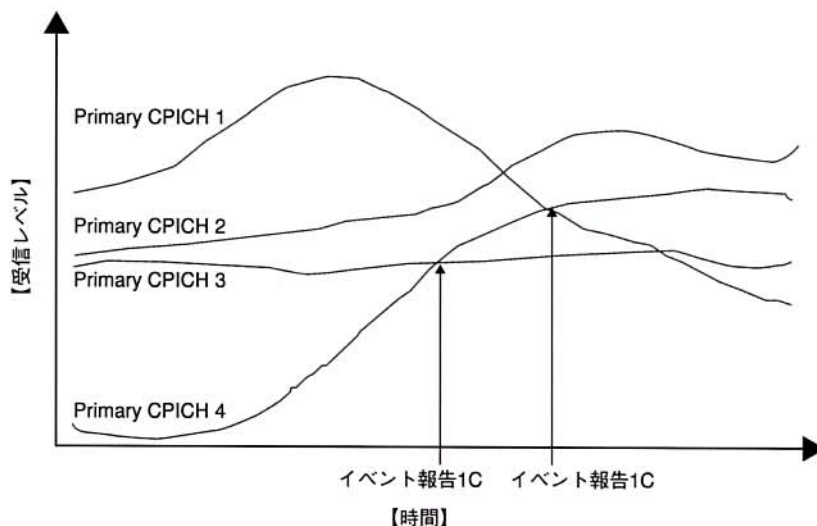
- ・ 下りリンクの $E_c/I_0$  (1チップ当りの信号電力対干渉電力密度比)
- ・ 下りリンクのパスロス
- ・ 下りリンクのRSCP (Received Signal Code Power) (特定のコードチャンネルの受信電力)
- ・ 下りリンクにおける特定の物理チャンネルの逆拡散後の希望波信号電力対干渉波信号電力比 (SIR : Signal to Interference power Ratio)
- ・ 特定のCCTrCH (Coded Composite Transport CHannel) に帰属するすべてのコードの平均SIR。

また、レイヤ3のRRC (Radio Resource Control) により同一周波数測定の報告事項として、次の6種類のイベント報告および2種類のイベント起動周期報告が規定されている。

### (1) イベント報告

- ・ イベント報告1A...

UEがUTRANからMeasurement Control Messageでイベント報告1Aを指定された場合、UEはアクティブセット内のPrimary CPICHの受信レベルの測定を行い、あらかじめ指定された範囲内に測定値が入った



CPICH : Common Pilot CHannel (共通パイロットチャンネル)

図4 アクティブセットに含まれていないセルのPrimary CPICHの受信レベルが増大してアクティブセットに含まれる状態を示す図

場合にはUTRANに報告する。

- ・ イベント報告1B...

UEがUTRANからMeasurement Control Messageでイベント報告1Bを指定された場合、UEはアクティブセット内のPrimary CPICHの受信レベルの測定を行い、あらかじめ指定された範囲内から測定値が外れた場合にUTRANに報告する。

- ・ イベント報告1C...

本報告事象は、アクティブセット内のセルの入れ替えに用いる。図4に示すようにアクティブセットに含まれていないCPICH4の受信レベルが、アクティブセットに含まれるCPICH2, CPICH3よりも大きくなった場合に測定結果を報告する。

- ・ イベント報告1D...

測定範囲内のPrimary CPICHの中で、最も受信レベルの大きいCPICHが入れ替わった場合に報告される

- ・ イベント報告1E...

UEは、特定のPrimary CPICHの受信レベルがしきい値よりも大きい測定結果が得られた場合に、そのPrimary CPICHを報告する。

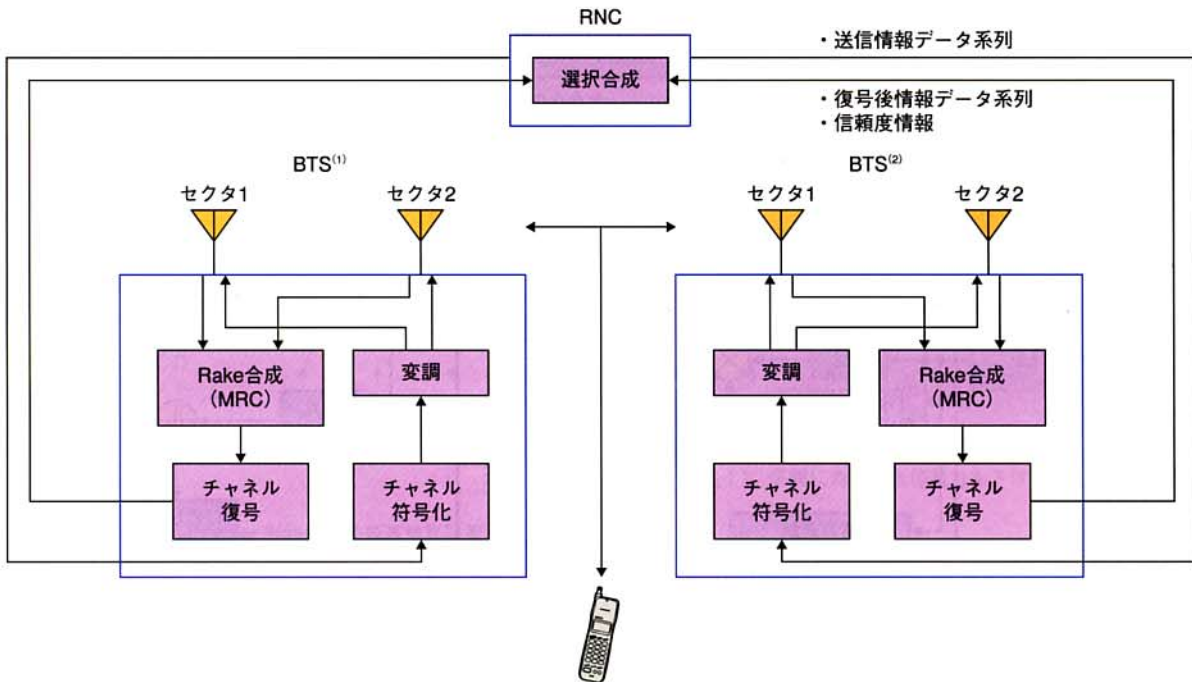
- ・ イベント報告1F...

本報告事象は、報告事象1Eとは逆に、特定のPrimary CPICHの受信レベルが、しきい値よりも小さい測定結果が得られた場合に、そのPrimary CPICHを報告する。

### (2) イベント起動周期報告

- ・ イベント報告1A起動の周期報告...





BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
 MRC : Maximal Ratio Combining (最大比合成)  
 RNC : Radio Network Controller (無線ネットワーク制御局)

図5 サイトダイバーシチにおける信号合成法

あるセルが報告範囲に入って、報告事象1Aが起動された場合、UEはUTRANにMeasurement Reportを送信し、この報告を基にUTRANはアクティブセットの追加をする。しかしながら、容量が不足しているような状況では、最も受信レベルの大きなセルをアクティブセットに追加することはできない。したがって、この場合には、UEは周期測定報告に戻ることによって報告を続ける。周期報告の間、UEはUTRANに対して、Measurement Reportをあらかじめ定められた周期で送信し続ける。事象起動周期報告は、報告範囲内に観測セルがなくなったとき、あるいは、UTRANよりアクティブセットに観測セルが追加されたときに終了する。

・イベント報告1C起動の周期報告…

あるセルが報告範囲に入って報告事象1Cが起動された場合、UEはUTRANにMeasurement Reportを送信し、この報告を基に、UTRANはアクティブセットの中の最も受信レベルの小さなセルの入れ替えを行う。しかしながら、容量が不足しているような状況においては、最も受信レベルの小さなセルについてアクティブセットの入れ替えを行うことはできない。このような場合には、UEは周期測定報告に戻ることによって、報告を続ける。周期報告の間、UEはUTRANに対してMeasurement Reportをあらかじめ定めら

れた周期で送信を継続する。事象起動周期報告は、入れ替え範囲内に観測セルがなくなったとき、もしくはUTRANによってアクティブセットからセルが削除されたときに終了する。

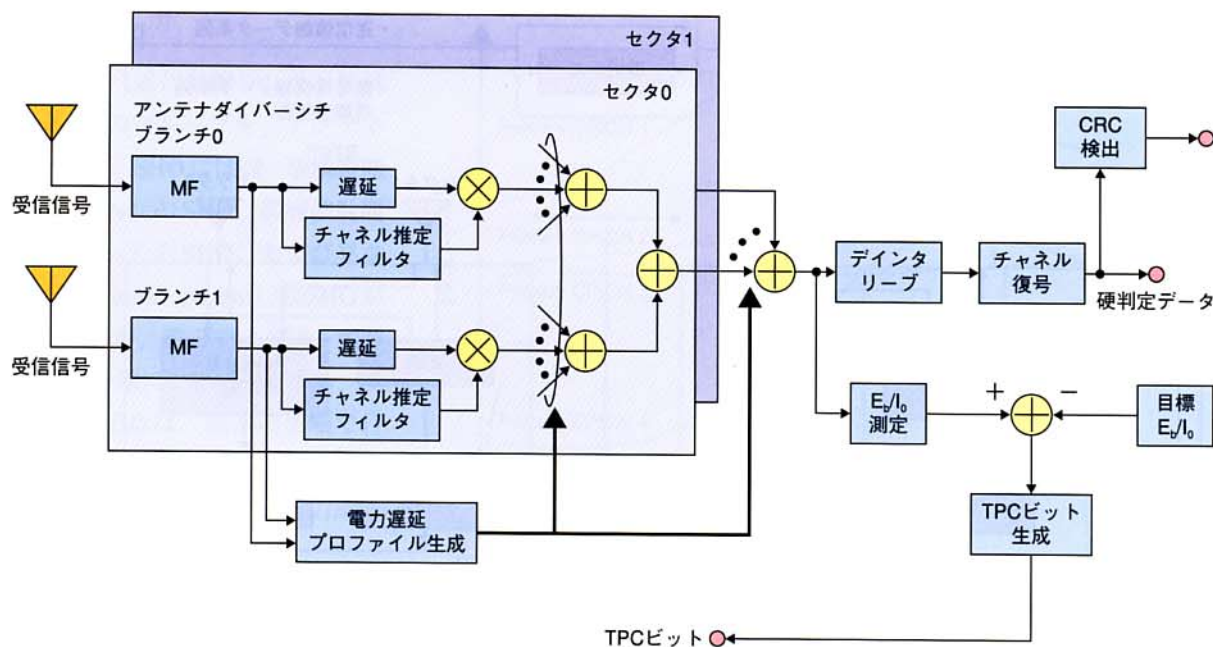
### 3. サイトダイバーシチ

#### 3.1 サイトダイバーシチの概要

図5にサイトダイバーシチにおける信号合成法を示す。説明の簡単化のため、各セル2セクタ構成で、2セル間でのサイトダイバーシチを行う場合の構成を示す。下りリンクにおいてはRNCは2セルの各セクタに対して有線伝送路(Wired transmission lineあるいはBackhaul)で情報データ系列を伝送し、該当のセクタから下りリンクのDPCHを送信する。UEでは2セル(BTS)から送信されたDPCHを受信し、それぞれのセル固有の拡散符号を用いて逆拡散する。逆拡散された各パスに対してCPICHを用いてチャンネル推定を行った後、シンボル単位でMRC(Rake合成)を行った後、デインタリーブ、誤り訂正復号し、送信情報データ系列を再生する。

一方、上りリンクにおいては、UEからの送信信号を複数のセルサイト、あ





CRC : Cyclic Redundancy Check  
 $E_b/I_0$  : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio  
 MF : Matched Filter (マッチトフィルタ)  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)

図6 上りリンクセル間・セクタ間ダイバーシチ合成を行うBTS受信部の構成

るいはセクタで受信して合成する。セクタ間ダイバーシチでは、同じBTS内の複数のセクタでDPCHを受信し、SHO候補のセクタの電力遅延プロファイルから、受信電力の大きい順にRake合成に有効なSIRを有するパスを選択する。そして、選択された各パスのチャンネルゲイン（フェージング複素包絡線）を推定し、下りリンクの合成と同様にシンボル単位でMRC（Rake合成）を行った後、デインタリーブ、誤り訂正復号する。これに対して、セル間サイトダイバーシチでは、誤り訂正復号後の硬判定データ系列を信頼度情報とともにRNCへ有線伝送路で伝送し、RNCにおいては信頼度情報に基づいて目標セルから伝送されてきた復号後のデータ系列を選択合成する。

## 3.2 上りリンクサイトダイバーシチ

### (1) セル間サイトダイバーシチ

図6に、上りリンクにおけるセル間およびセクタ間ダイバーシチの動作原理を示す。セル間サイトダイバーシチでは、SHO候補の各セルで独立に1つの無線リンクを接続する場合と同様に、マッチトフィルタ（MF：Matched Filter）による逆拡散、個別物理制御チャンネル（DPCCH：Dedicated Physical Control CHannel）の

中のパイロットシンボルを用いた各パスのチャンネルゲインの推定、MRC（Rake合成）、デインタリーブおよび誤り訂正復号を行う。有線伝送路の負荷を低減するために、誤り訂正復号後の硬判定データ系列を信頼度情報とともに有線伝送路でRNCへ伝送し、RNCでは信頼度情報に基づいて目標セルから伝送されてきた復号後のデータ系列を選択合成する。したがって、どのような信頼度情報を用いるかによって、選択合成後の信号の品質が決まる。一例として、信頼度情報として、①選択切り替え周期 $T_{SEL}$ 単位のCRC（Cyclic Redundancy Check）結果、②チャンネル符号化（誤り訂正符号化）のインタリーブ区間 $T_{ILV}$ における平均SIRを用いる場合のセル間の選択切り替えサイトダイバーシチの動作原理について説明する[8]。まず、 $T_{FRM}$ を無線フレーム長とすると、 $T_{FRM} \leq T_{SEL} (= n \times T_{FRM}) \leq T_{ILV}$ （ $n$ は自然数）の関係になる。SHO候補のBTSからの復号後のデータ系列の選択切り替え合成は、2つの信頼度情報を用いて2ステップの判定により行われる。②における平均受信SIRの大きさを表す指標として $T_{ILV} = 15m \times T_{SLOT}$ （ $T_{SLOT}$ はスロット長、 $m$ は自然数）区間における各スロットの測定 $E_b/I_0$ （Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratioの略で情報1ビット当りの信号電力対干渉電力密度比を表す）値が目標 $E_b/I_0$ 値よりも大きいスロットの個数 $L_{SIR}$ を用いる。



