

# W-CDMA技術

## その6 W-CDMAにおけるリンク容量増大技術

最終回となる今回は、W-CDMA方式における干渉キャンセラおよびアダプティブアンテナアレイのリンク容量増大技術と実験結果について説明する

さわはし まもる  
佐和橋 衛

たなか しんや  
田中 晋也

ひぐち けんいち  
樋口 健一

いはら たいすけ  
井原 泰介

### 1. まえがき

第3世代移動通信（IMT-2000：International Mobile Telecommunications-2000）である広帯域符号分割多元接続方式（W-CDMA：Wideband Code Division Multiple Access）のサービスが開始された[1], [2]。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-SS-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。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（3rd Generation Partnership Project）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）が生じる。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。このような独立な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。

セル半径が数km程度のマクロセルのセルラシステムにおける上りリンクにおいては、各移動局と基地局間の伝搬遅延時間差に起因して、直交符号を用いたとしても通信者間の直交化を実現することは一般には困難である。したがって通信者数が増大するに従い、他通信者からのマルチユーザー干渉が増大する。説明を簡単にするため、すべてのユーザーの個別物理チャネル（DPCH：Dedicated Physical Channel）のシンボルレートおよび受信品質が等しいとし、理想的な送信電力制御を仮定する。他通信者からの干渉信号電力は、逆拡散の過程で平均的に拡散率分の1になる。マルチパスのRake受信、ダイバーシチ受信などを考慮せず、干渉電力が支配的であり、受信機の背景雑音電力を無視した簡単なモデルにおいては、所要受信情報1ビット当りの信号電力対干渉電力密度比（ $E_b/I_0$ ：Signal energy per-bit-to-Interference power spectrum density ratio）を満たすユーザー数 $k_0$ は、次式で近似できる[3]。





$$k_s \approx \frac{W/R}{E_b/I_0} \cdot \frac{G_A/\eta}{(1+f)} \quad (1)$$

式(1)において、Wは信号帯域、RはDPCHのシンボルレート、 $\eta$ は通信中の音声有音率（Voice Activation Factor）、 $G_A$ はソフトハンドオーバを含めたアンテナ利得である。さらに変数fはマルチセル環境において、自セル内の通信者からの干渉に対する他セルからの干渉電力の比率を表し、0.5～0.6程度の値であることが報告されている[4]。式(1)より、所要の受信品質（ビット誤り率（BER：Bit Error Rate）、ブロック誤り率（BLER：Block Error Rate））で決まる受信 $E_b/I_0$ から、システムで収容できる通信ユーザ数が決まる（図1）。したがって、式(1)より所要受信 $E_b/I_0$ を低減することにより、システム容量を増大することができる。また、自チャンネルのマルチパス干渉（MPI：MultiPath Interference）を無視すると、自セル内の干渉電力をIとして、他セル干渉を含めた干渉電力は、 $(1+f)I$ で表される。干渉キャンセラは、自セル内の他通信者の干渉、すなわちマルチユーザ干渉（MUI：MultiUser Interference）Iを低減する技術であり、例えば、 $f=0.6$ の場合には、自セル内の他通信者からのMUIが理想的に低減できた場合には、他セル干渉成分のみ残留するので、最大で2.67倍にシステム容量を増大できる。しかしながら実際には、自セル内のMUIおよびMPIを完全に除去することは不可能であるため、自セル内のMUIおよびMPIを除去する干渉キャンセラを適用した場合のシステム容量の増大効果は、この上限値よりも小さな値になる。

さらに、アダプティブアンテナアレイダイバーシチ（AAAD：Adaptive Antenna Array Diversity）受信を適用した

場合には、アンテナ数で決まるビーム幅の指向性ビーム受信を行うために、自セル内のMUIに加えて、他セル干渉も抑圧できる効果がある。しかしながら、AAADでは、自セル内の干渉波に対して、希望波信号の到来方向（DOA：Direction Of Arrival）と干渉波信号のDOAの差がビーム幅よりも小さい場合には、干渉波信号に対する干渉抑圧効果はほとんど得られない。したがって、干渉キャンセラと異なり、自セル内のMUIに対する干渉抑圧効果は、希望波および干渉波のDOAに依存する。

