

W-CDMA 技術

その2 W-CDMAにおけるコヒーレントRake受信・適応送信電力制御技術

W-CDMA方式の特徴技術であり高品質化に必須であるパイロットシンボル（チャネル）によるチャネル推定を用いるコヒーレントRake受信およびSIR測定に基づく高速送信電力制御技術について解説する。

1. まえがき

広帯域符号分割多元接続方式（W-CDMA：Wideband Code Division Multiple Access）無線アクセス[1]、[2]が次世代移動通信（IMT-2000：International Mobile Telecommunications-2000）のFDD（Frequency Division Duplex）モードの無線アクセス方式として採用され、3GPP（3rd Generation Partnership Project）での標準化活動および来年度以降に全世界で引き続いて予定されている商用サービスを目指した研究開発が盛んに行われている。

陸上移動通信における伝搬は、パスロスと呼ばれる長区間変動、シャドウイングと呼ばれる短区間変動および瞬時フェージング変動で表される[4]。移動通信環境では主に基地局（BS：Base Station）および移動局（MS：Mobile Station、3GPPではUE（User Equipment）と称されている）間の建物や地物などにより伝搬時間の異なる複数のパス（マルチパス）を生じる。また、MS近傍の建物などの反射・散乱によりさまざまな方向から到来する多数の波が干渉し合ってフェージングと呼ばれるランダムな定在波を生じる。このような独立のフェージング変動をする遅延時間の異なるマルチパスが到来する場合には、周波数帯域内で異なる受信レベルの変動を生じる周波数選択性（マルチパス）フェージングが生じる。最大ドップラ周波数 $f_D = 80\text{Hz}$

（2GHz帯のキャリア周波数では移動速度39.7km/hに相当）の独立なレイリーフェージング変動をするなど、平均電力の2パスモデル（パス間の遅延時間 $0.5\mu\text{sec}$ ）を仮定したときの、各パスとその合成波の受信信号電力および位相変動の一例を図1に示す。振幅変動はレイリー分布、位相変動は一様分布しており[4]、移動速度が高速になると最大ドップラ周波数も大きくなり、これに伴い振幅・位相変動も高速になる。また、マルチパス信号の遅延時間がシンボル長に比較して無視できない大きさになってくると、マルチパス干渉により受信特性の劣化を招く。したがって、時分割多元接続方式（TDMA：Time Division Multiple Access）ではマルチパスの影響を低減する等化器が必要になる。W-CDMAのベースとなる直接拡散符号分割多元接続（DS-SS-CDMA：Direct Sequence Code Division Multiple Access）無線アクセス方式では、狭帯域のデータ変調信号を広帯域に拡散して伝送するために、信号の分解能が向上し、狭帯域伝送では分離できなかったマルチパスを独立な信号として分離できるようになる。この分離したマルチパス信号を同位相で合成すること（これをRake合成という。Rakeとは“くま”の意味でくまのようにマルチパス信号をかき集めることを表わしている）により信号電力を増大して高受信品質化を図ることができる。分離されたマルチパス信号は異なる伝搬路を経由するため図1に示すように独立なフェージン

さわはし まもる
佐和橋 衛

ひぐち けんいち
樋口 健一

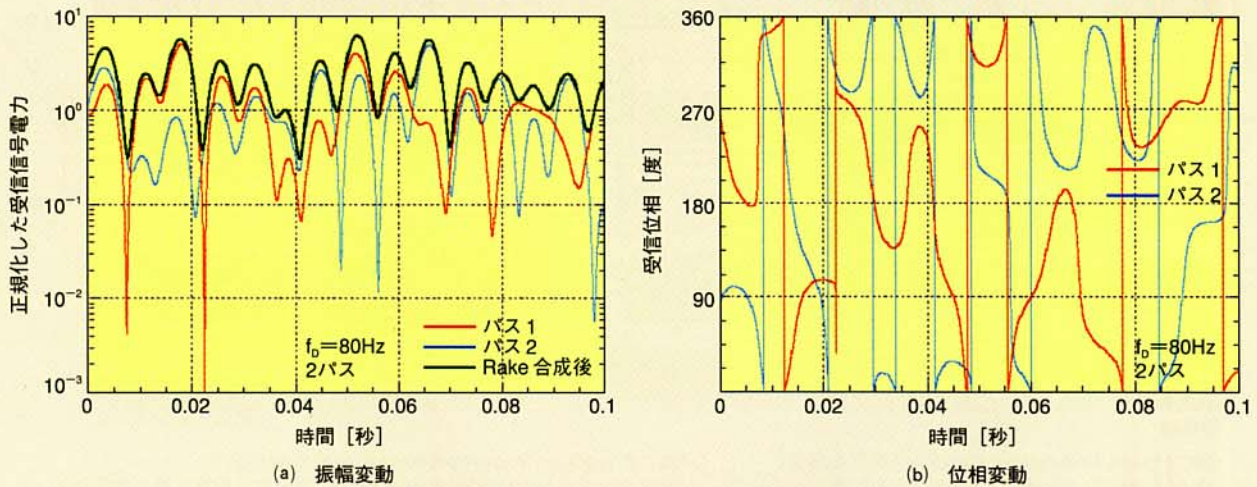


図1 フェージング環境における振幅および位相変動の一例

グ変動を受ける。したがって、このように独立なフェージング変動をするマルチパス信号を図1(a)に示すように合成することにより受信レベル変動を小さくするダイバーシチ効果がある (Rake時間ダイバーシチ)。

一方、上りリンクにおいては、例えば同じ送信電力で複数のMSが送信した場合、一般にBSから離れるほど伝搬ロスによる受信信号の減衰が大きくなるため、BS受信機入力においてBSから離れた場所における (セル周辺) MSからの受信信号が、BSの近くにいるMSからの受信信号にマスクされてしまう、いわゆる遠近問題が生じる (逆拡散の過程で受信信号電力は平均的に拡散率 (SF) 分の1に低減できるものの、干渉電力がこの拡散利得以上に希望波信号電力よりも大きい場合には、希望波信号電力対干渉電力比 (SIR: Signal to Interference Power Ratio) は1以下になる)。したがって、BS受信においてすべてのユーザーの受信信号電力が一定になるようにMSの送信電力を制御する高速送信電力制御 (TPC: Transmit Power Control) が必須である。

本稿では、W-CDMA方式の特徴技術であり高品質化に必須であるパイロット

シンボルによるチャネル推定を用いるコヒーレントRake受信およびSIR測定に基づく高速TPCの構成・動作原理および実験結果について述べる。

2. コヒーレント Rake 受信

基地局 (BS: Base Station) の送受信機の基本構成を図2に示す。複数のトランスポートチャンネルが1つの物理チャンネルにマッピングされる。まず、送信データ系列 (音声、画像等の符号化データ系列、上位レイヤの制御データなど) はトランスポートフォーマット (Transport Format) の単位であるTTI (Transmission Time Interval) ごとにブロック誤り検出用の誤り検出情報 (CRC: Cyclic Redundancy Check) ビットを付加された後、チャンネル符号化される。チャンネル符号化後のデータ系列は各トランスポートチャンネル固有にレートマッチング (ビットの繰り返し、あるいはパンクチャド) された後、1次インターリーブされる (上りリンク (移動局送信) では、1次インターリーブ後に、レートマッチングが行われる)。1次インターリーブ後の複数

のトランスポートチャンネルのデータ系列は多重されて、物理チャンネルの送信単位に分割後、2次インターリーブされ、物理チャンネルにマッピングされる。その後、パイロットシンボルなどのオーバーヘッドを付加された後、データ変調される。データ変調マッピングされた位相平面上の同相 (In-Phase) および直交 (Quadrature-Phase) 成分は、それぞれ拡散符号で拡散される。拡散後のチップデータ系列は、自乗余弦ルートナイキストフィルタ (ロールオフファクタ $\alpha = 0.22$) で5MHz帯域に帯域制限された後、DA変換器 (D/A: Digital to Analog Converter) でアナログ信号に変換後、直交変調される。直交変調された中間周波数信号はさらに2GHz帯のRF信号に周波数変換後、電力増幅される。