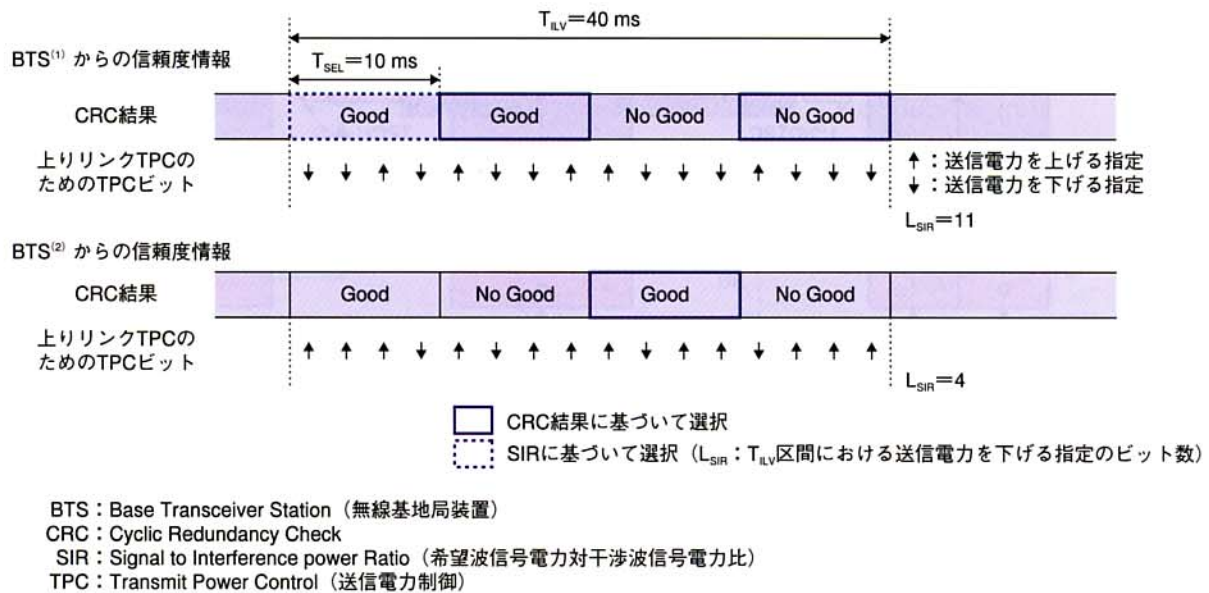


図7 上りリンクセル間サイトダイバーシチにおける2段階選択合成法の例

すなわち、 $L_{SIR}$ が大きいほど、そのBTSの受信信号の平均SIRは大きいため、信頼度が高いと判定する。図7にSHO候補のセル数 $N$ が2である場合の、 $T_{ILV}=40\text{ms}$ 、 $T_{SEL}=10\text{ms}$ のときの選択合成の一例を示す。第2、3選択切り替え周期においては、BTS<sup>(1)</sup>、BTS<sup>(2)</sup>からの信号のみのCRC結果がOKであるために、それぞれBTS<sup>(1)</sup>あるいはBTS<sup>(2)</sup>のフレームが選択される。第1選択切り替え周期においては、両データ系列ともCRC結果がOKであるため、任意のフレームを選択する。第4選択切り替え周期においては、両データ系列ともCRC結果がNGであるため、第2ステップの平均SIRによってフレームの選択が行われる。図の例では、 $T_{ILV}$ 区間における測定 $E_b/I_0$ 値が目標 $E_b/I_0$ 値よりも大きくなったスロット数は、BTS<sup>(1)</sup>の方がBTS<sup>(2)</sup>よりも多いために、BTS<sup>(1)</sup>からの復号後のデータ系列のフレームが選択される。 $N=3$ のときの第1ステップにおけるCRCチェック結果のパターンとしては、(OK, OK, OK)、(OK, OK, NG)、(OK, NG, NG)、(NG, NG, NG)の4パターンがある。このうち(NG, NG, NG)以外の場合には、第1ステップの判定結果で任意のOKのフレームを選択し、(NG, NG, NG)の場合は、3サイトすべてについて第2ステップの平均SIRに基づく判定を行い、3つのNGとなったフレームの中で最も平均SIRの大きなフレームを選択する。①に加えて②の制御を行うことにより、選択合成後の信号のビット誤り率(BER: Bit Error Rate)特性を改善することができる。

上りリンクにおける高速送信電力制御(TPC: Transmit

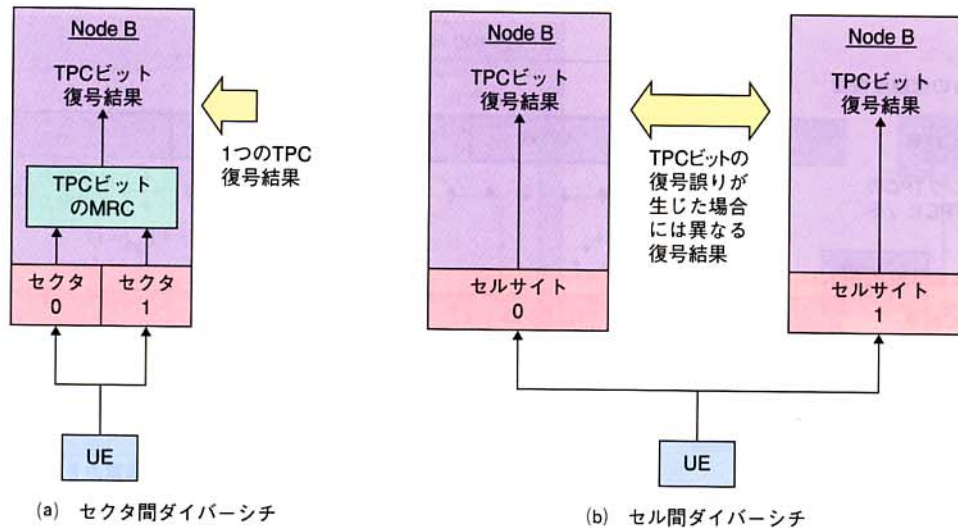
Power Control)は以下のように行う。ここで2BTS間においてBTS<sup>(1)</sup>からBTS<sup>(2)</sup>にSHOするものとする。このSHO(サイトダイバーシチ)時における上りリンク高速TPCの初期値として、SHO先のBTS<sup>(2)</sup>の目標 $E_b/I_0$ 値をBTS<sup>(1)</sup>の目標 $E_b/I_0$ 値と等しく設定する。上りリンクの高速TPCは、BTS<sup>(1)</sup>、BTS<sup>(2)</sup>が独立に測定 $E_b/I_0$ 値に基づいてTPCビットを送信し、UEは両局からの復調TPCビットがともに送信電力を上げるよう指定する場合以外は送信電力を下げる。したがって、高速TPCは、パスロスが小さく受信電力の大きなBTSからのTPCビットに従って制御されることになる。

#### (2) セクタ間ダイバーシチ

図6に示すように2ブランチのアンテナダイバーシチ受信を用いた場合、2セクタの各アンテナのMFの出力信号から、計4とおりの電力遅延プロファイルを生成する。そして、あらかじめ設定した雑音電力レベルからのしきい値を超える2セクタの2アンテナ受信のパス候補の中から受信信号電力の大きい順に、Rakeフィンガ数に対応する $L_{Rake}$ 個のパスをRake合成パスとして選択する。この選択されたパスに対して、個別パイロットチャネルを用いてチャネル推定し、Rake合成後の信号をデインタリーブ後、誤り訂正復号する。

上りリンクにおいて、セクタ間ダイバーシチを行う場合の高速TPCは、アンテナダイバーシチ受信を行う場合と同様に行われる。すなわち、セクタを等価的にブランチ数が増大したアンテナダイバーシチ受信





MRC : Maximal Ratio Combining (最大比合成)  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)  
 UE : User Equipment (移動機)

図8 セクタ間・セル間ダイバーシチにおける下りリンクTPCビット復号法

と見なし、複数セクタ間および複数アンテナ間の最終的なRake合成後の信号の各スロットの測定 $E_b/I_0$ 値が目標 $E_b/I_0$ 値に等しくなるように2値のTPCビットを生成して、下りリンクのDPCCHで送信する。したがって、セル間サイトダイバーシチと異なり、異なるセクタ間では同一のTPCビットを送信する。そのため、UEでは複数セクタから送信されるRake合成後の(すなわち硬判定前の)TPCシンボルを同相合成して硬判定した復号ビットに従って、送信電力を更新する。セクタ間ダイバーシチを行った場合の目標 $E_b/I_0$ 値の補正のためのアウトループ制御は、チャンネル復号後(誤り訂正復号後)のブロック誤り率(BLER: BLock Error Rate)の測定値が目標BLER値に等しくなるように、目標 $E_b/I_0$ 値を更新する。

### 3.3 下りリンクサイトダイバーシチ

#### (1) 2段階補正ループを有する下りリンクTPC法

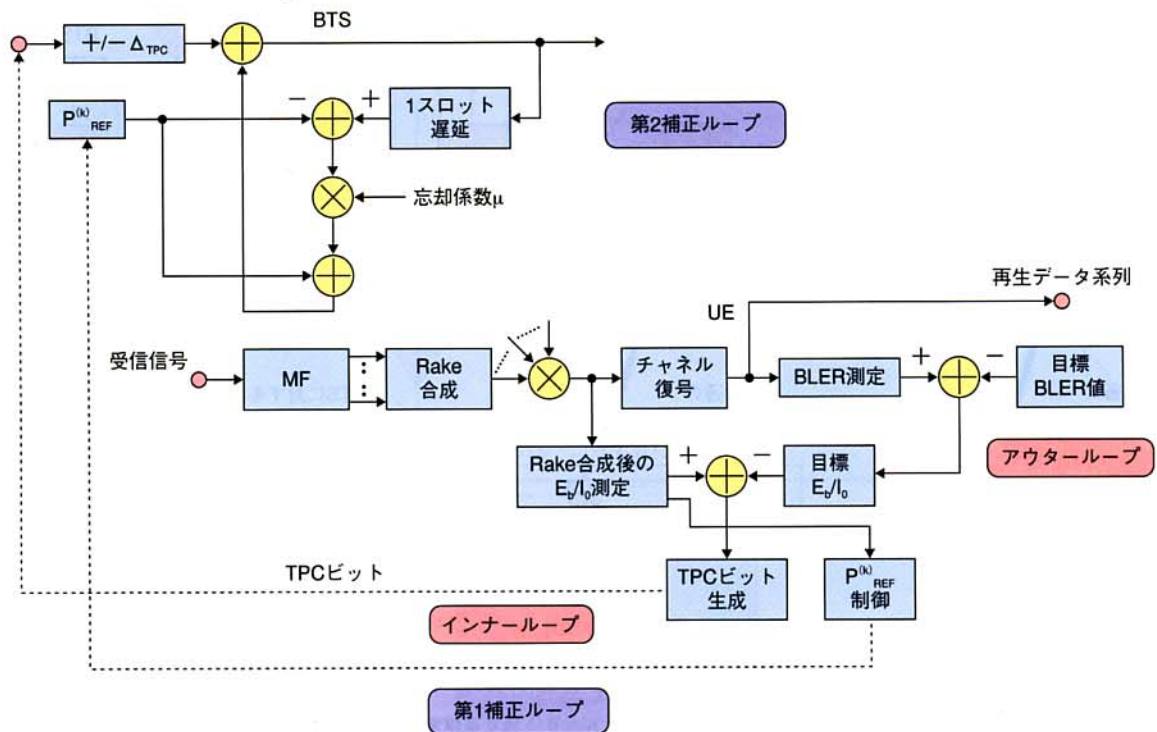
下りリンクにおけるセクタ間およびセル間サイトダイバーシチを行った場合の、上りリンクで伝送されるTPCビットの復号結果の影響を図8に示す。図に示すように、セクタ間ダイバーシチでは、複数セクタ間のRake合成後の信号を復号するために、セクタ間で同一のTPCビットの復号結果が得られる。そのために、SHO候補の各セクタの送信電力は同一のTPCビット復号結果に従って制御される。一方、セル間サイトダイバーシチでは、SHO候補の各BTSが独立にTPCビットを復号する。例え

ば、平均BLER =  $10^{-2}$ の所要品質の場合、TPCビットの誤り率は $10^{-1}$ 程度になる。このため、この上りリンクで伝送される下りリンクのTPCビットの復号誤りに起因して、複数BTSの送信電力差が各BTSとUEのパスロス差以上に大きくなる現象が生じ、その結果として他セル干渉の増大を招く。

そこで、下りリンクのTPCビットの復号誤りに起因するSHO候補のBTS間の送信電力差を補償するアルゴリズムが提案されている[9]~[11]。文献[9]の方法は、SHO候補の各BTSで送信電力の更新に忘却係数を導入して、UEからのTPCビットに対する追従性を低減することにより(すなわち実効的な更新ステップサイズを小さくする)、間接的にBTS間の送信電力差の増大を低減する方法である。しかしながら、この方法では各BTSが独立にTPCを行うために、UEの移動に伴って各BTSとUE間のパスロス差が変化した場合には、補正の追従性の劣化が問題となる。そこで、文献[9]の方法における各BTSの基準送信電力を、UEでの各BTSの受信電力の測定値に基づいて補正するアルゴリズムが提案されている[11]。図9にこのSHO候補のBTSの送信電力差の2ループの補正アルゴリズムを用いるUE、BTSのブロック構成を、図10にBTSの送信電力差の2ループ補正アルゴリズムのフローを示す。第1補正ループは、UEでN個のBTSからの受信 $E_b/I_0$ を測定することにより各BTSの基準送信電力を補正するループであり、第2補正ループは、第1補正ループで補正した各BTSの基準送信電力とTPCビットによって制御される瞬時の送信電力の差があまり大き

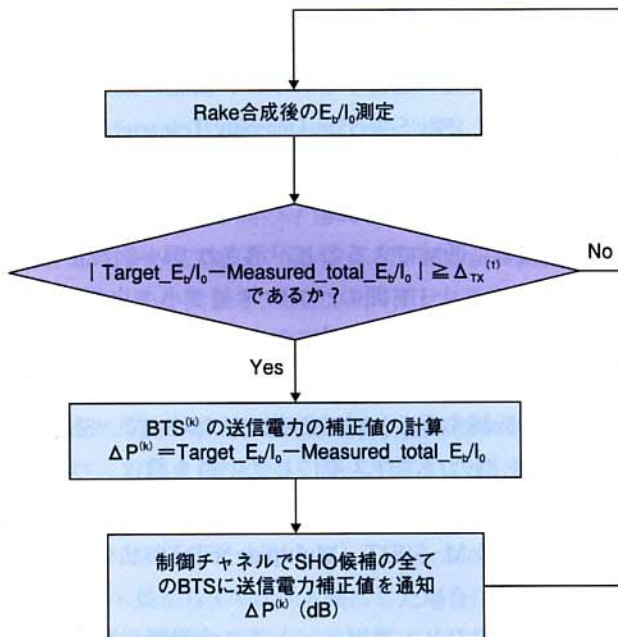






BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
 BLER : BLock Error Rate (ブロック誤り率)  
 $E_b/I_0$  : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio  
 MF : Matched Filter (マッチトフィルタ)  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)  
 UE : User Equipment (移動機)

図9 下りリンクセル間サイトダイバーシチにおける2ループのBTS送信電力補正法



BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
 $E_b/I_0$  : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio  
 SHO : Soft HandOver (ソフトハンドオーバ)

図10 下りリンクセル間サイトダイバーシチにおける2ループのBTS送信電力補正法のフロー

くならないようにBTSの送信電力を制御するループである。以下、具体的に各補正ループの動作を説明する。

- ① 第1補正ループ：パスロスの変動，伝搬路の変動に追従するために，UEでは瞬時フェージング変動を平均化したサイトダイバーシチ後の平均 $E_b/I_0$ を測定し，この平均測定 $E_b/I_0$ 値と目標 $E_b/I_0$ 値の比較結果に応じて，次式に従ってSHO候補のBTS<sup>(k)</sup>の基準送信電力値 $P^{(k)}_{REF}$ を $\Delta P^{(k)}$  (dB) 補正するよう制御チャンネルを通して全BTSへ通知する。

$$\Delta P^{(k)} = \text{Target } E_b/I_0 - \text{Measured\_total } E_b/I_0 \quad (1)$$