一方、IMT-2000では下りリンクにおいてインターネットによるデータのダウンロード、ブロードキャストサービスなどの高速レートのサービスが期待されており、上りリンクと比較してより大きなトラフィックの需要が予想されている。下りリンクでは、直交可変拡散率（OVSF：Orthogonal Variable Spreading Factor）コード[5]を用いることにより拡散率、すなわちシンボルレートの異なるチャンネル間の同一伝搬路の直交化によりMUIを低減できるものの、特に高送信電力となる高速レートユーザからのMPIを低減することによる、さらなるシステム容量増大が重要な課題である。したがって、下りリンクにおいても自セル内の、特に高速レートユーザからのMPIを効果的に抑圧できるアダプティブアンテナアレイ送信ダイバーシチ（AAA-TD：Adaptive Antenna Array Transmit Diversity）は、システム容量の増大に有効な技術である。本稿では、W-CDMAにおけるシステム容量増大技術について説明する。まず2章で、干渉キャンセラ（マルチユーザ受信機）およびAAADの概要、およびこれらの大容量化技術を基地局装置に適用した場合の構成例について述べる。そして、3章でマルチステージ干渉キャンセラ（MSIC：MultiStage Interference Canceller）

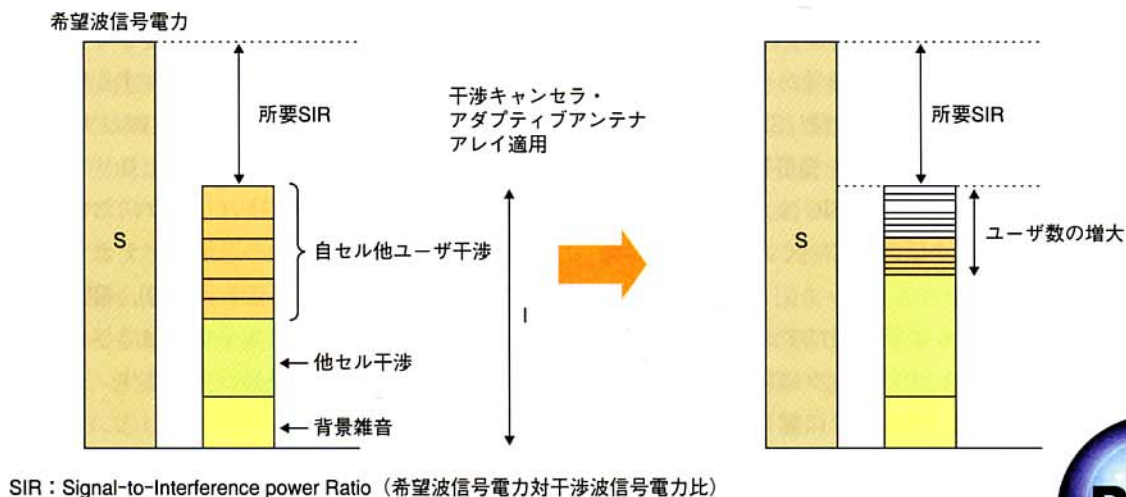


図1 DS-SS-CDMAにおけるマルチユーザ干渉





の構成および動作原理について説明する。その後、4章でアダプティブアンテナアレイ（AAA：Adaptive Antenna Array）受信／送信の構成および動作原理について述べた後、5章で実験結果について述べる。