受信機に入力した受信信号は、低雑音増幅器で増幅された後、中間周波数 (IF) 周波数に周波数変換された後、自動利得制御 (AGC: Automatic Gain Control) 増幅器で線形増幅される。増幅後の信号はこのIF周波数と等しい周波数の信号で直交検波 (Quadrature Detection) されて、同相および直交成分を生じる。この同相および直交成分のアナログ信号は、

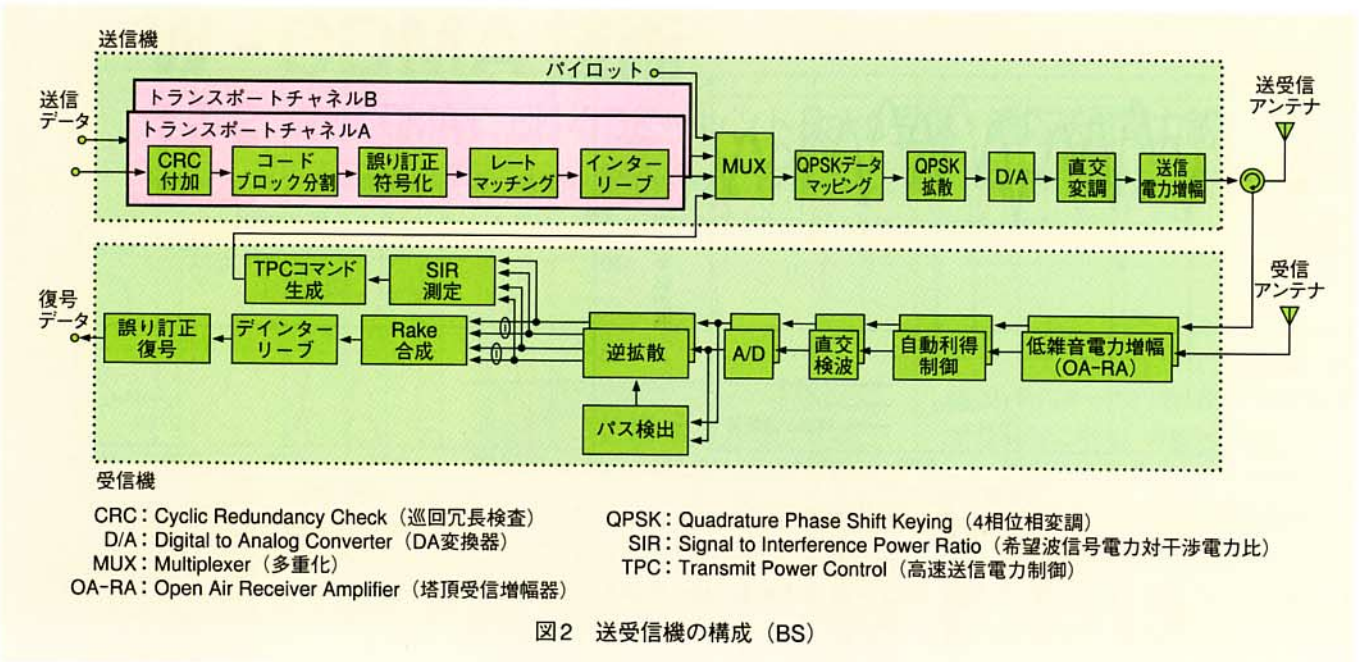


図2 送受信機の構成 (BS)

A/D変換器でデジタル信号に変換される。このデジタル信号はルートナイキストフィルタで帯域制限後、受信信号の拡散符号と同一の拡散符号で(これを以下拡散符号レプリカと称する)、逆拡散することにより、伝搬遅延時間の異なる複数のマルチパス成分に時間分離される。この場合、希望波信号の受信タイミングに同期して、拡散符号レプリカで逆拡散する必要があり、各パスの受信タイミングを検出する必要がある。受信機内では、情報1シンボル内で受信機での拡散符号レプリカのタイミングを1チップずつずらして1シンボル区間にわたり逆拡散して電力遅延プロファイルを生成する(図3)。この生成した電力遅延プロファイルから、受信電力の大きなパスから順に、受信機が有する相関器、チャンネル推定部、位相変動補償部(以上のブロックを以下、Rakeフィンガと称する)の個数、すなわちRakeフィンガ数分だけ、選択してRake合成用のパスとする。さらにアンテナダイバーシチ受信やセクタ間ダイバーシチを行う場合には、まず各ブランチごとの電力遅延プロファイルを生成し、全ブランチの総合の電力遅延プ

ロファイルにおいて、最も受信電力の大きなパスから順に選択する。実際には逆拡散後の信号には他通信者の信号、自チャネルのマルチパス信号からの干渉が含まれているため、背景雑音電力レベルからしきい値を設けて、このしきい値以上の受信電力を有する有効なSIRを有するパスを選択する。MSの移動に伴い(たとえMSの位置が固定でも周囲の伝搬環

境の変化により) Rake合成すべきパスの位置(遅延時間)が頻繁に変わるため、受信機では一定時間ごとに、電力遅延プロファイルを更新して、これを基にRake合成パスも更新する(これはRake合成のためのパスを探すことであり、パスサーチと呼ばれる)[5],[6]。