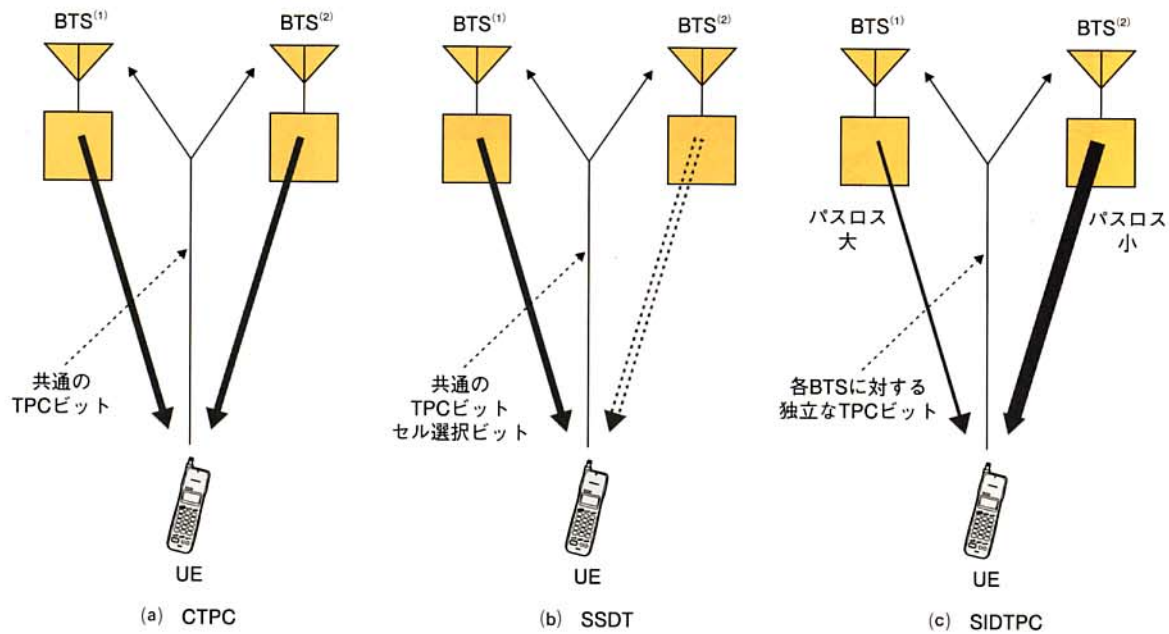
ここで，式(1)において，Measured\_total  $E_b/I_0$ はサイトダイバーシチおよびRake合成後の測定 $E_b/I_0$ 値，Target  $E_b/I_0$ はUEにおける目標 $E_b/I_0$ 値である。  $P^{(k)}_{REF}$ はGスロット区間一定であり，スロットn(=g xG)における $P^{(k)}_{REF}(n)$ の値はGスロットごとに，

$$P^{(k)}_{REF}(g \times G) = P^{(k)}_{REF}((g-1) \times G) + \Delta P^{(k)}$$

に基づいて更新される。

- ② 第2補正ループ：第1補正ループ





BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
 CTPC : Conventional TPC  
 SIDTPC : Site Independent Diversity Transmit Power Control (セルサイト独立送信電力制御)  
 SSDT : Site Selection Diversity Transmit power control  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)  
 UE : User Equipment (移動機)

図11 下りリンクセル間サイトダイバーシティにおけるセル選択(送信電力制御)法

で補正したBTS<sup>(k)</sup>の基準送信電力値を中心として、忘却係数 $\mu$ を用いて、スロットごとのTPCビット( $\Delta_{TPC}$ )により、次式に従ってスロットnの送信電力 $P_{CL}^{(k)}(n)$ を計算する。

$$P_{CL}^{(k)}(n) = P_{REF}^{(k)} + \mu (P_{CL}^{(k)}(n-1) - P_{REF}^{(k)}) + \Delta_{TPC} \quad (2)$$

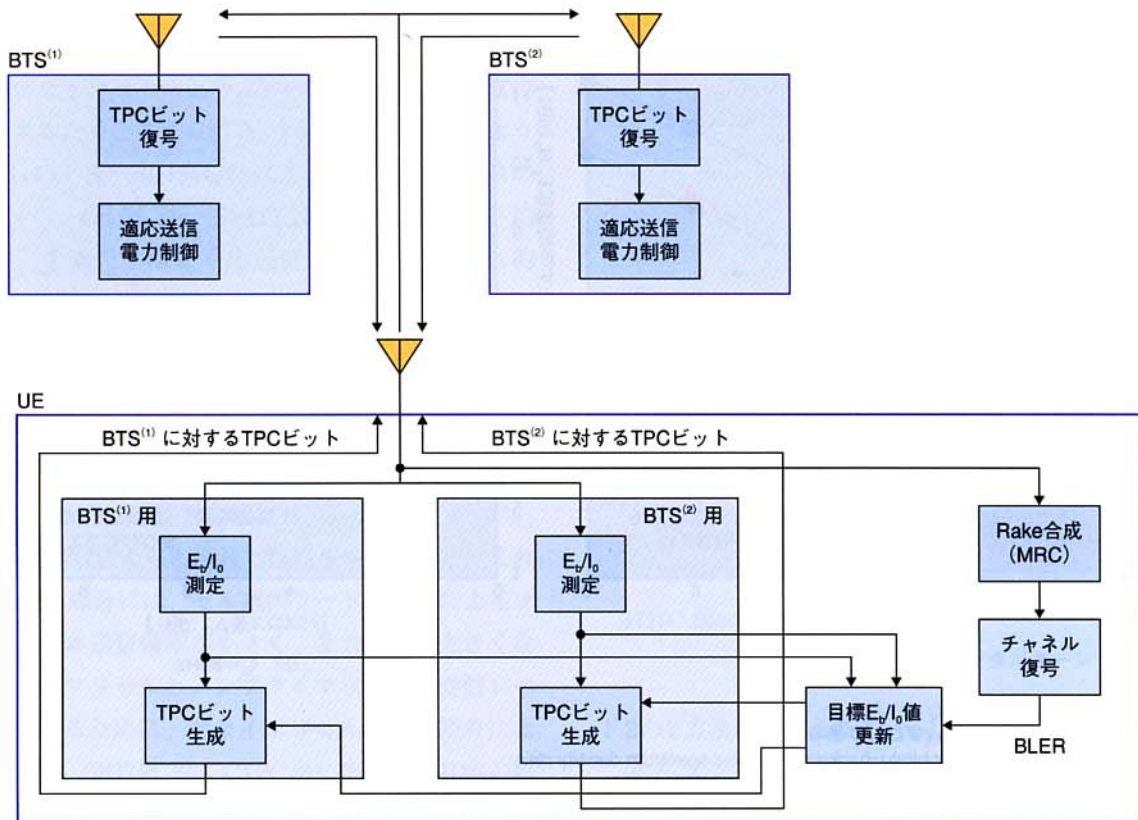
## (2) サイトダイバーシチアルゴリズム

下りリンクにおいてSHOを行うと、1つのUEに対して複数のセル(セクタ)からDPCHを送信するために、サイトダイバーシチ利得は得られるものの干渉が増大することになり、結果としてリンク容量が増大する効果は、上りリンクに比較して小さい。下りリンクにおけるサイトダイバーシチアルゴリズムを図11に示す。図11(a)に示すように、従来のSHOにおける高速TPC(以下、CTPC(Conventional TPC))についてはすでに述べたように、UEはサイトダイバーシチ合成後の信号の $E_b/I_0$ 値を求め、測定 $E_b/I_0$ 値と目標 $E_b/I_0$ 値との比較結果に応じて、TPCビットを生成、上りリンクのDPCCHで送信し、候補のセルはこの共通のTPCビットに基づいて、送信電力を制御する。これに対して、図11(b)に示すようにSHOモード

のUEに対して下りリンクのDPCHを送信するセルの候補をCTPC法と同様に決めておき、ある時間では1つのセルのみからDPDCH(Dedicated Physical Data Channel)を送信し(すなわち他のセルのDPDCHの送信をオフにする)、フェージング変動に追従するように、高速に送信セルを切り替えるSSDT(Site Selection Diversity Transmit power control)という方法が提案されている。この方法は、特にSHO候補のセルとUEとの平均的パスロス差が大きい場合に干渉電力を大幅に低減できることが示されている[12]。一方、SHO候補のセルとUE間のパスロス差が小さい場合には、複数のセルからDPDCHを送信すること(すなわちCTPC)によるダイバーシチ効果により、SHO候補の全BTSの平均送信電力を低減することができる。したがって、SHO候補のセルとUE間のパスロス差にしきい値を設け、パスロス差がしきい値よりも大きい場合にはSSDT、小さい場合にはCTPCを行うM-SSDT(Multiple-SSDT)法も提案されている[13]。

さらにSSDTのセル選択ビット誤りの影響を解決する方法として、図11(c)に示すUEがSHO候補のセル数に対応したRake合成後の信号の $E_b/I_0$ 測定機能を有し、セルごとにTPCビットを生成し、各セル独立に高速TPCを行う、セルサイト独立送信電力制御(SIDTPC: Site Independent





- BLER : BLock Error Rate (ブロック誤り率)  
 BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
 $E_b/I_0$  : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio  
 MRC : Maximal Ratio Combining (最大比合成)  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)  
 UE : User Equipment (移動機)

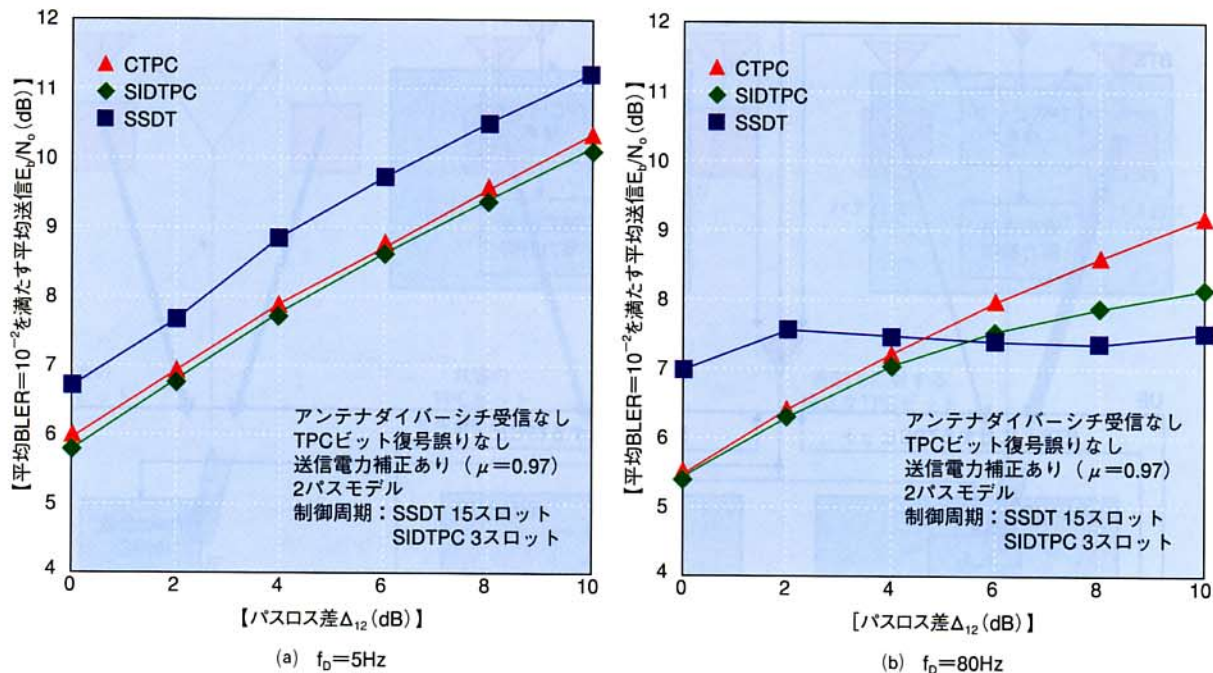
図12 SIDTPC法の動作原理

Diversity Transmit Power Control) 法が提案されている[14], [15]. この方法では, Rake 合成後の  $E_b/I_0$  を一定に保ちつつ, 候補のセルと UE 間の平均的パスロス差に応じた最小の送信電力を実現できる. 図12にSIDTPC法の動作原理を示す. CTPC法と異なり, UEはセル間サイトダイバーシチ時の接続セル(BTS)からの受信  $E_b/I_0$  測定機能および各セルへのTPCビット生成・送信機能を有している. したがって, 接続セル数が最大3である場合, 上りリンクのDPCCHのTPCビット数をCTPC法と同一とするには, 高速TPCの更新周期はCTPC法の3倍となり, フェージング変動に対する追従性は約1/3に劣化する. しかしながら, TPC遅延を1スロット長から3スロット長にした場合においても, 低速フェージング環境では, 高速TPCは十分フェージング変動に追従でき, このTPC遅延の影響が出始める最大ドップラ周波数  $f_D = 80 \sim 100\text{Hz}$  付近では, インタリーブ効果の増大に伴うチャンネル符号化の効果が効いてくる. このため, 結果として平均  $\text{BER} = 10^{-3}$  を満たす所要送信  $E_b/N_0$  (Signal

energy per bit-to-background noise spectrum density ratioの略で情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比を表す)の劣化は約0.5dBに抑えられている[16].

各セルが独立にTPCを行うためには, 各セルに対して独立に目標  $E_b/I_0$  値を設定しなければならない. SIDTPC法においては, まず, アウターループ制御によりサイトダイバーシチ合成後の目標  $E_b/I_0$  値を更新する. アウターループ制御には, 誤り訂正復号後のブロックごとのCRCの一致結果に基づいてBLERを測定し, この測定値が所要BLER値になるよう制御する方法, および誤り訂正復号後判定データを再符号化した系列に対するRake合成後(誤り訂正復号前)の仮判定データのBERに基づいて制御する方法, の2とおりがある. 一方で, 下り共通制御チャンネルで通知される各BTSのCPICHの送信電力値およびCPICHの受信電力測定値から,  $\text{BTS}^{(k)}$  とUE間のパスロス値  $\Delta(k)$  が求まる. これらの値から, 各BTSに対する目標





CTPC : Conventional TPC  
 BLER : BLock Error Rate (ブロック誤り率)  
 $E_b/N_0$  : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio  
 SIDTPC : Site Independent Diversity Transmit Power Control (セルサイト独立送信電力制御)  
 SSDT : Site Selection Diversity Transmit power control  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)

図13 各TPC法の特性比較 (パソロス差パラメータ, 2セル接続, 30 ksps)

$E_b/I_0$ の値  $\lambda(k)$  を次式のように求める.

$$\lambda(k) = \lambda_0 + 10 \log \left[ \frac{1/\Delta(k)^\alpha}{\sum_{i=1}^K (1/\Delta(i)^\alpha)} \right] \quad (3)$$

ただし, 式(3)により,  $\lambda(k) < \lambda_{\min}$  となったときは,  $\lambda(k) = \lambda_{\min}$  とする. ここで,  $\lambda_0$  はサイトダイバーシチ合成後の目標  $E_b/I_0$  値,  $\alpha$  は定数 ( $\alpha > 0$ ) であり,  $K$  はSHO候補の全BTS数である. 式(3)により各セルの目標  $E_b/I_0$  値の和は, サイトダイバーシチ合成後の目標  $E_b/I_0$  値と等しく, 各セルの目標  $E_b/I_0$  値にはパソロス差 (dB) を強調係数  $\alpha$  倍した差が設定される.  $\alpha$  を大きくするほど各セルの目標  $E_b/I_0$  値には大きな差が設定される. 以上のようにして求めた目標  $E_b/I_0$  値に対して, 各セルは独立にTPCを行う.