## 2. 基地局装置への適用例

干渉キャンセラの分類を図2に示す。上りリンクの基地局受信におけるMUIおよびMPIを低減する技術として干渉キャンセラやマルチユーザ検出器（MUD：MultiUser Detection）[6], [7]が効果的であり、数々の研究開発結果が報告されている。シングルユーザ受信方式は他ユーザの拡散符号や受信信号情報を必要としない方法であり、逆拡散に用いる拡散符号レプリカを他ユーザの信号（マルチパス信号も含む）の拡散符号に直交するように、平均2乗誤差最小（MMSE：Minimum Mean Squared Error）アルゴリズムを用いて更新する直交化フィルタ（Orthogonal Filter）がよく知られている[8]。直交化フィルタは後述するマルチユーザ受信方式に比較して構成が簡単であるものの、シンボル長に比較して繰り返し周期の非常に長いスクランブルコード（ロングコード）には適用できないというデメリットがある。一方、マルチユーザ受信方式[6], [7]は各通信者の受信信号および復号データ系列を他通信者の干渉低減に相互に利用する方法であり、基地局の受信に適した方式である。図3にデコリレータ（Decorrelator）を用いる受信機構成を示す。デコリレータは、通信ユーザの拡散符号の相互相関行列の逆行列を計算し、各ユーザの逆拡散後の信号に乗算する方法であり、チャンネル推定の影響は受けないものの、ユーザ数が増大するに従って逆行列の処理が膨大になる。マルチユーザ受信方式のなかで推定した受信フェージング複素包絡線および判定データを基に、MUIおよびMPIのレプリカを受信側で生成し、受信信号から差し引くことにより、希望波信号電力対干渉波電力費（SIR：Signal-to-Interference power Ratio）を向上させ、受信特性を改善するMSICが提案されている[9], [10]。MSICは、複数のステージで逐次的に他ユーザ干渉を低減していく方法であり、現実的な方法である。

AAADは、図4に示すように基地局にアダプティブアンテナアレイ送受信機を設け、上りリンクにおいて複数のアンテナの受信信号に対して最適な受信アンテナウエイトを乗じた後に合成することにより、希望波信号の到来方向にメインローブ（Main lobe）を有し、

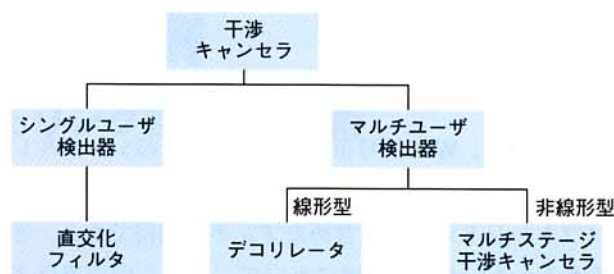
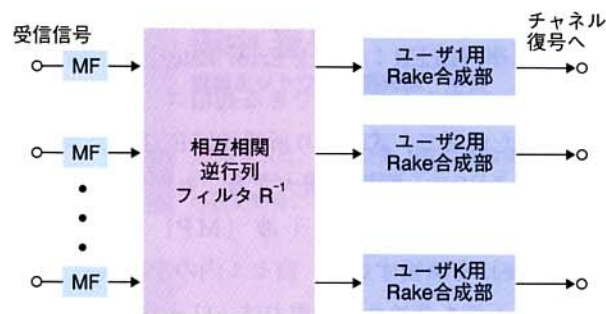


図2 DS-CDMA用干渉キャンセラの分類



(1パスモデルの場合)