この分離されたパスは独立な伝搬路を通して受信されるために、異なるフェー

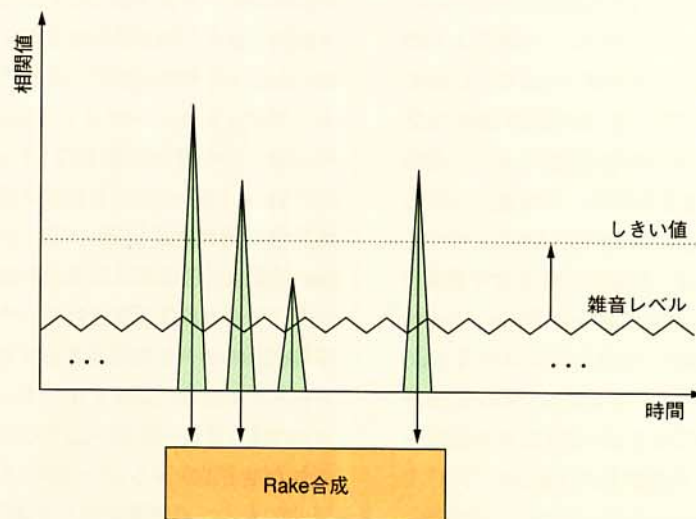


図3 Rake合成パス選択法

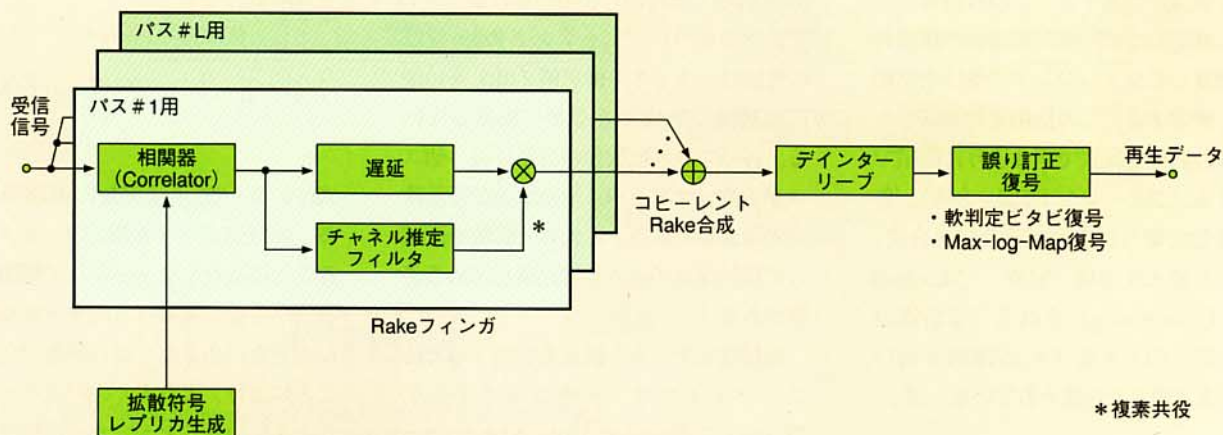


図4 コヒーレント Rake 受信部構成

ジング変動を受けている。コヒーレント Rake 受信部の構成を図4に示す。W-CDMAでは上り/下りリンクともに高効率な絶対同期検波復調を採用している。絶対同期検波を行うためには、各パスのフェージング変動に起因する受信信号の位相および振幅の変動、すなわちフェージング複素包絡線を推定する必要がある(このフェージング複素包絡線を推定することを、以下チャンネル推定という)。2GHz帯のキャリア周波数に対して、平均時速100km/hで走行する場合には最大ドップラ周波数は200Hzにもなる。このような高速なチャンネル変動に追従できるように、W-CDMAではパイロットシンボル(チャンネル)を用いてチャンネル推定を行っている[3]、[7]。

このパイロットシンボルは受信機であらかじめ送信データ変調位相が既知のシンボルであり、このパイロットシンボルの受信位相・振幅を参照位相、振幅として使い、各スロットごとにチャンネル推定値を求める。図5に上り/下りリンクにおけるパイロットシンボルによるフェージング変動に起因する位相変動補償の説明を示す。前号で述べたように、上りリンクの個別物理チャンネル(DPCH: Dedicated Physical Channel)においては、パ

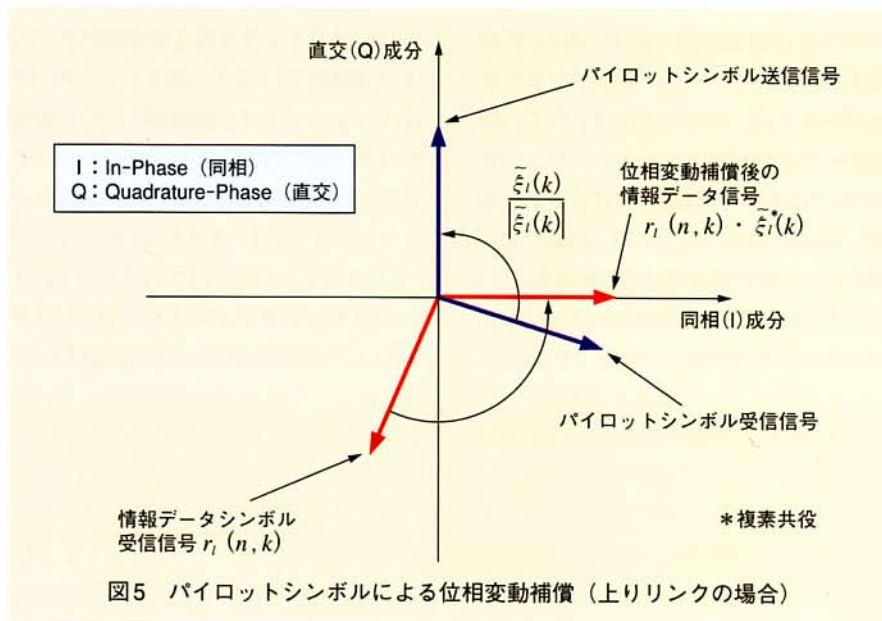


図5 パイロットシンボルによる位相変動補償(上りリンクの場合)

イロットシンボルは、個別物理制御チャンネル(DPCCH: Dedicated Physical Control Channel)の一部として、Q-チャンネルにマッピングされ、符号化データ系列で構成される個別物理データチャンネル(DPDCH: Dedicated Physical Data Channel)はI-チャンネルにマッピングされる。そして、DPCCHおよびDPDCHは、それぞれ2相位相変調(BPSK: Binary Phase Shift Keying)データ変調される。一方、下りリンクのDPCHにおいては、DPCCHとDPDCHは時間多重されてお

り、データ変調は4相位相変調(QPSK: Quadrature PSK)である。 $\xi_l(k)$ を1番目のパス($1 \leq l \leq L$: L はRake合成パス数)のスロットkにおけるフェージングに起因するチャンネル変動($\tilde{\xi}_l(k)$ は振幅および位相成分を有する複素数である)、 $\hat{\xi}_l(k)$ をその推定値とすると、図5に示すように、パイロットシンボルの受信位相から、フェージングに起因する振幅および位相変動 $\hat{\xi}_l(k)$ が求められる。また、スロットkにおけるDPDCHのn番目のシンボルに対するl番目のパスの逆拡散後の信

号を $r_l(n, k)$ で表すと、この各情報シンボルに推定したチャンネル推定値の複素共役を乗算してフェージングで受けた位相変動を補償する。この位相変動補償した各パスの信号を次式で示すように同相で加算する(コヒーレントRake合成)。各パスは受信電力に応じて重み付き合成、すなわち最大比合成(MRC: Maximal Ratio Combining)される(受信電力(受信SIR)の大きなパスは信頼度が高いので大きな重みで合成されている) [8]。

$$\tilde{d}(n, k) = \sum_{l=0}^{L-1} r_l(n, k) \tilde{\xi}_l^*(k), \quad (1)$$

ここで*は複素共役を表す。Rake合成後のデータ系列 $\tilde{d}(n, k)$ はデインターリーブされた後、誤り訂正復号されて、送信データ系列が再生される。下りリンクにおいてはデータ変調がQPSKであるが、Rake合成のプロセスは、図5の場合の上りリンクと基本的に同じである。

ただし、一般にはチャンネル推定には共通パイロットチャンネル(CPICH: Com-

mon Pilot Channel)が用いられる。式(1)で分かるようにコヒーレントRake受信の性能は、チャンネル推定値 $\tilde{\xi}_l(k)$ をいかに高精度に生成できるかに依存している。各パスの逆拡散後の信号には、他ユーザー干渉、マルチパス干渉および背景雑音が含まれており、これらの影響を低減して高精度なチャンネル推定値を求める必要がある。

高精度なチャンネル推定を実現するために、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が提案されている[9]。図6にWMSAチャンネル推定フィルタの構成を示す。ここで、スロットkにおけるチャンネル推定値の求め方について説明する。まず、各スロットのパイロットシンボルを同相加算(I/Qの振幅成分を独立に加算)して、各スロットの瞬時のチャンネル推定値 $\hat{\xi}_l(k+i)$ ($i = -J+1, \dots, 0, 1, \dots, J$)を求める。そして着目するスロットの前後2J個のスロットのチャンネル推定値を次式のように重み付き平均化して最終的なチャンネル推定値 $\tilde{\xi}_l(k)$

を求める。

$$\tilde{\xi}_l(k) = \sum_{i=0}^{J-1} \alpha_i \hat{\xi}_l(k-i) + \sum_{i=1}^J \alpha_{i-1} \hat{\xi}_l(k+i) \quad (2)$$

式(2)において α_i は実数の重み係数である。WMSAチャンネル推定フィルタを用いることにより、フェージング相関が大き(小)な(小)なスロットのチャンネル推定値は大きな(小)な重み係数で合成することにより、より多くのパイロットシンボルを用いることができ、高精度なチャンネル推定が可能になる。さらに、スロット間のフェージング相関を各スロットのパイロットシンボルを同相加算平均した信号の内積により求め、このフェージング相関値により適応的に各スロットの重み係数を更新する方法も提案されている[10]。