接続BTS (セル) 数が2で, 下り/上りDPCHのシンボルレートが30ksps/60kspsのときのSIDTPC法, CTPC法, SSDT法における, 2BTSとUE間のパソロス差  $\Delta_{12}$  に対する

平均BLER =  $10^{-2}$  を満たす所要平均送信  $E_b/N_0$  特性を図13に示す[15]. 式(3)において  $\lambda_{\min} = -2\text{dB}$  とし,  $\alpha = 1$ , つまり各BTSの目標  $E_b/I_0$  値に, パソロ

ス差と等しい差が設定されるものとした. SIDTPC法の目標  $E_b/I_0$  値の更新周期, およびSSDT法のセル選択の制御周期は, 文献[14]の検討結果より, 最も所要平均送信  $E_b/N_0$  が低減できる制御周期を用いた. SSDT法では, 制御周期を小さくするにつれて, 伝搬路の高速変動に対するセル選択の追従性が向上する. しかしながら, 制御周期をある程度大きくすることでスロット当り1ビットのセル選択ビットの符号化ビット数 (セル選択ワードのビット数) を増大するほど, セル選択ビットの信頼度を向上することができる. シミュレーション評価においては, 伝搬路の変動に対する追従性とセル選択ワード誤りの低減のトレードオフにより, 最適制御周期が15スロット長 (すなわちセル選択ワード長が15ビット) のとき, 最も良好な特性が得られたのでこの値を用いた. 図13(a), (b)はそれぞれ  $f_0 = 5, 80\text{Hz}$  の場合の特性を示している. 図13(a)より,  $f_0 = 5\text{Hz}$  の低速フェージング領域では,  $\Delta_{12}$  が0dBから10dBの広い範囲において, SIDTPC法が最も所要平均送信  $E_b/N_0$  を低減できていることが分かる. 一方, SSDT法はCTPC法と比較して, 特にパソロス差が小さい領域で所要平均送信  $E_b/N_0$  が増大している. SSDT法が  $f_0 = 5\text{Hz}$  の低速フェージング環境において全体的に特性が劣化する理由は, プライマリセル (SHO



候補のセルの中で、UEからのセル選択ビットで指定されたDPDCHを送信すべきセルをプライマリセル、その他のセルをノンプライマリセルと呼ぶ)の非送信が $10^{-3}$ 程度の確率で発生するためと考えられる。図13(a)より分かるように、 $f_D = 5\text{Hz}$ のとき、SIDTPC法は $\Delta_{12}$ が0dBから10dBの範囲において、CTPC法、SSDT法と比較して、平均BLER =  $10^{-2}$ を満たす所要平均送信 $E_b/N_0$ をそれぞれ約0.2dB, 1.0dB低減できている。

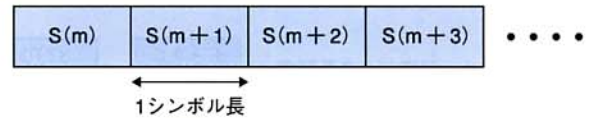
一方、図13(b)より、 $f_D = 80\text{Hz}$ のときには、 $\Delta_{12}$ が2dB程度までの環境では、SIDTPC法、CTPC法が、サイトダイバーシチ利得の増大に起因してSSDT法に比較して所要平均送信 $E_b/N_0$ を低減できている。しかし、さらに $\Delta_{12}$ が増大すると、SSDT法では所要平均送信 $E_b/N_0$ が大きく低減し、SIDTPC法、CTPC法よりも優れた特性を示している。これは、 $f_D = 80\text{Hz}$ の場合には、セル選択ワードの誤りによるプライマリセルの非送信確率が小さく、また $\Delta_{12}$ が大きくなることでプライマリセルとノンプライマリセルの受信レベル差が大きくなるために、プライマリセルの選択誤りによる劣化が減少し、SIDTPC法、CTPC法に比較してBTSの総送信電力を低減できるためである。SSDT法に続いて、パスロスの大きいBTSの送信電力を低く抑えることができるSIDTPC法、パスロスの大きいBTSからも同一の送信電力で送信を行うCTPC法の順で特性が劣化している。

## 4. 送信ダイバーシチ

### 4.1 オープンループ型送信ダイバーシチ

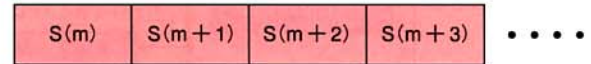
W-CDMA方式の3GPP仕様[17]においては、共通制御物理チャネル (CCPCH: Common Control Physical CHannel) および同期チャネル (SCH: Synchronization CHannel) に、それぞれオープンループ型送信ダイバーシチのSTTD (Space Time Transmit Diversity) 法[18], [19], TSTD (Time Switch Transmit Diversity) 法[20]が適用されている。オープンループ型送信ダイバーシチは、フェージング相関の小さい2本のアンテナから同一の情報系列を異なる符号化パターンで符号化して送信することにより、バースト誤りをランダム化することができ、誤り訂正効果の向上により高品質受信を実現する方法である。また、DPCHにはUEから送信されるフィードバック情報 (FBI: FeedBack Information) ビットに基づいて送信パターンを制御するクローズドループ型送信ダイバーシチが適用されており、2アンテナ間の送信キャリア位相差 (および振幅差) を制御する適応位相送信ダイバーシチであるモード1およびモー

オリジナルシンボル系列

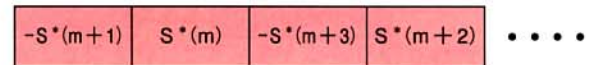


STTD符号化後のシンボル系列

アンテナ1



アンテナ2



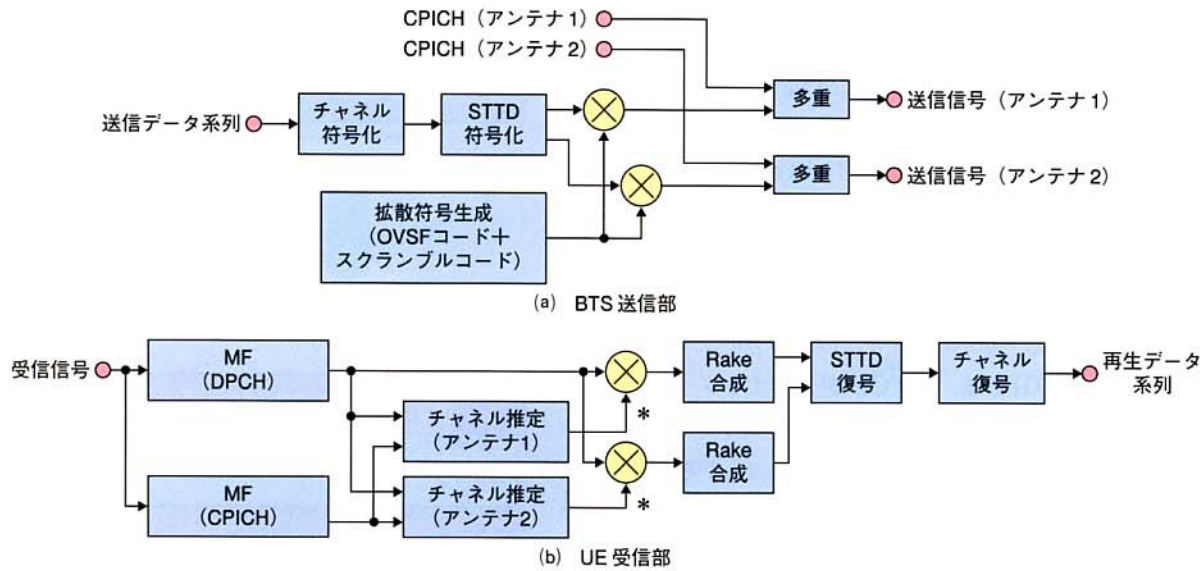
STTD: Space Time Transmit Diversity

図14 STTDの送信データパターン

ド2の2方法が規定されている[21]。

オープンループ型のTSTDは、3GPP仕様ではSCH (Primary-SCH, Secondary-SCH) への適用が規定されている。TSTDは、各スロットの先頭の256チップ区間に送信されるSCHをフェージング相関の小さな2アンテナからスロットごとに交互に送信することにより、フェージングに起因した受信レベルの落ち込みを救済し、Primary-SCH, Secondary-SCHの未検出および誤検出を大幅に低減することができる。TSTDの原理および実験結果は、連載の第3回を参照願いたい。本稿では、CCPCHに適用されるSTTDについて説明を行う。図14にSTTDの送信データ系列のマッピング法を (図中でスロット番号は略して表示)、図15にSTTDを行うBTSの送信部、およびUEの受信部のブロック構成を示す。まず、説明を簡単にするために、BTSはCPICHおよび1つのDPCHを送信するものとする。1スロット当り、CPICHは $N_{p,0}$ 個のパイロットシンボルを、DPCHは $N_{p,1}$ 個のパイロットシンボルおよび $N_D$ 個の情報データシンボルを含むものとする。STTDは、符号化した2系列のデータ系列をフェージング相関の小さな2アンテナから送信することにより、バースト誤りのランダム化、すなわちダイバーシチ効果を得る方法であり、DPCHのSTTD符号化は次のように行われる。時間 $t = mT_{S,1} + nT_{Slot}$  ( $T_{S,1}$ ,  $T_{Slot}$ はDPCHのシンボル周期、およびスロット周期であり、 $m, n$ はシンボル番号、スロット番号である)における4相位相変調 (QPSK: Quadrature Phase





BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
 CPICH : Common Pilot CHannel (共通パイロットチャンネル)  
 DPCH : Dedicated Physical CHannel (個別物理チャンネル)  
 MF : Matched Filter (マッチトフィルタ)  
 OVSF : Orthogonal Variable Spreading Factor (直交可変拡散率)  
 STTD : Space Time Transmit Diversity  
 UE : User Equipment (移動機)

図15 STTDの送受信部構成

Shift Keying) データ変調シンボルを  $S(m, n)$  で表すものとする。

ここで、 $\psi(m, n) \in \{h\pi/2 + \pi/4; h=0 \sim 3\}$  は、QPSKの変調位相を表すものとする、 $S(m, n) = e^{j\psi(m, n)}$  で表される。図14に示すように  $m$  が偶数を表すものとして DPCH の連続する2シンボル  $S(m, n)$  および  $S(m+1, n)$  をペアとして STTD 符号化すると、 $i$  番目のアンテナから送信されるデータ系列  $d_1^{(i)}(m, n)$  ( $i=1, 2$ ) は、次式で表される。

$$d_1^{(1)}(m, n) = S(m, n), d_1^{(1)}(m+1, n) = S(m+1, n) \quad (4a)$$

$$d_1^{(2)}(m, n) = -S(m+1, n), d_1^{(2)}(m+1, n) = S(m, n) \quad (4b)$$

ここで、\* は複素共役を表す。連続する2シンボル区間における2つのデータ系列 ( $d_1^{(1)}(m, n), d_1^{(1)}(m+1, n)$ ) および ( $d_1^{(2)}(m, n), d_1^{(2)}(m+1, n)$ ) は QPSK データ変調シンボル  $S(m, n), S(m+1, n)$  によらず相互相関が0となる。すなわち、2つのデータ系列は互いに直交する。また、2系列のデータ系列に対して同一の拡散符号を用いることができる。一方、STTDと同様に連続する2シンボルをペアとした

異なる符号化データシンボルを2アンテナから送信する OTD (Orthogonal Transmit Diversity) が提案されているが、OTDが同一シンボルを1つのアン

テナから送信するのに対して、STTDは2つのアンテナから送信するために、OTDよりもダイバーシチ効果の向上に起因して良好な特性が得られることが報告されている[26]。

$p_0(t)$  ( $p_1(t)$ ) を CPICH (DPCH) の拡散信号波形、 $q_0^{(i)}(t)$  ( $q_1^{(i)}(t)$ ) を  $i$  番目のアンテナにおける CPICH (DPCH) のデータ変調波形、 $\eta(t)$  を DPCH の CPICH に対する送信電力比とすると、それぞれ次式で表される。

$$p_j(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_j(k) u(t/T_c - k) \quad (j=0, 1) \quad (5a)$$

$$q_0^{(i)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N_{p,0}-1} d_0^{(i)}(m, n) u(t/T_{s,0} - n \times N_{p,0} - m) \quad (i=1, 2) \quad (5b)$$

$$q_1^{(i)}(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=0}^{N_{p,1}+N_D-1} d_1^{(i)}(m, n) u(t/T_{s,1} - n \times (N_{p,1} + N_D) - m) \quad (i=1, 2) \quad (5c)$$

$$\eta(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \eta'(n) u(t/T_{slot} - n) \quad (5d)$$

ここで  $c_0(k)$  ( $c_1(k)$ ) は CPICH (DPCH) の拡散符号系列、 $d_0^{(i)}(m, n)$  は  $i$  番目のアンテナから送信された CPICH の QPSK データ変調シンボル、 $\eta'(n)$  はスロット  $n$  における DPCH の CPICH に対する送信電力比、 $u(t)$  は  $0 < t < 1$  のときに  $u(t) = 1$  であり、それ以外の場合は  $u(t) = 0$  となるステップ関数、 $T_c$  はチップ周期、 $T_{s,0}$  は CPICH のシンボル周



期であり、 $T_{s,0}/T_c$  ( $T_{s,1}/T_c$ ) は CPICH (DPCH) の拡散率 (SF: Spreading Factor) である。したがって、受信信号  $r(t)$  は次式で表される。

$$r(t) = \sum_{i=1}^2 \sqrt{\frac{S}{2}} \sum_{l=1}^L \xi_i^{(i)}(t) \left( q_0^{(i)}(t-\tau_i^{(i)}) p_0(t-\tau_i^{(i)}) + \sqrt{\eta} q_1^{(i)}(t-\tau_i^{(i)}) p_1(t-\tau_i^{(i)}) \right) + w(t) \quad (6)$$

ここで、 $S$  は CPICH の平均送信電力、 $\xi_i^{(i)}(t)$  および  $\tau_i^{(i)}$  は  $i$  番目のアンテナから送信された  $l$  番目 ( $1 \leq l \leq L$ ) のパスのチャンネルゲイン (複素フェージング包絡線)、および遅延時間、 $w(t)$  は片側電力密度  $N_0/2$  の背景雑音を表す。送信機の処理の遅延時間差および伝搬遅延時間差により、2アンテナから送信されたパスの UE における受信タイミングは厳密には一致しないものの、BTS からの距離が約 1.2km の屋外実験において、2アンテナから送信された信号の UE における受信タイミング差は、1/4チップ長程度以下であることが報告されている [27]。スロット  $n$  における  $m$  番目のシンボルのパス  $l$  の MF 出力は、次式で表される。

$$z_{i,j}(m, n) = \frac{1}{T} \int_{mT_{p,j} + nT_{\text{slot}} + \hat{\tau}_i}^{(m+1)T_{p,j} + nT_{\text{slot}} + \hat{\tau}_i} r(t) p_j(t - \tau_i) dt \quad (j=0, 1) \quad (7)$$