MF：Matched Filter（マッチトフィルタ）

図3 デコリレータを用いる受信機構成

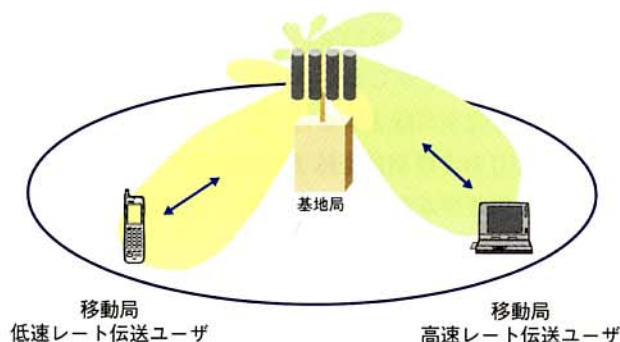


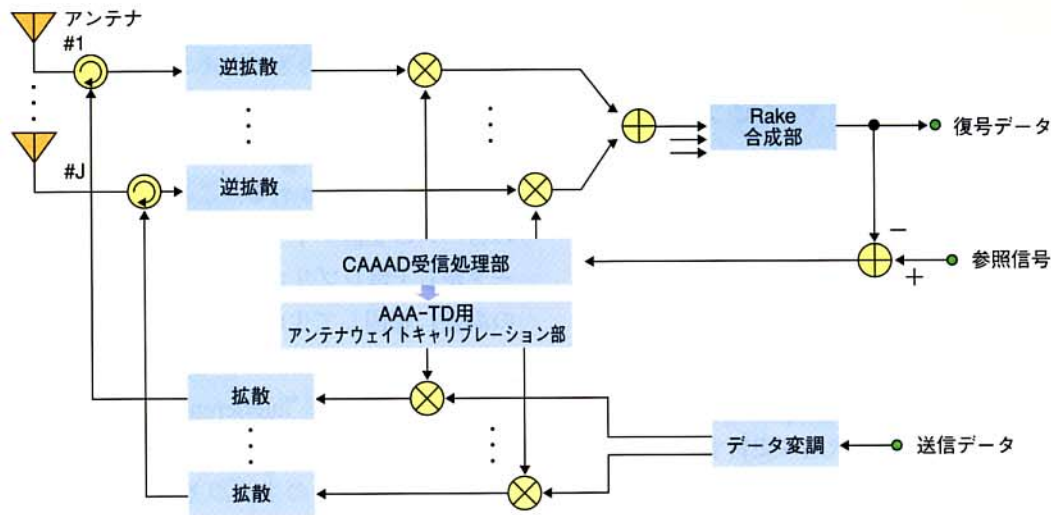
図4 アダプティブアンテナアレイ送受信の原理

干渉波の到来方向にビームヌルを有する指向性パターンを生成し、受信SIRを最大にする制御が実現できる[11]～[13]。その結果MUIを低減でき、上りリンクのシステム容量を増大できる。また、下りリンクにおいて基地局で適応的に生成したユーザごとの送信アンテナウエイトを各ユーザの送信信号に乗算することにより、希望波ユーザ方向にメインローブを有し、他ユーザ方向に与える干渉を低減するように送信でき、結果として下りリンクのシステム容量を増大できる。

AAA受信／送信の基本構成を図5に示す。同図に示すようにAAAD受信は、複数のアンテナの受信信号の振幅／位相を変えて合成することにより、希望波信号の到来方向に

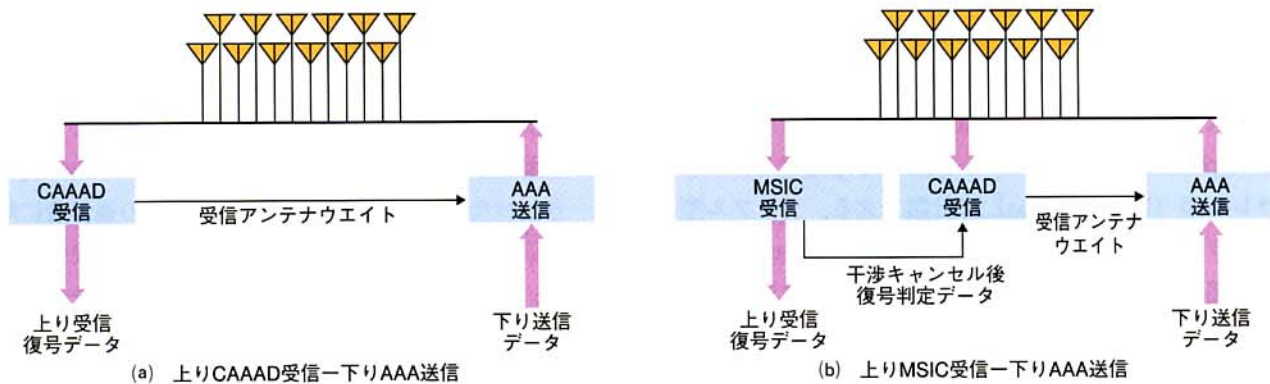






AAA-TD: Adaptive Antenna Array Transmit Diversity (アダプティブアンテナアレイ送信ダイバーシティ)  
CAAAD: Coherent Adaptive Antenna Array Diversity (コヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシティ)