3. SIR測定に基づく高速TPC

DS-CDMAは干渉リミテッドなシス

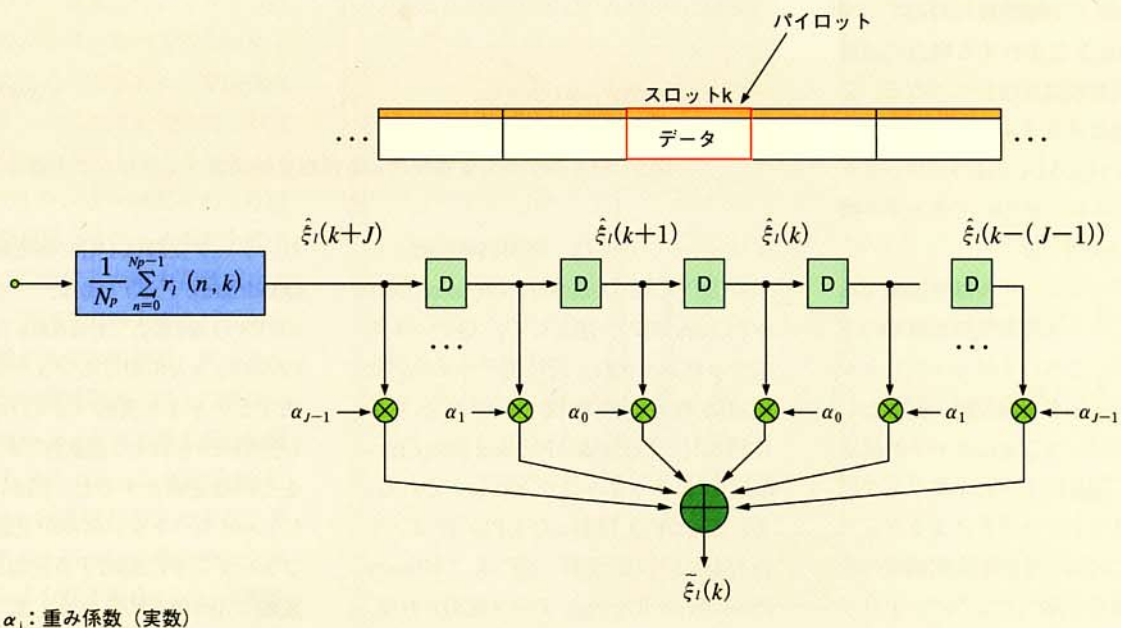
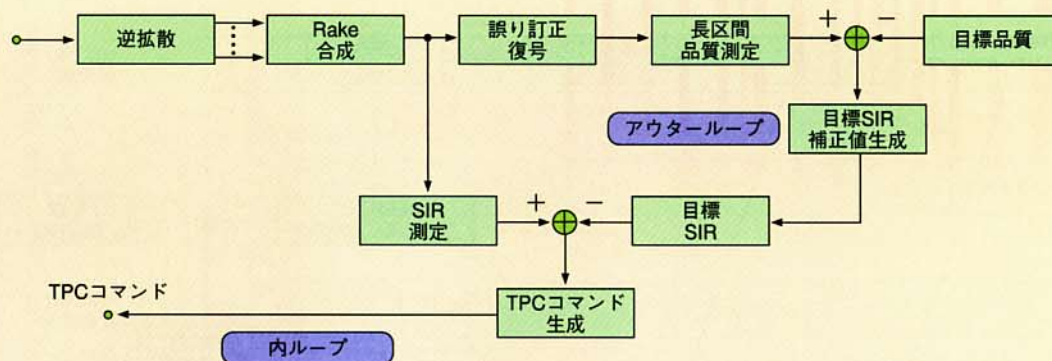


図6 WMSAチャンネル推定フィルタの構成



SIR: Signal to Interference Ratio (希望波信号電力対干渉電力比)
 TPC: Transmit Power Control (高速送信電力制御)

図7 2重ループを有するSIR測定に基づく高速送信電力制御

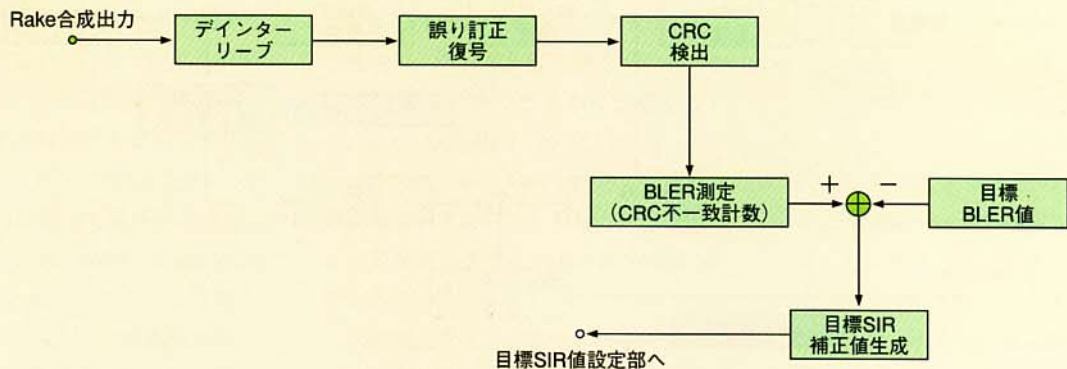
テムであるため、DPCHにはSIR測定に基づく高速TPC[11], [12]を上りおよび下りリンクに適用することにより、所要受信品質に対して常に送信電力を最小にでき、したがってシステム容量を増大できる。特に上りリンクにおいては遠近問題を解決するために、BS受信で各MSからの受信SIRが一定になるように制御する高速TPCは必須である。一方、下りリンクにおいては同一伝搬路内ではSIRはMSの位置によらず、一定であるものの、自セル内のマルチパス信号は独立なフェージング変動をし、またセル周辺では他セル干渉の影響が大きくなっていく。したがって、マルチパス干渉および他セル干渉に対して、所要SIRを一定に制御する高速TPCが下りリンクにも適用される。

SIR測定に基づく高速TPCループの構成を図7に示す。高速TPCは内ループおよびアウトターープ(外ループ)の2ループより構成される[12]。内ループでは、各スロットごとの受信SIRをパイロットシンボルを用いて測定し、この測定SIR値が目標SIR値に等しくなるよう送信電力の増減を制御する2値のTPCコマンドビットを生成して、反対側のリンクにおけるDPCCHで送信する。希望波信号電力Sおよび干渉信号電力Iは同一スロットに

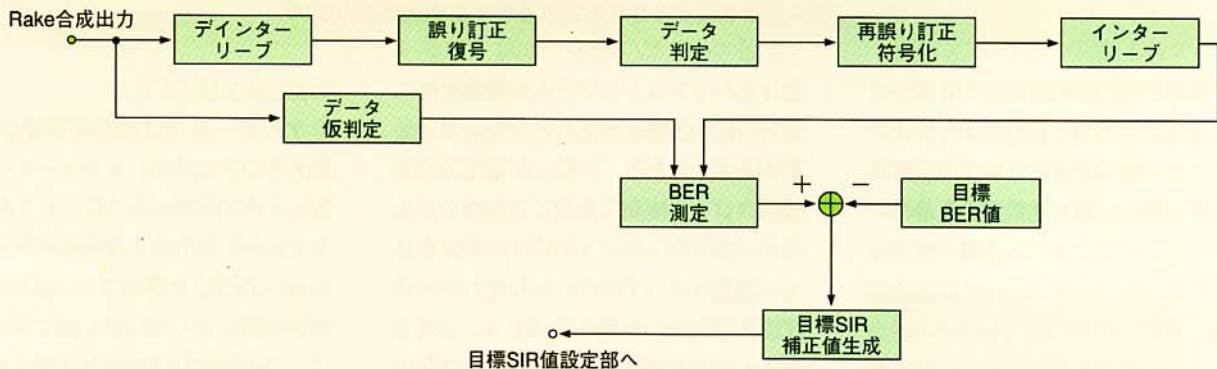
属するパイロットシンボルの逆拡散後の信号を同相加算した信号の平均および分散から求められる。一般に干渉電力の変動はスロット周期に比較して緩慢であるため、各スロットごとのIの測定値をさらに複数スロット間にわたり電力平均して、背景雑音の影響を低減することができる。このようにして求めたSおよびIから各スロットのSIRを計算する。内ループでの送信電力の更新は1スロット(=0.667μs)ごとに行われる(したがって1秒間に1,500回更新される)。一回の送信電力の更新ステップサイズは、大きいほど急激な伝搬路の変動に対して良好に追従できるものの、大きすぎると定常状態での受信電力のばらつき(分散)が大きくなるのでかえって特性劣化を招く。結果としてステップサイズが1dBのときに最も良好な特性が得られることが報告されている[12]。一方、同じ目標SIR値でも伝搬路のパス数、MSの移動速度(最大ドップラ周波数)などの伝搬環境、SIR測定法の差異によって必ずしも同じ受信品質(ブロック誤り率(BLER: Block Error Rate)、ビット誤り率(BER: Bit Error Rate))にならない。したがって、アウトターープにより長区間にわたる受信品質を測定して、この受信品質測定値に基づいて、緩やかな周期で