ここで、 $\hat{\tau}_i$  は推定したパス  $l$  の受信タイミングを表す。それぞれのアンテナから送信された異なる伝搬路を通った信号のチャンネルゲインを CPICH を用いて (あるいは、DPCH の個別パイロットチャンネルを併用して) 推定する。2系列の CPICH および DPCH のパイロットシンボルは、異なるデータ変調位相で変調されるために同じ拡散符号で拡散された場合にも、受信機で分離することができる。 $\hat{\xi}_i^{(i)}(n)$  を  $i$  番目のアンテナから送信されたパス  $l$  のスロット  $n$  におけるチャンネルゲイン  $\xi_i^{(i)}(n)$  の推定値、 $\hat{S}$  および  $\hat{\eta}^{(i)}(n)$  をそれぞれ  $S$ 、 $\eta^{(i)}(n)$  の推定値とする。さらに  $\hat{\xi}_{i,0}^{(i)}(n)$  および  $\hat{\xi}_{i,1}^{(i)}(n)$  を  $i$  番目のアンテナから送信された信号のスロット  $n$  における CPICH および個別パイロットチャンネルから求められた送信電力の推定値を含むチャンネル推定値とすると、それぞれ次式に示すように、スロット  $n$  に属するパイロットシンボルの逆拡散後の信号を同相加算することにより求められる。

$$\hat{\xi}_{i,0}^{(i)}(n) = \sqrt{\frac{\hat{S}}{2}} \hat{\xi}_i^{(i)}(n) = \frac{1}{N_{p,0}} \sum_{m=0}^{N_{p,0}-1} d_0^{(i)}(m, n) z_{i,0}(m, n) \quad (8)$$

$$\hat{\xi}_{i,1}^{(i)}(n) = \sqrt{\frac{\hat{\eta}^{(i)}(n) \hat{S}}{2}} \hat{\xi}_i^{(i)}(n) = \frac{1}{N_{p,1}} \sum_{m=0}^{N_{p,1}-1} d_1^{(i)}(m, n) z_{i,1}(m, n) \quad (9)$$

個別パイロットチャンネルについては、さらに連続する 2 スロット区間のチャンネル推定値をさらに同相加算平均する。

$$\bar{\xi}_{i,1}^{(i)}(n) = \left( \hat{\xi}_{i,1}^{(i)}(n) + \hat{\xi}_{i,1}^{(i)}(n+1) \right) / 2 \quad (10)$$

最後に  $\hat{\xi}_{i,0}^{(i)}(n)$  および  $\bar{\xi}_{i,1}^{(i)}(n)$  より最終的に Rake 合成で用いるチャンネル推定値を

$$\bar{\xi}_i^{(i)}(n) = \left( \hat{\xi}_{i,0}^{(i)}(n) + \bar{\xi}_{i,1}^{(i)}(n) \right) \quad (11)$$

のように求めることができる。そして、アンテナごとのチャンネルゲインの複素共役を逆拡散後のデータシンボルに乗算することにより、2アンテナから送信された信号に対応する 2 つのデータ系列が生成される。したがって  $i$  番目のアンテナから送信された信号に対する Rake 合成後のデータ系列は次式で表される。

$$y^{(i)}(m, n) = \sum_{l=1}^L z_{i,l}^{(i)}(m, n) \bar{\xi}_i^{(i)}(n) \quad (12)$$

STTD 復号では、符号化のプロセスと同様に Rake 合成後の連続する 2 つのデータ系列をペアとして復号される。変数  $m$  を偶数として、Rake 合成後のデータ系列から、送信データ系列は、次式により再生される。

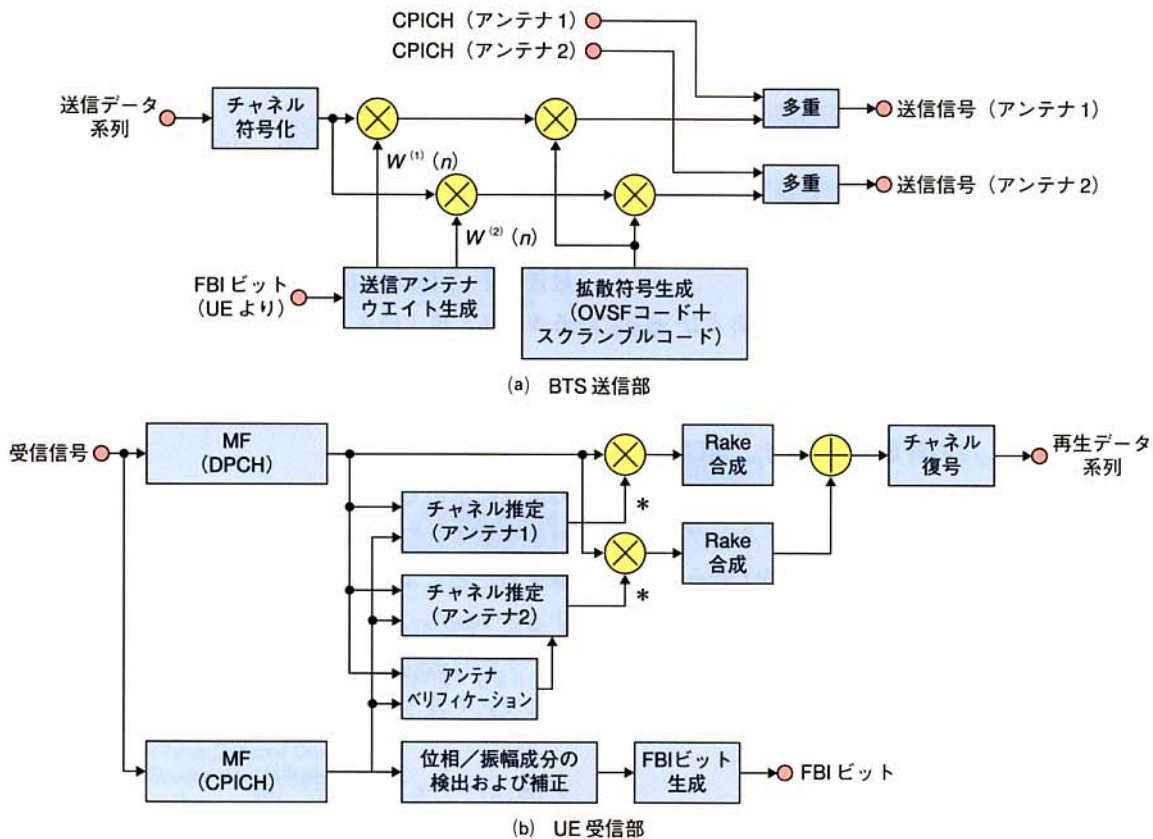
$$\begin{aligned} \hat{S}(m, n) &= y^{(0)}(m, n) + y^{(0)}(m+1, n), \\ &\text{および} \\ \hat{S}(m+1, n) &= y^{(0)}(m+1, n) - y^{(0)}(m, n) \end{aligned} \quad (13)$$

## 4.2 クローズドループ型送信ダイバーシチ

クローズドループ型送信ダイバーシチは、UE における受信品質の測定に基づいた FBI に従って、2アンテナからの送信信号のキャリア位相および振幅を制御する方法であり、フェージングに起因する受信レベルの落ち込みおよび位相変動を補償するオープンループ型に比較して、より効果的なダイバーシチ効果を得ることができる。しかしながら、高速フェージング環境においては、制御ループがフェージング変動に追従できなくなるために、ほとんどダイバーシチ利得を得ることができない。

図 16 にクローズドループ型送信ダイバーシチの送受信部のブロック構成を示す。クローズドループ型送信ダイバーシチは DPCH のみに適用可能であ





BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
 CPICH : Common Pilot CHannel (共通パイロットチャネル)  
 DPCH : Dedicated Physical CHannel (個別物理チャネル)  
 FBI : FeedBack Information (フィードバック情報)

MF : Matched Filter (マッチトフィルタ)  
 OVSF : Orthogonal Variable Spreading Factor (直交可変拡散率)  
 UE : User Equipment (移動機)

図16 クローズドループ型送信ダイバーシチ送信部構成

り、UEからのFBIビットに基づき、2系統の送信データ系列にそれぞれ複素ウエイト  $W^{(1)}(n) = A^{(1)}(n)e^{j\phi^{(1)}(n)}$  および  $W^{(2)}(n) = A^{(2)}(n)e^{j\phi^{(2)}(n)}$  を乗算して拡散後送信する（ここで  $n$  はスロット番号を表す）。この送信ウエイトの制御として、UEにおいて受信レベルの大きなアンテナから次のスロットの信号を送信する振幅成分に重み付けする選択送信ダイバーシチ（STD：Selection Transmit Diversity）が提案されている[22]。この方法はUEからのFBIに基づいて、2アンテナからの送信振幅を  $\{A^{(1)}(n), A^{(2)}(n)\} = (1, 0)$  あるいは  $(0, 1)$  となるように制御する方法である（送信キャリア位相の制御は行わない）。STDを適用することにより、UE受信において、受信レベルの落ち込みに起因する品質劣化を改善することができる。

3GPP仕様では、送信キャリア位相をUEの伝搬状況に応じて適応制御する2つのモードのクローズドループ型送信

ダイバーシチが規定されている[21]、[23]。まず、2つのアンテナから同じキャリア位相でCPICHを送信する。2アンテナから送信されるCPICHは同一

の拡散符号で拡散され、パイロットシンボルパターンを変えることで直交化を実現している。受信機では、この2アンテナからのCPICHの逆拡散後に分離した信号における受信キャリア位相差および振幅差から、2つのアンテナから送信された信号系列がUE受信端でほぼ同位相かつ受信電力の大きなアンテナからの信号を強調して受信できるようにアンテナ2における送信信号のキャリア位相および振幅を制御するFBIビットを生成し、上りリンクにおけるDPCHのDPCCHで送信する。このように、アンテナ2の送信キャリア位相および振幅をUEからのFBIビットにより制御することにより、フェージングによる受信信号電力の落ち込みに起因するビット誤りを低減することができる。

BTS送信部では、このUEからのFBIビットを基に生成した送信アンテナウエイト  $W^{(1)}(n)$ 、 $W^{(2)}(n)$  を2アンテナの送信データ系列に乗算して送信する。モード1は、 $\pi/2$ のキャリア位相の制御精度で第2アンテナのDPCHの送信キャリア位相をUE受信で2アンテナからの受信信号がほぼ同位相になるように制御する方法であり、モード2は、 $\pi/4$ のキャリア位相の制御精度で第2アンテナのDPCHの送信キ





表1 モード1における上りリンクのスロットnで送信されるFSM<sub>ph</sub>とアンテナ2の送信キャリア位相補正量の関係

FSM <sub>ph</sub>	アンテナ2の送信キャリア位相補正量 $\psi_{2,n}$														
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0	$\pi/2$	0
1	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$	$-\pi/2$	$\pi$

FSM: Feedback Signaling Message (フィードバックシグナリングメッセージ)

キャリア位相を制御するとともに、2アンテナからの送信信号の振幅比も2とおりのパターンから選択・制御する方法である。

(1) モード1 [21]

スロット  $n$  における2アンテナの送信振幅は

$$A^{(1)}(n) = A^{(2)}(n) = \sqrt{1/2} \text{ であり,}$$

送信キャリア位相は,

$$\phi^{(1)}(n) = 0, \phi^{(2)}(n) = \{\pm\pi/4, \pm3\pi/4\} \text{ である.}$$

モード1では、各スロットのアンテナ2の送信キャリア位相を  $\pi/2$  の位相精度で制御するために、各スロットで2ビットの制御ビットが必要であるが、無線インタフェース上では各スロットで1ビットのFBIビットを用いることができる。すなわち、表1に示すキャリア位相制御ビットであるFSM (Feedback Signaling Message) ビットとキャリア位相の補正量との対応関係になるよう、奇数スロットと偶数スロットで  $\pi/2$  (90度) シフトした座標軸上で独立に  $\pi$  (180度) の位相精度での位相制御を行う。そして受信側では、例えば、スロット1において、上りリンクのスロット0および1で送信されるFSMビットで指定される位相の平均(スロット0および1でのFSMビットの復号結果が、ともに“0”である場合には、送信キャリア位相は  $\pi/4$  になる) からスロット1の送信キャリア位相を決める。無線フレームの先頭のスロット0においては、前フレームのスロット13および本フレームのスロット0のFSMビットから送信キャリア位相を求める。このように前2スロットで送信されるFBI (FSM) ビットから、2スロットの遅延を許容して、アンテナ2の送信キャリア位相を  $\pi/2$  の位相精度で制御することができる。UEおよびBTSでの具体的な処理は、以下のようになる。UEは、 $i$  番目のアンテナから送信されるスロット  $n$  におけるCPICHの受信キャリア位相  $\theta_{0,i}^{(n)}$  からFBIビット  $b(n)$  を生成する。 $\hat{\theta}_{0,i}^{(n)}$ 、 $\hat{\theta}_{0,0}^{(n)}$  をそれぞれ、 $\theta_{0,i}^{(n)}$ 、 $\theta_{0,0}^{(n)}$  の推定値とすると、 $n$  が偶数のときには、

$$-\pi/2 \leq (\hat{\theta}_{0,i}^{(n)} - \hat{\theta}_{0,0}^{(n)}) < \pi/2$$

の場合には  $b(n) = 0$  (その他の場合には、 $b(n) = 1$ ) (14a)

$n$  が奇数のときには、

$$0 \leq (\hat{\theta}_{0,i}^{(n)} - \hat{\theta}_{0,0}^{(n)}) < \pi$$

の場合には  $b(n) = 0$  (その他の場合には、 $b(n) = 1$ ) (14b)

となる。BTSは、FBIビットの復号結果  $\hat{b}(n)$  (FBIビットの復号誤りがない場合は  $\hat{b}(n) = b(n)$  である) に応じて、第2アンテナにおけるDPCHの  $(n+1)$  スロットにおける暫定送信キャリア位相  $\psi^{(2)}(n+1)$  を次のように決める。

$n$  が偶数のときには、

$$\begin{aligned} \hat{b}(n) = 0 \text{ の場合には } \psi^{(2)}(n+1) &= 0, \\ \hat{b}(n) = 1 \text{ の場合には } \psi^{(2)}(n+1) &= \pi \end{aligned} \quad (15a)$$

$n$  が奇数のときには、

$$\begin{aligned} \hat{b}(n) = 0 \text{ の場合には } \psi^{(2)}(n+1) &= \pi/2, \\ \hat{b}(n) = 1 \text{ の場合には } \psi^{(2)}(n+1) &= -\pi/2 \end{aligned} \quad (15b)$$

そして、スロット  $n$  および  $(n+1)$  の暫定キャリア位相から、最終的にスロット  $(n+1)$  の第2アンテナの送信キャリア位相  $\phi^{(2)}(n+1)$  を次式のように決める。

$$\phi^{(2)}(n+1) = (\psi^{(2)}(n) + \psi^{(2)}(n+1))/2 \quad (16)$$

上りリンクでは高速TPCが用いられるため、例えば所要BLER =  $10^{-2}$  となる音声伝送では、FBIビットの平均BERは、TPCビットと同様に  $10^{-1}$  近傍になる。したがって、UEからの制御ビットに復号誤りが生じた場合には、指定されたキャリア位相と異なるキャリア位相でBTSが送信してしまう。そこで、UEではDPCHの各スロットにおける送信ウェイト(モード1の場合には送信キャリア位相)を推定する送信アンテナのベリフィケーションを行う。モード1では、次式に従って第2アンテナの送信キャリア位相のベリフィケーションを行う。

$n$  が偶数のときには、

$$2 \sum_{i=1}^L \frac{1}{(\sigma_i)^2} \left\{ 2 \operatorname{Re} \left( \gamma \hat{\xi}_{i,1}^{(n)} \hat{\xi}_{i,0}^{(n)*} \right) \right\} > \frac{\ln(\bar{p}(\psi^{(2)}(n) = \pi))}{\ln(\bar{p}(\psi^{(2)}(n) = 0))}$$

の場合には、 $\{\hat{\psi}^{(1)}(n), \hat{\psi}^{(2)}(n)\} = \{0, 0\}$

その他の場合には、 $\{\hat{\psi}^{(1)}(n), \hat{\psi}^{(2)}(n)\} = \{0, \pi\}$  (17a)