図5 アダプティブアンテナアレイ送受信の基本構成概要



AAA: Adaptive Antenna Array (アダプティブアンテナアレイ)  
CAAAD: Coherent Adaptive Antenna Array Diversity (コヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシティ)  
MSIC: MultiStage Interference Canceller (マルチステージ干渉キャンセラ)

図6 大容量化基地局構成概要

対して指向性を有する受信ビームパターンを生成し、この生成された受信指向性パターンでDPCHを受信する。また、下りリンクでは上りリンクで生成した受信アンテナウェイトに基づいて生成した同じ指向性を有する送信アンテナウェイトを用いて下りリンクのDPCHを送信する。

AAA受信/送信および干渉キャンセラを用いた大容量化基地局装置の構成例を図6(a), (b)に示す。図6(a)の構成は、上り/下りリンクともAAAで生成した指向性ビームで送受信する構成であり、希望波と干渉波のDOAが離れている場合にはアンテナ数に応じたアンテナ利得に起因して優れた干渉抑圧効果が得られるが、希望波と干渉波のDOAの差がビーム幅よりも小さい場合には、十分な干渉抑圧効果が得られなくなる。一方、図6(b)の構成では、干渉キャンセラ

を上りリンクに適用しているため、処理量は図6(a)の構成に比較して増大するものの、希望波と干渉波のDOAに依存せずに干渉抑圧効果が期待できる。この場合、上りリンクにおけるAAA受信部は、下りリンクにおける送信アンテナウェイトを生成するために用いられる。AAAで用いるマルチアンテナの信号を用いたMSICの構成については、3章で説明する。図6(a), (b)のいずれの構成においても基地局装置の送受信処理で無線インタフェースを変更することなく、システム容量の増大を実現することができる。下りリンクにAAA送信を適用した場合には、移動局におけるコヒーレントRake受信のためのチャンネル推定には、個別物理制御チャンネル(DPCCH: Dedicated





Physical Control Channel) 内のパイロットシンボルを用いる。

## 3. マルチステージ干渉キャンセラ (MSIC)

### 3.1 シリアル型・パラレル型の構成比較

MSICは各ステージで逐次的に他ユーザの受信信号を推定し（この推定した信号を、以下干渉レプリカと呼ぶ）、推定した干渉レプリカを受信信号から差し引く。上りリンクでは、各通信者の受信信号は非同期なタイミングで受信される。この信号に対してパイロットシンボルを用いて各ステージごとにチャンネル推定値を逐次的に更新するコヒーレントマルチステージ干渉キャンセラ（COMSIC：COherent MultiStage Interference Canceller）が提案されている[14]。COMSICでは、パイロットシンボルを用いて各ステージごとに干渉を差し引いたSIRが改善した信号系列に対して（理想的にMUIが除去されれば自チャンネルの信号のみが残留する）、チャンネル推定値を逐次的に更新することにより、チャンネル推定精度が向上する。したがって、干渉レプリカの生成精度が向上するため、干渉低減効果すなわちリンク容量を増大させることができる。COMSICは、シリアル型（Serial-typeあるいはSuccessive-typeとも呼ばれる）およびパラレル型（Parallel-type）に分類できる。シリアル型およびパラレル型COMSICのブロック構成をそれぞれ図7(a)および図7(b)に示す。両方式のCOMSICともに複数ステージのチャンネル推定・干渉生成ユニット（CEIGU：Channel Estimation and Interference Generation Units）から構成される。CEIGUでは、各通信者の各パスのチャンネル推定、Rake合成、データ判定、干渉レプリカ生成を行う。シリアル型では、まずマッチトフィルタ（MF：Matched Filter）出力における受信SIRを測定し、このSIR測定の大い順に通信者をランキングする。そしてランキング上位の受信SIRの大きな通信者から順次、CEIGUで復調・干渉レプリカの生成処理を行う。K人の通信者がいるものとする。各ステージはK個のCEIGUから構成される。第bスペースダイバーシチブランチ（ $b=1, 2$ ）における第pステージ（ $1 < p < P$ ）における第kユーザ（ $1 < k < K$ ）の第lパス（ $1 < l < L_k$ ）のMF受信信号を $I_{k,b,l}^{(p)}$ 、またその推定値を $\hat{I}_{k,b,l}^{(p)}$ とする。第1ステージでは、自チャンネルよりもランキングの上位の通信者の干渉レプリカ $\hat{I}_{k,b,l}^{(p)}$ が受信信号系列から