目標SIRを補正する。

アウトターープの構成を図8に示す。図8(a)の方法では、インターリーブ長に等しいTTIごとにCRCビットが挿入されており、誤り訂正復号後のデータ系列においてCRC計算結果が一致したブロックの個数によりBLERを測定する。そして、この測定BLER値が所要のBLER値に等しくなるように、目標SIRの補正値を求める。また、所要平均BERが 10^{-6} などの高品質・高速データ伝送においては、BLERも小さな値となるために、測定に非常に長時間を要し、伝搬路の変動に対して追従できなくなる。したがって、高品質・高速データ伝送においては、アウトターープの伝搬環境の変化に対する追従性を高めるためにBLERで目標SIR値を補正するのではなく、図8(b)に示すように誤り訂正復号後の判定データを参照データとしてRake合成後(誤り訂正復号前)の仮判定データのBERにより目標SIR値を補正する方法が用いられる。図に示すように誤り訂正復号後の2値の判定データを再チャンネル符号化し、インターリーブ後のデータ系列を参照データとして、Rake合成後の仮判定データ系列のBERを求め、この測定値が目標BER値に等しくなるように目標SIRの補正値を求める。



(a) BLERに基づく方法



(b) Rake合成後の仮判定データのBERに基づく方法

BLER: Block Error Rate (ブロック誤り率)
 CRC: Cyclic Redundancy Check (巡回冗長検査)
 SIR: Signal to Interference Ratio (希望波信号電力対干渉電力比)

図8 アウターループの構成

実際には、参照信号として用いる誤り訂正復号後の判定データにはビット誤りが生じるものの、非常に少ないためにこの影響は無視できると考えられる。

上りおよび下りリンクにおける高速TPCのタイミング関係を図9に示す。まず、下りリンクにおいて、第一共通制御物理チャネル (P-CCPCH: Primary Common Control Physical Channel) はセルのSFN (System Frame Number) を送信し、各セルでの下りリンクの物理チャネルの参照タイミングになる。DPCHはこのP-CCPCHの送信タイミングに対して256チップの整数倍の異なる送信タイミングのオフセットが規定され

ている[3]。図に示すように下りリンクのDPCHは伝搬時間遅延後にMSで受信される。1スロット遅延の高速TPCが実現できるように、上りリンクのDPCHはMSにおけるアンテナ受信端における受信タイミングに対して1024チップオフセットしたタイミングで送信する。図9(b)のパイロットシンボル区間で受信SIRを測定し、この測定結果から図9(c)の上りリンクのTPCビットを生成する。また、図9(b)のTPCビットを復号して、図9(c)の上りリンクにおけるパイロットシンボル以降の送信電力を更新する。図9(d)と図9(a)の関係も同様である。

4. 実験

4.1 実験系概要

詳しい実験系の構成および諸元は文献[14]に述べてある。実験は情報レート32kbit/sの上りリンクにおけるBER特性などを測定した。送信データ系列は10ms長のブロックに分割され、各ブロックは16ビットのCRCが付加され、さらに各ブロックごとに8ビットのテイルビットが付加される。410ビットのデータ系列は、レート $r=1/3$ 、拘束長 $k=9$ の畳み込み符号 (生成多項式は554, 624, 764) により符号化される。符号化デー

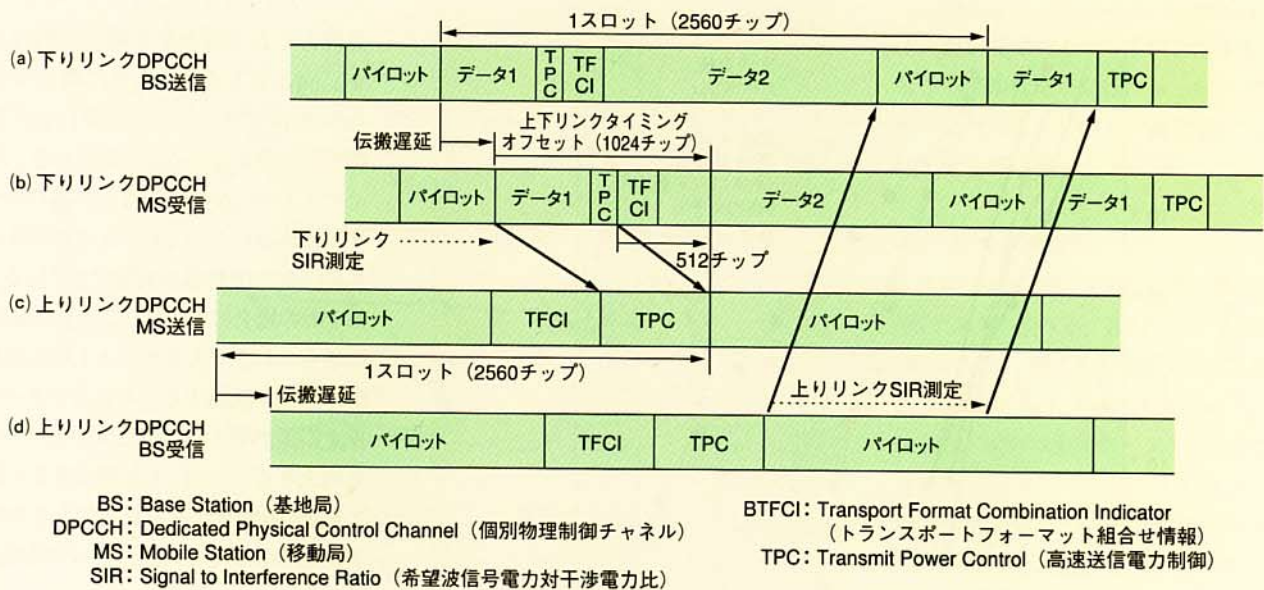


図9 高速送信電力制御タイミング図

タ系列は1フレーム長 (10ms) にわたり、ビットインターリーブされ、インターリーブ後の符号化データはQPSKデータマッピングされ、チャンネル推定用のパイロットシンボルが時間多重されてフレーム化される。フレーム長10msであり、1フレームは16スロットから構成される (スロット長=0.625ms)。1スロットは4パイロットシンボルおよび36符号化データシンボルからなる。フレーム化されたデータ系列は、Channelization codeおよびScrambling codeにより2重拡散される。チップレートは、図14の特性以外は4.096Mcps (帯域5MHz) である (図14のみ3.84Mcps)。実験系のパイロットシンボルは、3GPPでの下りリンクと同一の時間多重構成になっている。上りリンクにおいてはI/Qコード多重と時間多重の構成の差はあるものの、チャンネル推定値は、スロットごとに求め、またスロット当りの全パイロットシンボルの電力はほぼ同じ値に設定したため、ほぼ同等の受信特性になると考えられる。