$n$ が奇数のときには、

$$-2 \sum_{l=1}^L \frac{1}{(\sigma_l)^2} \left| 2 \operatorname{Im} \left( \gamma \hat{\xi}_{l,1}^{(n)} \hat{\xi}_{l,0}^{(n)*} \right) \right| > \frac{\ln(\bar{p}(\psi^{(n)} = \pi/2))}{\ln(\bar{p}(\psi^{(n)} = -\pi/2))}$$

の場合には、 $|\hat{\psi}^{(n)}(n), \hat{\psi}^{(n)}(n)| = |0, \pi/2|$  ,

$$\text{その他の場合には、} |\hat{\psi}^{(n)}(n), \hat{\psi}^{(n)}(n)| = |0, -\pi/2| \quad (17b)$$

以上の2式より、スロット  $n$  における第2アンテナの送信キャリア位相は、次式で求められる。

$$\begin{aligned} \hat{\phi}^1(n) &= 0, \hat{\phi}^{(2)}(n) = (\hat{\phi}^{(2)}(n-1) + \hat{\phi}^{(2)}(n))/2 = \{\pm\pi/4, \pm 3\pi/4\} \\ |\hat{A}^{(1)}(n), \hat{A}^{(2)}(n)| &= |\sqrt{1/2}, \sqrt{1/2}| \end{aligned} \quad (18)$$

ここで  $\hat{\xi}_{l,0}^{(n)}(n)$ ,  $\hat{\xi}_{l,1}^{(n)}(n)$  は式(8), (9)のチャネル推定値であり、 $\gamma$  は DPCH と CPICH の SIR の比、 $(\sigma_l)^2$  は各パスの熱雑音および干渉電力の和であり、 $\bar{p}(\cdot)$  は事前確率を表す。個別パイロットチャネルについては、以上のようにして推定した送信ウエイト成分  $\hat{\phi}^{(1)}(n)$ ,  $\hat{\phi}^{(2)}(n)$  と  $\hat{\xi}_{l,1}^{(n)}(n)$  を用いて2スロット区間のチャネル推定値をさらに同相加算平均する。

$$\bar{\xi}_{l,1}^{(n)}(n) = \hat{\xi}_{l,1}^{(n)}(n) + \hat{\xi}_{l,1}^{(n)}(n+1) e^{-j(\hat{\phi}^{(2)}(n+1) - \hat{\phi}^{(2)}(n))} \quad (19)$$

さらに、 $\hat{\xi}_{l,0}^{(n)}(n)$  および  $\bar{\xi}_{l,1}^{(n)}(n)$  から、最終的な Rake 合成に用いるチャネル推定値は、

$$\bar{\xi}_l^{(n)}(n) = \left( \hat{\xi}_{l,0}^{(n)}(n) e^{-j\hat{\phi}^{(1)}(n)} + \bar{\xi}_{l,1}^{(n)}(n) \right) \quad (20)$$

で求められる。

## (2) モード2[21]

モード2は、アンテナ2の送信キャリア位相（アンテナ1はキャリア位相“0”で送信するためアンテナ1に対する相対キャリア位相になる）を  $\pi/4$  の位相精度で制御する位相制御と、アンテナ1およびアンテナ2の送信振幅を、 $\{(\sqrt{0.2}, \sqrt{0.8}), (\sqrt{0.8}, \sqrt{0.2})\}$  の2とおりから選択する振幅制御とを組み合わせられた方法である。アンテナ1および2の送信振幅のパターンとして2とおり、アンテナ2の送信キャリア位相のパターンとして8とおりの合計16とおりを4ビットのFSMビットで表示する。このうちアン

テナ1および2の振幅パターンへの対応は表2に示すとおりで、FSMビットの

最下位ビット（LSB：Least Significant Bit）を振幅制御ビットFSM<sub>po</sub>として割り当てる。さらに、アンテナ2のキャリア位相と位相制御ビットFSM<sub>ph</sub>との関係は表3に示す関係で規定されている。したがって、各スロットにおけるキャリアの振幅および位相制御として4ビットが必要であるが、各スロットに割り当てられたFSMビット数は1である。そこで、4スロットの制御遅延を許容して、各FSMビットは4スロットに1回更新する。具体的には、各スロットで用いられる振幅・位相制御ビットとそれらが送信されるスロットとの関係は、表4のようになる。UEでは、CPICHのアンテナ1とアンテナ2の受信振幅および位相から、DPCHがUE受信においてほぼ同位相となり、かつ受信電力の大き

表2 モード2におけるFSM<sub>po</sub>と各アンテナの振幅比の関係

FSM <sub>po</sub>	アンテナ1の送信電力	アンテナ2の送信電力
0	0.2	0.8
1	0.8	0.2

FSM：Feedback Signaling Message（フィードバックシグナリングメッセージ）

表3 モード2におけるFSM<sub>ph</sub>とアンテナ2の送信キャリア位相の関係

FSM <sub>ph</sub>	アンテナ2の送信キャリア位相
000	$\pi$
001	$-3\pi/4$
011	$-\pi/2$
010	$-\pi/4$
110	0
111	$\pi/4$
101	$\pi/2$
100	$3\pi/4$

FSM：Feedback Signaling Message（フィードバックシグナリングメッセージ）

表4 モード2における送信ウエイトが生成されるスロット番号とFSMビットが送信されるスロット番号との関係

	FSMが送信されるスロット番号			ウエイトが生成されるスロット番号
	FSM <sub>ph</sub>		FSM <sub>po</sub>	
0	1	2	3	3
4	1	2	3	4
4	5	2	3	5
4	5	6	3	6
4	5	6	7	7
8	5	6	7	8
8	9	6	7	9
8	9	10	7	10
8	9	10	11	11
12	9	10	11	12
12	13	10	11	13
12	13	14	11	14
0	13	14	11	0
0	1	0	11	1
0	1	0	11	2

FSM：Feedback Signaling Message（フィードバックシグナリングメッセージ）



表5 実験における主要無線リンクパラメータ

キャリア周波数 (下り/上り)		2175 MHz / 1990.5 MHz
チップレート (拡散帯域)		4.096 Mcps (5 MHz)
個別チャンネルのシンボルレート		64 ksps
情報ビットレート		32 kbit/s
SF		64
拡散符号	チャネライゼーションコード	Walshコード
	スクランブルコード	Goldコード (40,960チップ長)
フレーム構成	フレーム長	10ms (16slots)
	スロット構成	$N_p=4$ , $N_D=36$
変調方式	データ変調	QPSK
	拡散変調	QPSK
コヒーレントRake受信のチャンネル推定		WMSAチャンネル推定フィルタ (K=1)
チャンネル符号化/復号		畳込み符号化 (R=1/3, k=9) / 軟判定ビタビ復号
チャンネルインタリーブサイズ		$T_{ILV}=10, 20$ ms
TPC		SIR測定に基づくクローズドループ型高速TPC (1スロット遅延, 制御ステップ1dB)

QPSK : Quadrature Phase Shift Keying (4相位相変調)

TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)

SF : Spreading Factor (拡散率)

SIR : Signal to Interference power Ratio (希望波信号電力対干渉波信号電力比)

WMSA : Weighted Multi-Slot Averaging (マルチスロット重み付き平均)

なアンテナからの信号を強調して受信できるように、表4の対応関係で振幅および位相制御ビットを送信する。

## 5. 実験結果

### 5.1 実験系構成

本章では、セル間サイトダイバーシチおよび送信ダイバーシチのフェージングシミュレータを用いた室内実験、および船橋地区で行った屋外実験の結果について述べる。表5に実験系主要諸元を示す[16]。チップレート4.096Mcps (拡散帯域は5MHz)、情報レート32kbit/sのDPCHの平均BER特性を測定した。無線フレーム長は10msであり、1無線フレームは16スロットから構成される。上り/下りリンクとも3GPP仕様での下りリンクのパイロットシンボルが時間多重されているフレーム構成を用いた。情報ビットは、レート $R=1/3$ および拘束長 $k=9$ ビットの畳込み符号化された後、 $T_{ILV}$  ms長にわたりビットインタリーブされる。インタリーブ後の符号化データ系列は、QPSKデータ変調マッピングされる。1スロット内のパイロットシンボル数は $N_p=4$ であり、符号化データシンボル数は $N_D=36$ である (チャンネル符号化されていないTPCおよびFBIビットもこの中に含まれている)。さらに同相 (In-phase) および直交 (Quadrature) チャンネルが異なる拡散符号により拡散される (QPSK拡散変調)。拡散符号は、64チップ長のWalsh符号

とスクランブル符号 (Gold符号) の2重拡散符号を用いた (したがって、 $SF=64$ )、拡散データ系列はロールオフファクタ $\alpha=0.22$ のルートナイキストフィルタで帯域制限され、下り (上り) リンクは2175MHz (1990.5MHz) のキャリア周波数に、それぞれ周波数変換されて送信される。

BTS/UEともに受信機は最大2ブランチのアンテナダイバーシチ受信機であり、入力拡散変調信号はIF周波数帯で自動利得制御 (AGC : Automatic Gain Control) 増幅器で線形増幅された後、直交検波される。直交検波されたI/Qチャンネル信号はチップレートの4倍のサンプリングレート (16.384MHz) で8ビットのA/D変換器を用いて、デジタル信号に変換される。そして、パスサーチ部で選択した各パスの受信タイミングでの拡散符号レプリカを用いてMFで逆拡散する。このMF出力信号から電力遅延プロファイルを生成し、生成した電力遅延プロファイルに対して雑音電力レベルからのしきい値 $\Delta_{Noise}$ を設定することによりRake合成パスを選択する。本実験でのしきい値は、 $\Delta_{Noise}=6$ dBに設定した。Rakeフィンガ数は1受信アンテナブランチ当り最大4フィンガである。チャンネル推定はそれぞれのアンテナについて独立に、前後2スロットのパイロットシンボルを単純加算する $K=1$ のマルチスロット重み付き平均 (WMSA : Weighted Multi-Slot Averaging) チャンネル推定フィルタを用いて行った[30]。

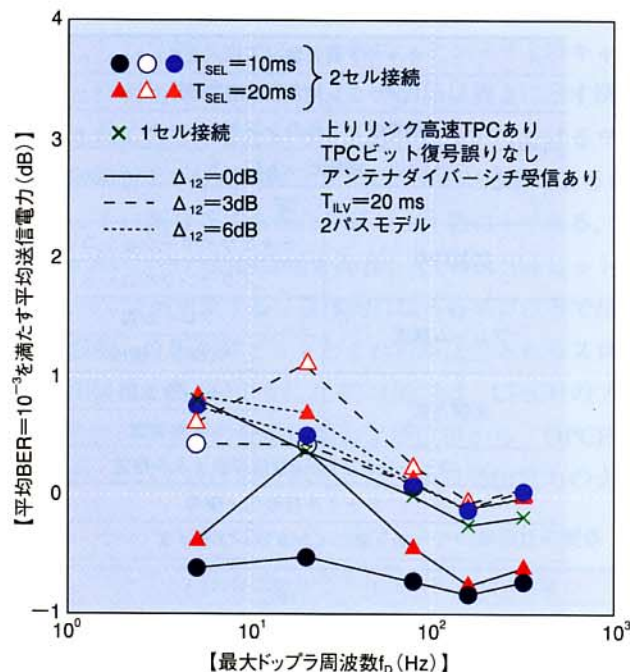


そして、チャネル推定値の複素共役を各パスの逆拡散信号に乗積後、同相加算（コヒーレント Rake 合成）され、Rake 合成後の信号はデインタリーブ後、軟判定ビタビ復号されて情報ビット系列を再生する。本実験では、スロットごとに測定  $E_b/I_0$  値が目標  $E_b/I_0$  値に等しくなるよう、送信電力を2値制御する高速TPC[31]を用いた。

## 5.2 セル間サイトダイバーシチ

### (1) 上りリンクの特性

まず、上りリンクにおける2BTS間のセル間サイトダイバーシチの室内実験について述べる。  $T_{ILV}=20ms$  のときの  $f_D$  に対する平均BER =  $10^{-3}$  を満たすのに必要な所要送信電力特性を図17に示す[8]。 UEの送信電力は、  $f_D=80Hz$  のときの1セル接続のときの送信電力で正規化した。 2BTSとUEとのパスロス差は、  $\Delta_{12}=0, 3, 6dB$  とした。 図から分かるように  $T_{ILV}=20ms$  のとき、特に  $f_D=20Hz$  近傍において  $T_{SEL}$  を20msから10msに短くすることにより、第1ステップにおける  $T_{SEL}$  区間におけるCRC結果がNGとなる確率が低減するため、平均BER =  $10^{-3}$  を満たす所要送信電力を低減できることが分かる。  $\Delta_{12}=0dB$  のとき、2BTS間のセル間サイトダイバーシチを行うことにより、1セル接続の場合に比較して、  $f_D=5, 80Hz$  のとき平均BER =  $10^{-3}$  を満たすUEの所要送信電力をそれぞれ約1.5dB, 1.0dB低減できることが分かる。 しかしながら、  $\Delta_{12}=3, 6dB$  のときには、低速フェージング領域を除いては、1セル接続の場合に比較してかえって所要送信電力は増大している。 この理由は以下のように考えられる。 2BTS間のセル間サイトダイバーシチを行った場合には、上りリンクのDPCHは独立なフェージング変動を受けているために、上りリンクの瞬時の受信レベルに応じて、受信レベルの大きなBTSからのTPCビットに従って、上りリンクのTPCが実効的に制御される。 したがって、各BTSにおける受信SIRの分布は1セル接続の場合に比較して大きくなっており、結果的にTPCの効果は1セル接続の場合に比較して劣化している。 セル間サイトダイバーシチ合成後の受信品質は、この高速TPCとサイトダイバーシチ効果のトレードオフの関係により決まる。  $\Delta_{12}=0dB$  のときには、高速TPCの効果の低減よりもセル間サイトダイバーシチの選択合成の効果が大きいため特性が改善しているものと考えられる。 しかしながら、  $\Delta_{12}$  を大きくする（SHOしきい値を大きくする）に従って、平均受信レベル差の増大に伴ってセル間サイトダイバーシチの効果が小さくなるため



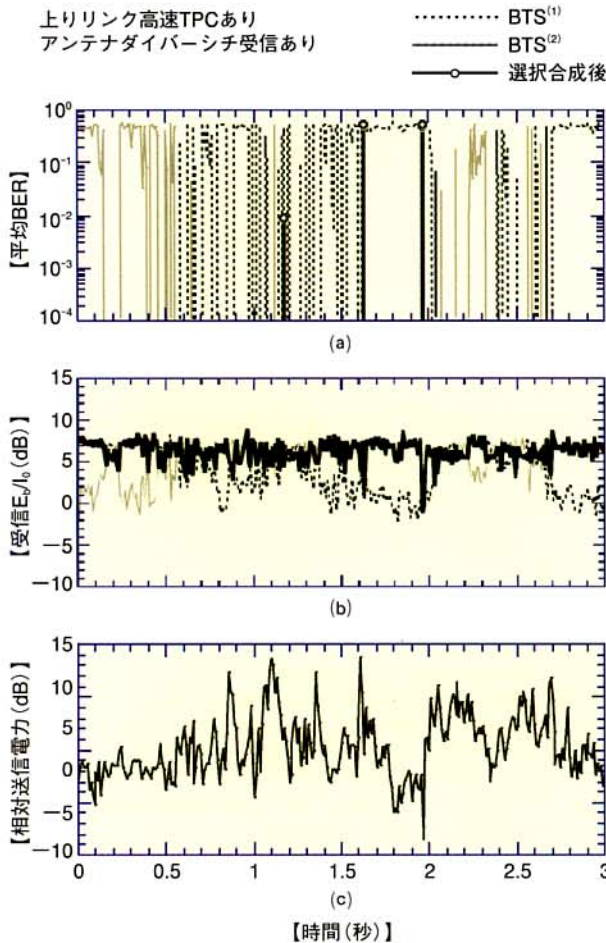
BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)  
TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)