差し引かれて、自チャンネルのCEIGUの入力信号となる。最も下位の通信者のCEIGUの入力信号は、受信信号からすべての通信者の干渉レプリカが差し引

かれた信号となる。第2ステージ以降のステージにおいては、自チャンネルよりもランキング上位の通信者に対しては、同じステージで生成された干渉レプリカが下位の通信者に対しては、前ステージで生成された干渉レプリカが受信信号系列から差し引かれる。この受信機で推定したRake合成の各パスの受信タイミング、チャンネル推定値および判定データから干渉レプリカを生成するが、特にチャンネル推定値の誤差に起因して生成した干渉レプリカは誤差を有する。したがって、干渉レプリカを1より小さい実数値（干渉除去重み係数（IRW：Interference Rejection Weight） $\beta_p$ ）で重み付きして差し引くことにより、チャンネル推定誤差に起因する干渉レプリカの生成誤差の影響を低減することができ、COMSICのビット誤り率（BER）特性が改善できることが報告されている[15]。W-CDMA方式では、コヒーレントRake受信のためのチャンネル推定は、スロット単位で行われるために、チャンネル推定値を基に固定の重み係数 $\beta_p$ を制御するとスロット間で一定の干渉除去重みになる。そこで、受信信号から求まるブランチメトリックに基づいた事後確率の尤度比を信頼度として軟判定干渉レプリカを生成する方法（これは、シンボルごとに尤度に応じて干渉レプリカの重みを制御することに相当）が提案されている[16]。