受信機は2ブランチのアンテナダイバシチ受信機であり、1アンテナ当りの

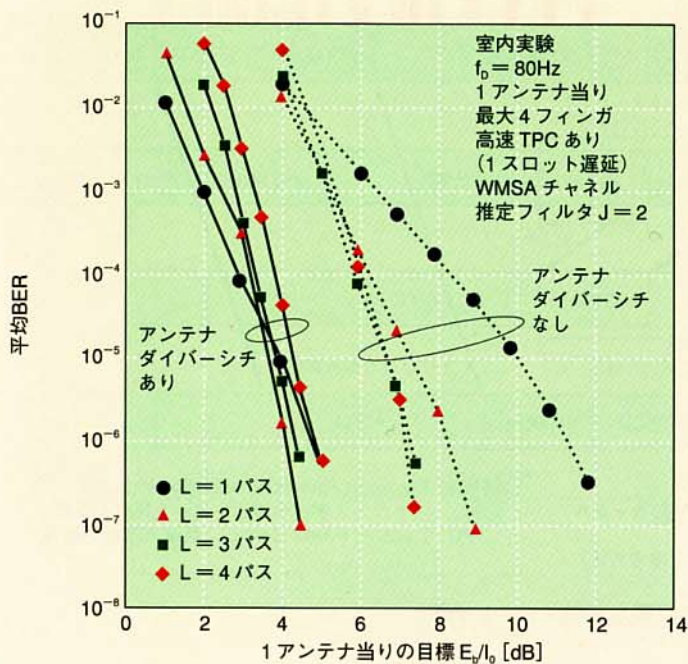
最大Rake受信フィンガ数は4である。パイロットシンボルを用いて電力遅延プロファイルを測定し、しきい値判定によりRake合成パス (1アンテナ当り最大4パス) を選択する。雑音電力から3dB高いレベルをパス選択しきい値とした。パスサーチ範囲の電力遅延プロファイルにおいて信号電力の大きな上位4パスを自チャンネルの信号とみなし、この上位4パスを除外した残りのパスについて平均化した電力を雑音電力とした。チャンネル推定には、 $J=2$ のWMSAチャンネル推定フィルタを用いた。Rake合成後のデータ系列はデインターリーブ後、軟判定ビット復号される。

室内実験においては送信機出力信号はハードウェアフェージングシミュレータによりマルチパスフェージングチャンネルを生成し、外部ガウス雑音を付加後、受信機に入力される。SIR測定に基づく高速TPCでは、受信SIRの代わりに、 E_b/I_0 (Signal Energy Per Bit to Interference Power Spectrum Density) を測定して、この測定値を目標 E_b/I_0 値と比較してTPCビットを生成した。ここで E_b/I_0 は

希望波信号の情報1ビット当りの信号電力と1Hz当りの干渉電力比であり、SIRとはデシベル表示で、 $E_b/I_0 = \text{SIR} + 10\log(3/m)$ (dB) の関係にある。ここで3はレート1/3の畳み込み符号化の帯域拡大を表し、 m はデータ変調指数でBPSK (上り)、QPSK (下り) それぞれ1, 2の値である。同様に信号対雑音比 (SNR: Signal to Background Noise Power Ratio) の代わりに E_b/N_0 (Signal Energy Per Bit to Background Noise Power Spectrum Density) を用いた (N_0 には干渉電力は含まれていない)。なお、チャンネル推定に用いるパイロットシンボルの電力も信号電力の一部として E_b の中に入れて表示してある。

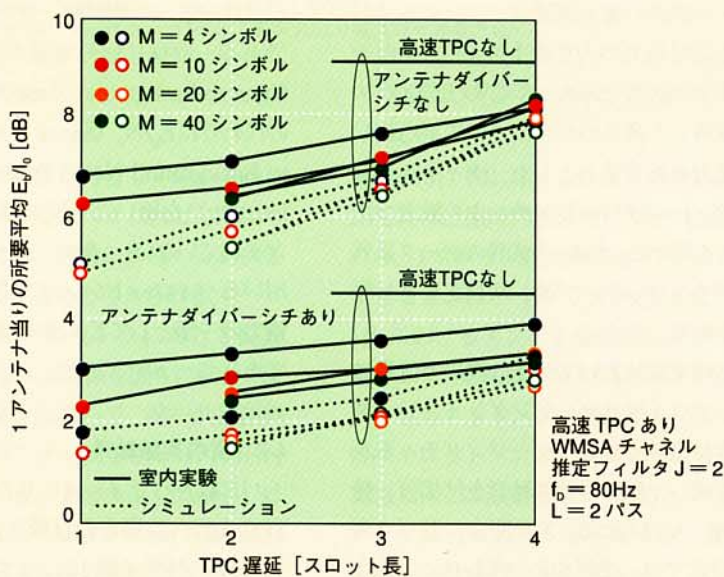
4.2 室内実験結果

パス数をパラメータにしたときの高速TPCを行った場合の目標 E_b/I_0 に対する平均BER特性を図10に示す。チャンネルモデルは、最大ドップラ周波数は $f_0 = 80\text{Hz}$ の独立なレイリー変動する等平均電力の $L=1, 2, 3, 4$ パスモデルとし、各パスの遅延時間差は等間隔で $0.3 \mu\text{s}$ とし



BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)
 TPC : Transmit Power Control (高速送信電力制御)
 WMSA : Weighted Multi-Slot Averaging (マルチスロット重み付き平均)

図10 パス数をパラメータにしたときの目標 E_b/N_0 に対する平均BER特性 (室内実験)



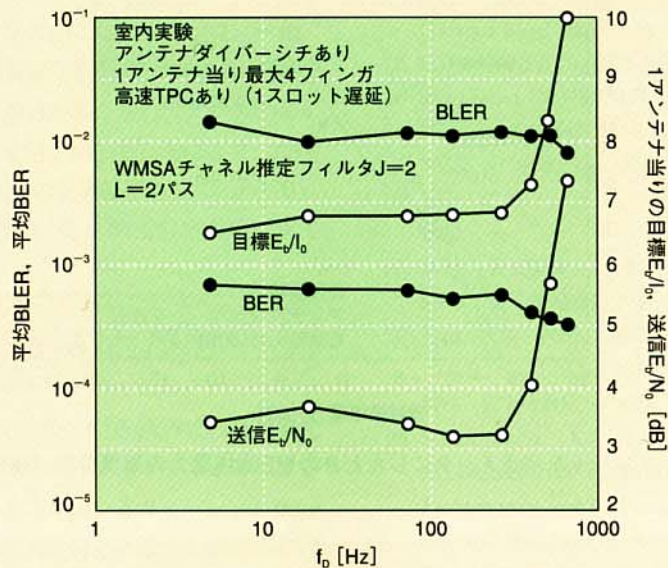
TPC : Transmit Power Control (高速送信電力制御)
 WMSA : Weighted Multi-Slot Averaging (マルチスロット重み付き平均)

図11 高速TPC遅延とSIR測定精度の影響 (室内実験)

た、2ブランチのアンテナダイバーシチ受信ありおよびなしの場合の特性を示す。図よりLを1から2に増大するとRake時間ダイバーシチ効果によりBER特性が改善していることが分かる。アンテナダイバーシチ受信なし/ありのそれぞれの場合においてL=3, 2のときに最も良好なBER特性が実現できている。それぞれの場合において、これらの値以上にさらにLを増大させると1パス当りの信号電力が低減することによりチャンネル推定誤差が増大し、またマルチパス干渉も増大する。一方、Lが増大するに従ってRake時間ダイバーシチによる特性改善が飽和してくるため、返って特性が劣化する。