図17 上りリンクにおけるセル間サイトダイバーシチにおける最大ドップラ周波数  $f_D$  に対する平均BER =  $10^{-3}$  を満たす所要送信電力特性 (室内実験)

に高速TPCの効果が減少し、1セル接続の場合に比較して特性が劣化するものと考えられる。

次に、船橋地区で行った屋外実験による上りリンクセル間サイトダイバーシチの効果について述べる。実験では上りリンクのみ高速TPCを行い、下りリンクは高受信電力で受信するものとした。文献[24]に示す測定コースで実験を行った。UEとBTS<sup>(1)</sup>およびBTS<sup>(2)</sup>との距離はともに約1,200mであり、UEはこの測定コースを平均速度約30km/hで走行した。SHOしきい値は  $\Delta_{SHO}=3dB$  とし、測定コースではこのしきい値以内であり、BTS<sup>(1)</sup>およびBTS<sup>(2)</sup>におけるコース平均の平均受信電力の差は1dB程度である。測定コースにおける前半、後半でBTS<sup>(1)</sup>ではそれぞれ1, 2~3パス程度、BTS<sup>(2)</sup>ではそれぞれ2, 1~2パス程度の電力遅延プロファイルが上りリンクで観測された。また、BTSでは、2ブランチのアンテナダイバーシチ受信を用い、  $T_{ILV}=10ms$  および  $T_{SEL}=10ms$  とした。まず、BTS<sup>(1)</sup>、BTS<sup>(2)</sup>および選択合成後の平均BER、受信  $E_b/I_0$  と、UEの送信電力の1無線フレームごとの時間変動特性を図18に示す[24]。サイトダイバーシチ合成後の平均BERが約  $10^{-3}$  となるように、各BTSにおける目標  $E_b/I_0$  値を7dBとした。上りリンクの高速TPCは、上りリンクにおける受信レベルの大きなBTSのTPCビットに従って制御されるために、UEの送信電力の

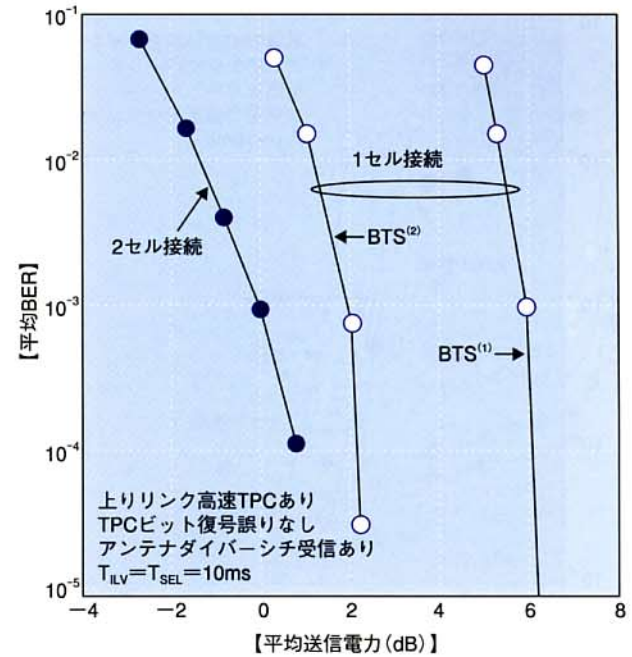




BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)  
BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
 $E_b/I_0$  : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio  
TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)  
UE : User Equipment (移動機)

図18 上りリンクセル間サイトダイバーシチにおけるBER, 受信 $E_b/I_0$ およびUEの送信電力の時間変動特性 (屋外実験)

変動は部分的に、はそれぞれのBTSにおける受信 $E_b/I_0$ の変動に対応しているが、全体的には明確な対応は見られない。図18から分かるように、測定コースにおいてBTS<sup>(1)</sup>およびBTS<sup>(2)</sup>における受信 $E_b/I_0$ が低減している箇所が観測され、受信 $E_b/I_0$ の低減に対応して、それぞれのBTSにおける選択合成前の平均BERも劣化している様子が分かる。しかしながら、サイトダイバーシチ合成後の受信 $E_b/I_0$ はほぼ一定の値に保たれており、その結果、選択合成後の平均BER特性もそれぞれのBTSにおけるBER特性に比較して大幅に改善されている。さらに、上りリンクにおける2セル間サイトダイバーシチを行ったときのUEの平均送信電力に対する平均BER特性を図19に示す[24]。UEの平均送信電力はセル間サイトダイバーシチを行ったときの平均BER =  $10^{-3}$ を満たす平均送信電力で正規化した。BTS<sup>(1)</sup>およびBTS<sup>(2)</sup>に



BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)  
BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)  
UE : User Equipment (移動機)

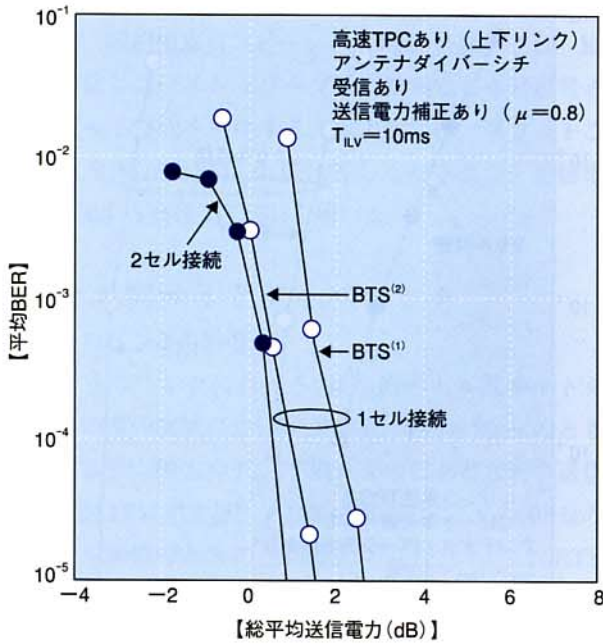
図19 上りリンクセル間サイトダイバーシチにおけるUEの平均送信電力に対する平均BER特性 (屋外実験)

おけるコース全体にわたる平均受信電力はほぼ等しいものの、コース内においてはBTS<sup>(2)</sup>における受信電力が大きい時間範囲が多いため、BTS<sup>(2)</sup>にのみ無線リンクを接続した場合の受信BER特性の方が、BTS<sup>(1)</sup>にのみ接続した場合と比較して良好なBER特性が得られている。図19より、2セル間のサイトダイバーシチを行うことにより、1セル接続の場合に比較して、平均BER =  $10^{-3}$ を満たすUEの所要平均送信電力を約2dB低減できていることが分かる。したがって、上りリンクにおいてRake時間ダイバーシチおよびアンテナダイバーシチ受信を行った場合にも、さらにセル間サイトダイバーシチを行うことにより、UEの所要送信電力を低減できることが確認できる。

## (2) 下りリンクの特性

下りリンクにおけるセル間サイトダイバーシチの屋外実験結果について述べる。図20に2セル間サイトダイバーシチを行ったときの総平均送信電力 (2BTSの平均送信電力の和) に対する平均BER特性を示す[25]。比較のためBTS<sup>(1)</sup>およびBTS<sup>(2)</sup>にのみ接続した場合の特性も併せて示す。図19と同じコースを平均速度約30km/hで走行した。コースにおけるBTS<sup>(1)</sup>およびBTS<sup>(2)</sup>からの下りリンクのDPCHの電力遅延プロファイルから、上りリ





BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)

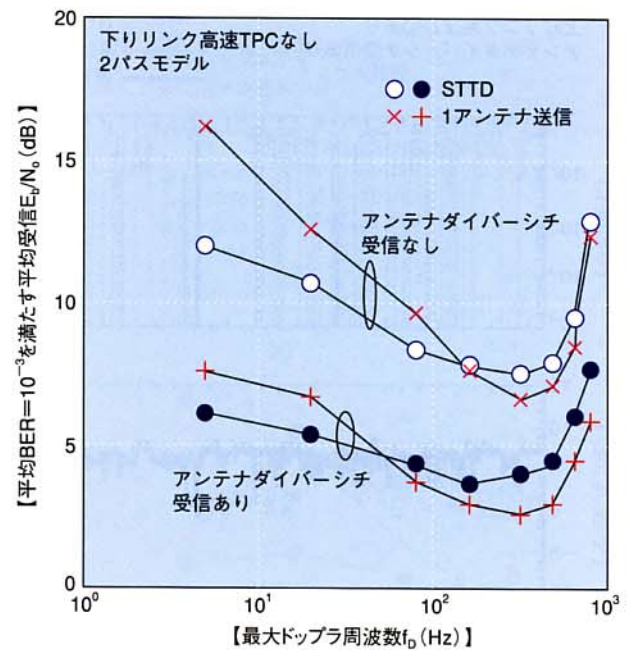
図20 下りリンクセル間サイトダイバーシチにおける BTS の総平均送信電力に対する平均 BER 特性 (屋外実験)

ンクと同様に、それぞれ2~3、1~2パスが観測された。BTS、UEとも2ブランチのアンテナダイバーシチ受信を用い、1ブランチ当りの最大Rakeフィンガ数は4である。上り・下りリンクともに高速TPCを行った。したがって、上りリンクで伝送される下りリンク用のTPCビット誤りに起因するBTS間の送信電力差の増大を補償するために、3章で述べた2ループの送信電力補正法の第2ループ[9]のみを用い、文献[11]より忘却係数の値を $\mu=0.8$ とした。図20から、2セル間のサイトダイバーシチを行うことにより1セル接続に比較して平均送信電力を約0.3dB低減できていることが分かる。しかしながら、2BTSからDPCHを送信するために、図19の同じコースにおける上りリンクのセル間サイトダイバーシチを行った場合の特性に比較して、サイトダイバーシチによる送信電力低減効果は減少している。

## 5.3 送信ダイバーシチ

### (1) STTD特性

まず、下りリンクにおけるSTTDの効果を、室内実験により評価した。STTDを用いたときの高速TPCを用いない場合の $f_D$ に対する平均BER $=10^{-3}$ を満たすための平均受信 $E_b/N_0$ 特性を図21に示す[27]。本実験では、等平均電力のL=2パスモデルをフェージングシ



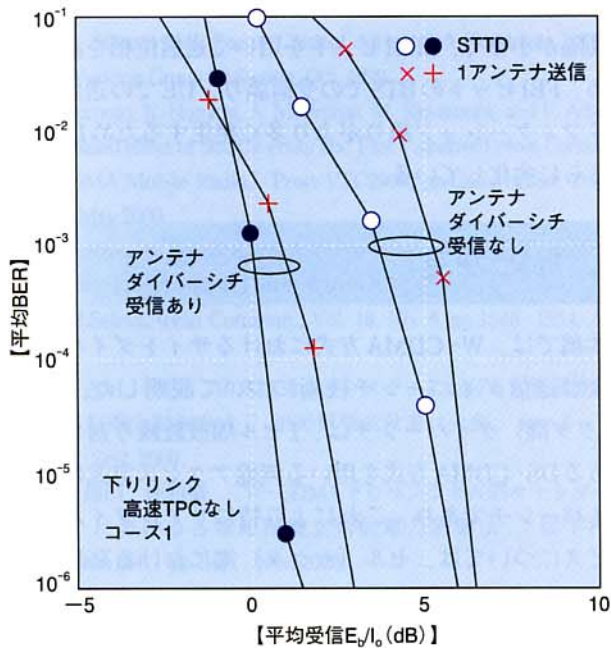
BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 $E_b/N_0$  : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio  
 STTD : Space Time Transmit Diversity  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)

図21 STTDを用いたときの $f_D$ に対する平均BER $=10^{-3}$ を満たす平均受信 $E_b/N_0$ 特性 (室内実験)

ミュレータにより生成した。UEに2ブランチのアンテナダイバーシチ受信を用いた場合および用いない場合の特性を示し、比較のため1アンテナ送信の場合の特性も併せて示す。図から分かるように、UEでアンテナダイバーシチ受信なしの場合には $f_D=5$  (80) Hzのとき、1アンテナ送信に比較して平均BER $=10^{-3}$ を満たす所要平均受信 $E_b/N_0$ を約4.0 (2.0) dB低減でき、STTDが下りリンクにおけるBTSの送信電力の低減に有効であることが分かる。さらにUEでアンテナダイバーシチ受信を用いた場合には、アンテナダイバーシチ受信なしの場合に比較してSTTDの効果は減少するものの、 $f_D < 80$  Hzの領域においては1.0~1.5dBの所要受信 $E_b/N_0$ の低減効果が得られている。しかしながら $f_D > 約100$  Hzの高速フェージング環境においては、チャネル推定精度の劣化に起因してSTTDを用いることによる特性改善効果は得られていない。

次に、STTDを適用した場合の屋外実験結果について述べる。屋外実験は文献[16]などに記載されている船橋地区のコース1を平均時速約30km/hで走行して行った。コース1では周辺に高層住宅や工場があり、コース前半では2パス環境から1パス環境へ変化していき、コースの中盤以降では2~4パス環境になっている。STTDを用いたときの平均受信 $E_b/I_0$  ( $I_0$ はマルチパス干渉および背景雑音の和である) 対





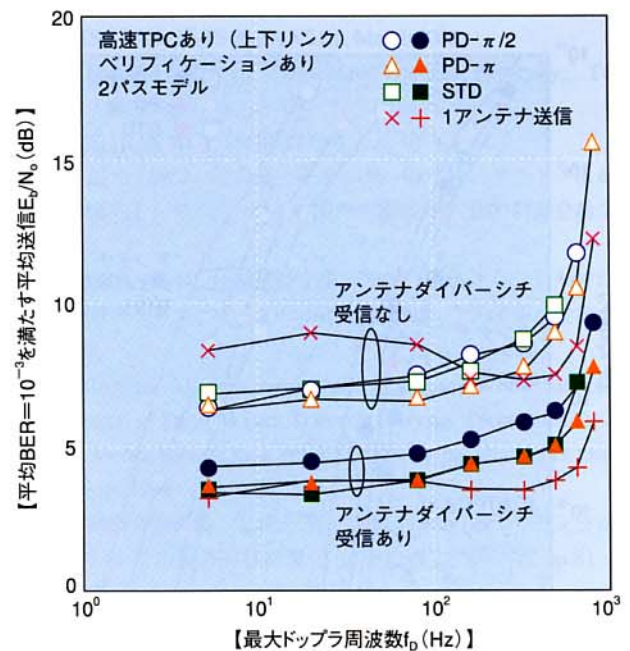
BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 $E_b/I_0$  : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio  
 STTD : Space Time Transmit Diversity  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)

図22 STTDを用いたときの平均受信 $E_b/I_0$ に対する平均BER特性 (屋外実験)

する平均BER特性を図22に示す[27]。UEにおいてアンテナダイバーシチ受信“あり/なし”の場合の特性を示し、比較のため1アンテナ送信の特性も併せて示す。UEでは、Rake合成用のパスサーチはCPICHを用いて行い、チャンネル推定値はCPICHおよびDPCHの個別パイロットチャンネル双方を用いて求めた。図から、STTDを適用することにより、UEでアンテナダイバーシチ受信“なし”および“あり”それぞれの場合において、1アンテナ送信に比較して平均 $BER=10^{-3}$ を満たす所要受信 $E_b/I_0$ を約1.5, 1.0dB低減できており、共通制御チャンネルに適用した場合の送信電力の低減に有効であることが分かる。