高速TPCを用いたときの受信特性は、TPC遅延およびSIRの測定精度によって決まる。これらはトレードオフの関係にあり、TPC遅延を許容すれば、より多くのパイロットおよび情報データシンボル(パイロット以外のDPCCHおよびDPDCH)を用いて高精度なSIR測定が可能になる。図11にTPC遅延に対する平均BER = 10^{-3} を満たすために必要な所要受信 E_b/N_0 特性を示す。L=2パスモデルとし、 $f_0=80\text{Hz}$ とした。計算機シミュレーション結果も併せて点線で示す。1スロット内のパイロットシンボルおよび情報データシンボル合計でM=10シンボルまで用いるSIR測定を行う場合には、1スロット長遅延での高速TPCが可能であり、M=20および40シンボルを用いる場合には最短で2スロット長の制御遅延になる。図よりMを増大するほどSIR測定精度が向上するため、またTPC遅延が小さいほどフェージング変動に対するTPCの追従性が向上するため、良好な受信特性が得られていることが分かる。結果として、1スロット遅延(M=10シンボル)のときに最も所要送信 E_b/N_0 を低減できている。

次に、アウトループ制御を用いたと



BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)
 BLER : Block Error Rate (ブロック誤り率)
 TPC : Transmit Power Control (高速送信電力制御)
 WMSA : Weighted Multi-Slot Averaging (マルチスロット重み付き平均)

図12 最大ドップラ周波数 f_D に対する平均BLER, BER, 目標 E_b/N_0 , MS平均送信電力特性 (室内実験)

きの f_D に対する平均BLER、BER、目標 E_b/N_0 、およびMSの平均送信 E_b/N_0 特性を図12に示す(ここで送信 E_b/N_0 はパスロスおよびシャドウイング変動を補正した、情報1ビット当りの送信電力と受信端での1Hz当りの背景雑音電力比として定義した)。ブロック長を1フレームとし、軟判定ピタビ復号後の平均BLERが 10^{-2} になるように目標 E_b/N_0 を補正する。図から $f_D=5\text{Hz}$ から640Hzの広い範囲において測定BLER= 10^{-2} となる制御が高精度に実現できており、また平均BERもこの範囲でほぼ一定の制御が実現できている。一方、目標 E_b/N_0 およびMSの送信電力は約3dBの範囲で変動している。 $f_D=5\text{Hz}$ から300Hz程度までの範囲でほぼ一定のMS送信 E_b/N_0 特性が実現できている。これは f_D が5Hz程度と小さい場合には高速TPCが効き、 f_D が大きくなるに従って高速TPCのフェージング変動に対する追従性が劣化するためTPC誤差が増大するものの、時間インターリーブ効果に

より誤りパターンがランダム化してチャネル符号化の誤り訂正効果が増大し、結果的に高速TPCとチャネル符号化が低速から高速フェージング環境において補完

的に機能するためである。 $f_D=300\text{Hz}$ 以上においてはパイロットシンボルを用いるチャネル推定が高速フェージングに追従できなくなっており、所要送信 E_b/N_0 は増大している。

4.3 屋外実験結果

本章では船橋地区で行った屋外実験結果について述べる。BSのアンテナ高は59m、MSは測定車に積載し、アンテナ高は2.9mであり、平均時速30km/hで走行した。実験は測定コース1および2の2コースで行った。測定コース1における電力遅延プロファイルの測定値の一例を図13に示す。測定コース1ではコースの先頭で2パス、中盤でほぼ1パスの信号が、終盤では不等平均電力の2-3パスの信号が観測された。一方、測定コース2では、先頭で2-3パスの信号が観測され、中盤以降ではコースが高架になっているため1パスの信号が観測された。また、測定コースにおける平均遅延スプレッドは約 $1\mu\text{s}$ であった。

次に測定コース1におけるチップレート、すなわち拡散帯域のMSの送信電力

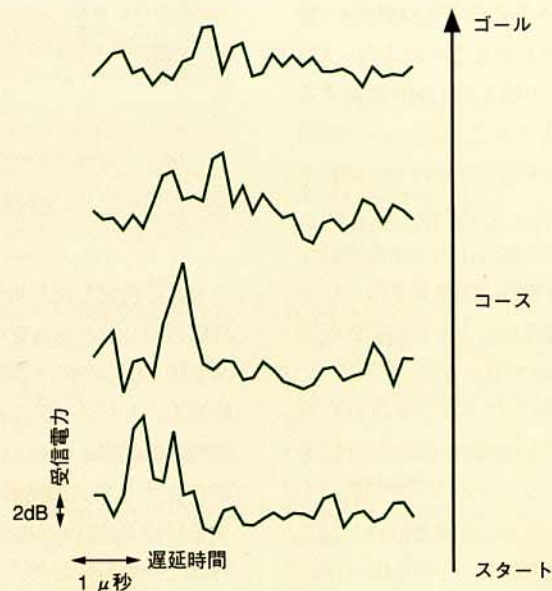


図13 屋外実験における電力遅延プロファイルの一例

に与える影響について評価した[13]。2
 ブランチのアンテナダイバーシチ受信を
 用いて、1アンテナ当り4フィンガ受信
 を行った場合のチップレートをパラメ
 ータにしたときのMSの平均送信電力の累
 積分布を図14に示す。高速TPCの目標
 E_b/I_0 は10dBに設定した。送信電力はチ
 ップレートが0.96Mcps (帯域1.25MHz)
 のときのアンテナダイバーシチ受信を行
 わなかった場合からの、相対値をデシベ
 ル (dB) 表示で示してある。図14から
 明らかなように、チップレートが増大す
 るに従って送信電力が増大する確率が低
 減していることが分かる。これは以下の
 ように説明できる。チップレートが増大
 するにつれて、パスの分解能が向上する
 ため、分離できるパス数が増大する。し
 たがって、Rake合成後の残留フェージ
 ング変動は浅くなる。高速TPCはRake合
 成後のSIRが一定になるよう送信電力を
 更新するために、Rake合成後の残留フェ
 ージング変動を送信電力の変動に変換
 するため、チップレートが増大するに従
 ってRake時間ダイバーシチの効果によ
 り送信電力の変動を小さくでき、送信電
 力が増大する確率を小さくできる。チ
 ップレートが0.96Mcpsから3.84Mcps (帯
 域5MHz) に増大することにより、MS
 の送信電力の中央値を約1.0dB低減する
 ことができ、さらに7.68Mcps (帯域
 10MHz) に増大するとさらに2dB送信電
 力を低減できることが分かる。以上から、
 1.25MHzに対して5MHz以上に広帯域化
 することによりRake時間ダイバーシチ
 効果の増大に起因して、より高品質受信
 が可能となることが分かる。

さらに高速TPC (1スロットのTPC遅
 延)の目標 E_b/I_0 に対する平均BER特性
 を図15に示す。シングルユーザ受信 (干
 渉波信号なし) および希望波信号と独立
 に高速TPCを行う情報レート64kbit/sの
 1干渉ユーザが存在する場合 (希望波信
 号と同じ受信品質、したがって目標 E_b/I_0

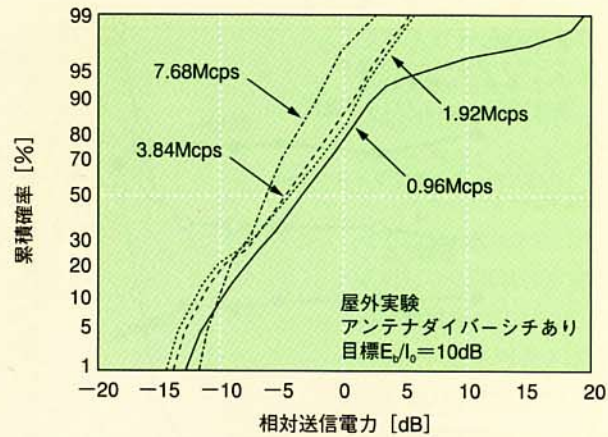


図14 チップレートをパラメータにしたときのMS送信電力の累積分布 (屋外実験)