#### (2) クローズドループ型送信ダイバーシチ

高速TPCを行った下りリンクのDPCHに3種類のクローズドループ型送信ダイバーシチを適用した場合の、 $f_D$ に対する平均 $BER=10^{-3}$ を満たす所要送信 $E_b/N_0$ を図23に示す[28], [29]。3GPP仕様のモード1 (以下、PD- $\pi/2$ と記述する)、制御位相精度 $\pi$ でアンテナ2のキャリア位相制御を行う送信位相ダイバーシチ (以下、PD- $\pi$ )、およびSTDの3種類の送信ダイバーシチを用いた場合の特性を示す。伝搬モデルは、等平均電力のL=2パスモデルとした。上り、下りリンクともに高速TPCを適用し、上りリンクにおいて



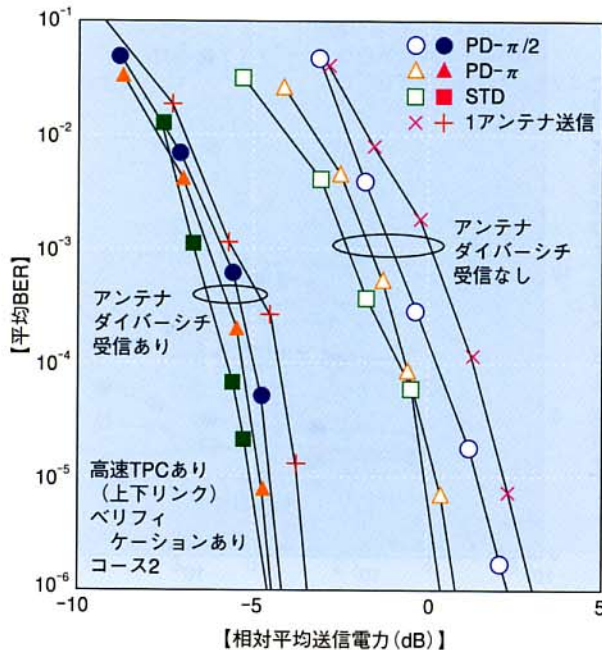
BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 $E_b/N_0$  : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio  
 PD : Phase Diversity (位相ダイバーシチ)  
 STD : Selection Transmit Diversity (選択送信ダイバーシチ)  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)

図23 クローズドループ型送信ダイバーシチを用いたときの $f_D$ に対する平均 $BER=10^{-3}$ を満たす平均送信 $E_b/N_0$ 特性 (室内実験)

FBIビットの復号誤りの影響を低減するために、UEではアンテナベリフィケーションを行った。UEにおけるアンテナダイバーシチ受信“あり”および“なし”の特性を示し、1アンテナ送信の特性も併せて示す。図よりアンテナダイバーシチ受信なしのときには、 $f_D$ が約100Hzよりも小さい領域においては、3種類の送信ダイバーシチともに1アンテナ送信に比較して平均 $BER=10^{-3}$ を満たす所要平均送信 $E_b/N_0$ を約1.0~1.5dB低減できることが分かる。しかしながら、 $f_D$ が100Hz程度よりも大きい領域においては、制御ループのフェージング変動に対する追従性が劣化するために、1アンテナ送信の場合に比較してかえって特性が劣化している。UEでアンテナダイバーシチ受信を用いたときには、Rake時間ダイバーシチ、アンテナダイバーシチ受信に加えて、さらに送信ダイバーシチを用いることによるダイバーシチ効果の増大よりも、1パス当りの信号電力が減少することによるチャンネル推定精度の劣化が大きくなり、1アンテナ送信に比較して所要送信 $E_b/N_0$ の改善は見られない。

最後に、図23と同様の3種類の送信ダイバーシチを用いたときの、屋外実験におけるBTSの平均送信電力に対す





BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)  
 PD : Phase Diversity (位相ダイバーシチ)  
 STD : Selection Transmit Diversity (選択送信ダイバーシチ)  
 TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)

図24 クローズドループ型送信ダイバーシチを用いたときのBTSの平均送信電力に対する平均BER特性 (屋外実験)

る平均BER特性を図24に示す[28], [29]. 本実験は、文献[16]などに記載されている船橋地区のコース2を平均時速約30km/hで走行して行った。横軸のDPCHの送信電力は、1アンテナ送信時のアンテナダイバーシチ受信なしのときの平均BER =  $10^{-3}$ を満たす送信電力で正規化して表示してある。図23と同様に上り、下りリンクともに高速TPCを行い、またUEではアンテナ2の送信キャリア位相のベリフィケーションを行った。図より、UEでアンテナダイバーシチ受信を用いないときには、STDおよびPD- $\pi/2$ は平均BER =  $10^{-3}$ を満たす所要平均送信  $E_b/N_0$ を1アンテナ送信の場合に比較して、それぞれ約2.0, 1.0dB低減できているのが分かる。一方、アンテナダイバーシチ受信を用いたときには、STDは1アンテナ送信に比較して約1.0dBの利得が得られているものの、PD- $\pi/2$ では1アンテナ送信に比較してほとんど特性改善効果が得られていない。アンテナダイバーシチ受信時にPD- $\pi/2$ がSTDに比較して特性劣化が大きいのは、PD- $\pi/2$ は1アンテナ送信、STDと異なり同

時に2アンテナからの受信信号のチャンネル推定を行う必要があるため、1パス当りの受信信号電力の減少によってチャンネル推定の誤差が増大するためと

考えられる。PD- $\pi/2$ はPD- $\pi$ に比較して位相の位相制御の間隔が小さく、2FBIビットを用いて送信位相を決定するため、FBIビットのBTSでの受信誤り、UEでの送信位相のベリフィケーション誤りがより多く発生するためBER特性がさらに劣化している。

## 6. あとがき

本稿では、W-CDMA方式におけるサイトダイバーシチおよび送信ダイバーシチ技術について説明した。セル間(セクタ間)ダイバーシチは、1セル周波数繰り返しが可能であるDS-CDMA方式を用いる無線アクセス方式に固有のダイバーシチであり、これにより特にリアルタイム型のサービスについては、セル(セクタ)端における高品質受信が実現できる。現在、3GPPで検討されているW-CDMA無線インタフェースの拡張で下りリンクにおいて、2Mbit/s以上のスループットを実現するHSDPA (High-Speed Downlink Packet Access) においては、パケット合成型のハイブリッド自動再送 (ARQ: Automatic Repeat reQuest) の適用が検討されている。このようなARQを前提としたパケット伝送においては、CTPCやSIDTPC法よりもSSDT法のように最適な1セルのみからパケットチャネルを送信する方法が適していると考えられる。3GPPでもFCS (Fast Cell Selection) として検討が行われている。また、送信ダイバーシチは、BTSの送信処理で下りリンクの受信品質を向上できる実用的な技術である。

## 文献

- [1] K.S. Gilhousen, I.M. Jacobs, R. Padovani, A.J. Viterbi, L.A. Weaver, and C.E. Wheatley III, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," IEEE Trans. Veh. Technol., Vol. VT-40, No. 5, pp. 303-312, May 1991.
- [2] A.J. Viterbi, CDMA: Principles of Spread Spectrum Communications, Addison-Wesley, 1995.
- [3] D. Wong and T.J. Lim, "Soft Handoffs in CDMA Mobile Systems," IEEE Personal Commun. Mag., Vol. 4, No. 6, pp. 6-17, Dec. 1997.
- [4] TIA/EIA/IS-95, "Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Dual-mode Wideband Spread Spectrum Cellular System," Telecommunication Industry Association, July 1993.
- [5] 3GPP RAN, 3G TS 25.401 V3.3.0, June 2000.
- [6] 3GPP RAN, 3G TS 25.832 V3.0.0, Oct. 1999.
- [7] 3GPP RAN, 3G TS 25.331 V3.3.0, June 2000.
- [8] A. Morimoto, K. Higuchi, S. Fukumoto, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Experiments on Inter-cell Site Diversity using Two-step Selection Combining in W-CDMA Reverse Link," IEICE Trans. Commun., Vol. E84-B, No. 3, pp.435-445, March 2001.
- [9] NEC, "Adjustment Loop in Down Link Power Control during





- Handover," TSG-RAN Working 1 Meeting, Oct. 1999.
- [10] Nortel, "Down Link Power Control during Soft Handover," TSG-RAN Working Group 1 Meeting, Oct. 1999.
- [11] S. Fukumoto, K. Higuchi, A. Morimoto, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Combined effect of Site Diversity and Fast Transmit Power Control in W-CDMA Mobile Radio," Proc. VTC2000, pp.1527-1534, Tokyo, Japan, May 2000.
- [12] H. Furukawa, K. Hamabe, and A. Ushirokawa, "SSDT - Site Selection Diversity Transmission Power Control for CDMA Forward Link," IEEE J.Select.Areas Commun., Vol. 18, No. 8, pp.1546-1554, Aug. 2000.
- [13] 高野, 古川, 濱辺, "CDMAセルラシステムにおける複数基地局選択型送信電力制御方式," 2000 信学会秋季ソ大会, B-5-72, p.360, Sept. 2000.
- [14] 森本, 樋口, 佐和橋, "W-CDMA下りリンクセル間サイトダイバーシチにおける各基地局独立送信電力制御法," 信学技報 RCS2000-164, pp.1-7, Nov. 2000.
- [15] 森本, 樋口, 佐和橋: "W-CDMA下りリンクセル間サイトダイバーシチにおけるマルチレートチャネル混在時のSIDTPC法の特徴," 信学技報 RCS2001-56, pp.41-48, June 2001.
- [16] K. Higuchi, H. Andoh, K. Okawa, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Experimental Evaluation of Combined Effect of Coherent Rake Combining and SIR-based Fast Transmit Power Control for Reverse Link of DS-CDMA Mobile Radio," IEEE J.Select.Areas Commun., Vol. 18, No. 8, pp.1526-1535, Aug. 2000.
- [17] 3GPP TSG RAN, 3G TS 25.211 V3.2.0, March 2000.
- [18] S.M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications," IEEE J. Select Areas Commun., Vol. 16, No. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.
- [19] ETSI SMG2 UMTS-L1, "Space Time Block Coded Transmit Antenna Diversity for WCDMA," Tdoc 662/98, Dec. 1998.
- [20] ETSI SMG2 UMTS-L1, "Proposal for Downlink Time Switched Transmission Diversity," Tdoc 53/98, May 1998.
- [21] 3GPP TSG RAN, 3G TS 25.214 V3.2.0, March 2000.
- [22] ETSI SMG2 UMTS-L1, "Downlink Transmit Diversity," Tdoc 128/98, May 1998.
- [23] 3GPP TSG RAN WG1, TSGR1#7 (99), Aug. 1999.
- [24] 森本, 福元, 樋口, 佐和橋, 安達, "W-CDMA上りリンクにおけるセル間サイトダイバーシチの屋外実験結果," 2000 信学会総全大 B-5-43.
- [25] 福元, 樋口, 森本, 佐和橋, 安達, "W-CDMA下りリンクにおけるセル間サイトダイバーシチの屋外実験結果," 2000 信学会総全大 B-5-44.
- [26] S. Fukumoto, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Performance Comparison of Forward Link Transmit Diversity Techniques for W-CDMA Mobile Radio," Proc. IEEE PIMRC '99, pp. 1139-1143, Osaka, Japan, Sept. 1999.
- [27] 福元, 樋口, 佐和橋, 安達, "W-CDMAにおける下りリンク送信ダイバーシチの屋外実験結果," 信学技報 RCS99-98, pp.81-88, Aug. 1999.
- [28] 福元, 樋口, 佐和橋, 安達, "W-CDMA下りリンクにおけるフィードバック型送信ダイバーシチの屋外実験結果," 信学技報 RCS99-156, pp.107-114, Nov. 1999.
- [29] S. Fukumoto, K. Higuchi, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Field Experiments on Closed Loop Mode Transmit Diversity in W-CDMA Forward Link," Proc. IEEE ISSSTA2000, pp. 433-438, New Jersey, USA, Sept. 2000.
- [30] 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.
- [31] S. Seo, T. Dohi, and F. Adachi, "SIR-based Transmit Power Control of Reverse Link for Coherent DS-CDMA Mobile Radio," IEICE Trans. Commun., Vol. E81-B, No. 7, pp. 1508-1516, July 1998.



## 用語一覧

3GPP : 3rd Generation Partnership Project	MF : Matched Filter (マッチトフィルタ)
AGC : Automatic Gain Control (自動利得制御)	MM : Mobility Management (移動管理)
ARQ : Automatic Repeat reQuest (自動再送)	MRC : Maximal Ratio Combining (最大比合成)
BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)	OTD : Orthogonal Transmit Diversity
BLER : BLock Error Rate (ブロック誤り率)	OVSF : Orthogonal Variable Spreading Factor (直交可変拡散率)
BTS : Base Transceiver Station (無線基地局装置)	PD : Phase Diversity (位相ダイバーシティ)
CCPCH : Common Control Physical CHannel (共通制御物理チャネル)	QPSK : Quadrature Phase Shift Keying (4相位相変調)
CCTrCH : Coded Composite Transport CHannel	RNC : Radio Network Controller (無線ネットワーク制御局)
CN : Core Network (コアネットワーク)	RNS : Radio Network Subsystem (無線ネットワークサブシステム)
CPICH : Common Pilot CHannel (共通パイロットチャネル)	RRC : Radio Resource Control
CRC : Cyclic Redundancy Check	RSCP : Received Signal Code Power
CTPC : Conventional TPC	S-RNC : Serving-RNC
D-RNC : DriftRNC	SC : Selection Combining (選択合成)
DPCCCH : Dedicated Physical Control CHannel (個別物理制御チャネル)	SCH : Synchronization CHannel (同期チャネル)
DPCH : Dedicated Physical CHannel (個別物理チャネル)	SF : Spreading Factor (拡散率)
DPDCH : Dedicated Physical Data CHannel	SHO : Soft HandOver (ソフトハンドオーバー)
DS-CDMA : Direct Sequence Code Division Multiple Access (直接拡散符号分割多元接続)	SIDTPC : Site Independent Diversity Transmit Power Control (セルサイト独立送信電力制御)
$E_b/I_0$ : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio	SIR : Signal to Interference power Ratio (希望波信号電力対干渉波信号電力比)
$E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio	SSDT : Site Selection Diversity Transmit power control
FBI : FeedBack Information (フィードバック情報)	STD : Selection Transmit Diversity (選択送信ダイバーシティ)
FCS : Fast Cell Selection (高速セル選択)	STTD : Space Time Transmit Diversity
FDMA : Frequency Division Multiple Access (周波数分割多元接続)	TDMA : Time Division Multiple Access (時分割多元接続)
FSM : Feedback Signaling Message (フィードバックシグナリングメッセージ)	TPC : Transmit Power Control (送信電力制御)
HSDPA : High-Speed Downlink Packet Access	TSTD : Time Switch Transmit Diversity
IMT-2000 : International Mobile Telecommunications-2000 (次世代移動通信)	UE : User Equipment (移動機)
IN : Intelligent Network (インテリジェントネットワーク)	UTRAN : UMTS Terrestrial Radio Access Network
LSB : Least Significant Bit (最下位ビット)	W-CDMA : Wideband Code Division Multiple Access (広帯域符号分割多元接続方式)
M-SSDT : Multiple-SSDT	WMSA : Weighted Multi-Slot Averaging (マルチスロット重み付き平均)