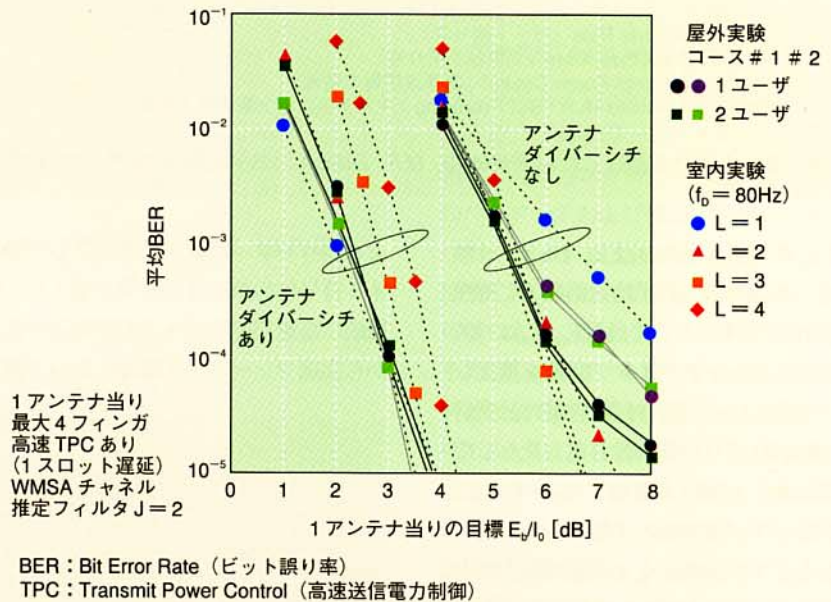


図15 目標 E_b/I_0 に対する平均BER特性 (屋外実験)

を等しく設定したため、送信電力は希望
 波信号の2倍となっている)の測定コース
 1および2における特性を示す。等平均
 電力のLパスモデルを仮定した場合の
 室内実験結果も併せて示す。干渉波信号
 が存在する場合の所要BER特性を実現
 する目標 E_b/I_0 は干渉波信号無しの場合
 とほぼ一致しており、実際の屋外環境に
 おいて高速TPCが正常に機能しているこ
 とが分かる。測定コース1および2にお

けるコース平均のRakeフィンガ数はそ
 れぞれ、2.0, 1.6であった。一方、図15
 より、測定コース1および2における
 BER特性はそれぞれ室内実験のL=2の
 場合にほぼ一致した特性、L=1と2の中
 間の特性になっている。したがって、屋
 外実験における平均BER特性は電力遅
 延プロファイルから観測されるパス数を
 基にした室内実験結果と一致した結果と
 なっていることが分かる。また、図15よ

り2ブランチのアンテナダイバーシチ受信を用いることにより、平均BER = 10^{-3} を満たす所要送信 E_b/I_0 を約3dB低減できることが分かる。また、アンテナダイバーシチ受信を用いることにより、平均BER = 10^{-3} の受信品質を1アンテナ当りの所要受信 $E_b/I_0 =$ 約3dBで実現できている。

5. あとがき

本稿では、W-CDMA方式の高品質化に必須であるパイロットシンボルによるチャネル推定を用いるコヒーレントRake受信およびSIR測定に基づく高速TPC技術について紹介した。同期検波復調を行うコヒーレントRake受信を上り/下りリンクに適用することにより目標受信品質に対する所要受信(送信) E_b/I_0 を低減することができ、また、SIR測定に基づく高速TPCにより、干渉電力に応じて適応的に最小の送信電力を実現することができる。これら双方の技術によりシステム容量を増大することが可能となる。

文 献

[1] F.Adachi, M.Sawahashi, and H.Suda, "Wideband DS-CDMA for Next Generation

Mobile Communication System," IEEE Commun. Mag., Vol.36, pp.56-69, Sept.1998.

- [2] E.Dahlgren, B.Gudmundson, M.Nilsson and J.Skold, "UMTS/IMT-2000 Based on Wideband CDMA," IEEE Commun. Mag., Vol.36, pp.70-80, Sept.1998.
- [3] 3GPP RAN, 3G TS 25.211 V3.2.0, March 2000.
- [4] 奥村, 進士監修, "移動通信の基礎" 第2,3章, 電子情報通信学会, 1986年.
- [5] 青山, 水口, 吉田, 後川, "室内/屋外実験によるDS-CDMAシステムのパスサーチ特性" 信学技報RCS97-164, 1997年11月.
- [6] S.Fukumoto, K.Okawa, K.Higuchi, M.Sawahashi, and F.Adachi, "Path Search Performance and Its Parameter Optimization of Pilot Symbol-Assisted Coherent Rake Receiver for W-CDMA mobile radio," appeared to IEICE Trans. Fundamentals., Vol.E83- A No.11, Nov.2000.
- [7] F.Ling, " Coherent detection with reference-symbol based estimation for direct sequence CDMA uplink communications," Proc. VTC' 93, New Jersey, pp.400-403, May 1993.
- [8] M.Schwartz, W.R.Bennett, and S.Stein, "Communication Systems and Techniques," McGRAW-HILL, 1996.
- [9] 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.

- [10] S.Abeta, M.Sawahashi and F.Adachi, "Adaptive Channel Estimation for Coherent DS-CDMA Mobile Radio Using Time-Multiplexed Pilot and Parallel Pilot Structure" IEICE Trans. Commun., Vol.E82-B No.9, pp.1505-1513, Sept.1999.
- [11] S.Ariyavisitakul, "Signal and interference statistics of a CDMA system with feedback power control-part II," IEEE Trans. Commun., Vol.42, pp.597-605, Feb./ March/April 1994.
- [12] 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.
- [13] T.Dohi, Y.Okumura, and F.Adachi, "Further Results on Field Experiments of Coherent Wideband DS-CDMA Mobile Radio," IEICE Trans. Commun., Vol.E81-B No.6, pp.1239-1247, June 1998.
- [14] 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 Journal of JSAC, Vo.18, pp.1526-1535, August 2000.

用語一覧

直交検波: Quadrature Detection
 AGC: Automatic Gain Control (自動利得制御)
 BER: Bit Error Rate
 BLER: Block Error Rate (ブロック誤り率)
 BPSK: Binary Phase Shift Keying (2相PSK)
 BS: Base Station (基地局)
 CPICH: Common Pilot Channel (共通パイロットチャネル)
 CRC: Cyclic Redundancy Check (巡回冗長検査)
 D/A: Digital to Analog Converter (DA変換器)
 DPCCCH: Dedicated Physical Control Channel (個別物理制御チャネル)
 DPCH: Dedicated Physical Channel (個別物理チャネル)
 DPDCH: Dedicated Physical Data Channel (個別物理データチャネル)
 DS-CDMA: Direct Sequence Code Division

Multiple Access (直接拡散符号分割多元接続)
 E_b/I_0 : Signal Energy Per Bit to Interference Power Spectrum Density
 FDD: Frequency Division Duplex
 IF: Intermediate Frequency (中間周波数)
 IMT-2000: International Mobile Telecommunications-2000 (次世代移動通信)
 MRC: Maximal Ratio Combining (最大比合成)
 MS: Mobile Station (移動局)
 MUX: Multiplexer (多重化)
 OA-RA: Open Air Receiver Amplifier (塔頂受信増幅器)
 P-CCPCH: Primary Common Control Physical Channel (第一共通制御物理チャネル)
 QPSK: Quadrature Phase Shift Keying (4相位相変調)
 SFN: System Frame Number

SIR: Signal to Interference Power Ratio (希望波信号電力対干渉電力比)
 SNR: Signal to Background Noise Power Ratio (信号対雑音比)
 TDMA: Time Division Multiple Access (時分割多元接続方式)
 TFCI: Transport Format Combination Indicator (トランスポートフォーマット組合せ情報)
 TPC: Transmit Power Control (高速送信電力制御)
 TTI: Transmission Time Interval
 UE: User Equipment
 W-CDMA: Wideband Code Division Multiple Access (広帯域符号分割多元接続方式)
 WMSA: Weighted Multi-Slot Averaging (マルチスロット重み付き平均)
 3GPP: 3rd Generation Partnership Project