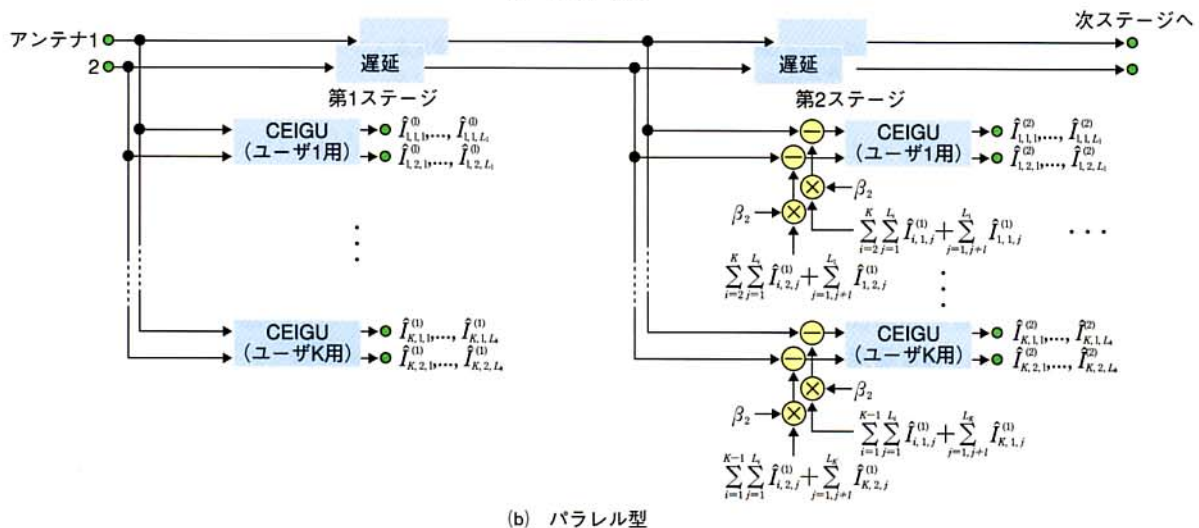
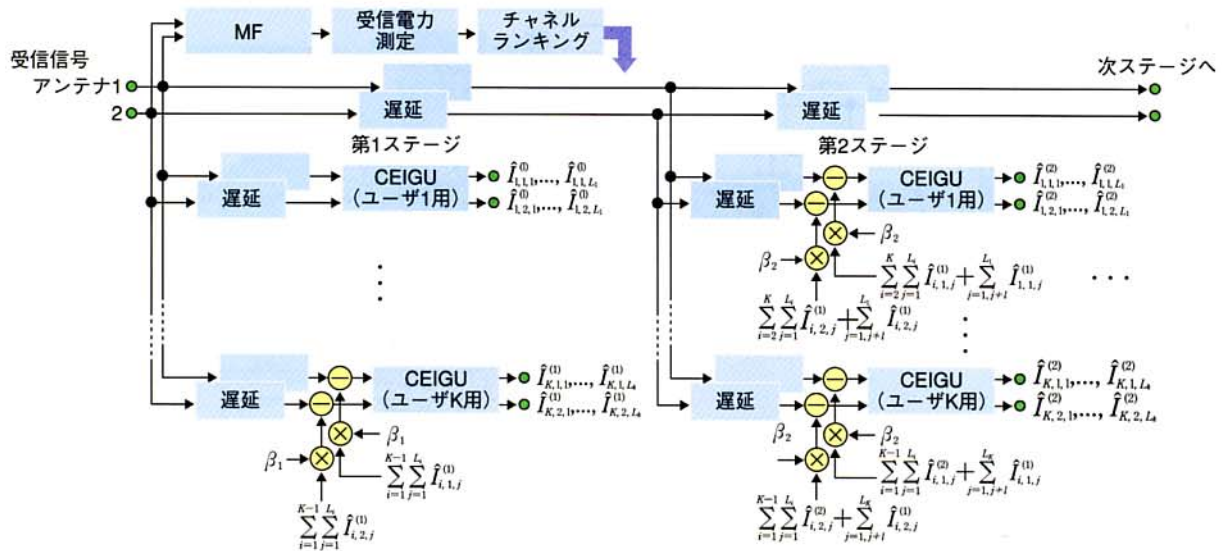
一方、パラレル型COMSICでは、すべての通信者に対して並列（同時）に復調および干渉レプリカの生成処理が行われる。第1ステージでは、MFベースのRake受信の場合と同様に受信信号が直接CEIGUに入力される。第2ステージ以降のCEIGUには、受信信号から前ステージで生成したすべての他通信者の干渉レプリカ $\hat{I}_{k,b,l}^{(p)}$ が干渉除去重み係数 $\beta_p$ により重み付けされて差し引かれた信号が入力される。以上説明したようにシリアル型は、第1ステージで自チャンネルよりもランキングが上位の通信者の干渉レプリカが受信信号から差し引かれており、パラレル型に比較して干渉レプリカが高精度に生成できるため、同じステージ数を仮定した場合には、良好なBER特性が実現できる。しかしながら、シリアル型は受信電力のランキング順に復調および干渉レプリカ生成処理を行うために、通信者数が増大するに従って、復調処理遅延時間が著しく増大する。したがって、この復調処理遅延時間を考慮するとパラレル型がシリアル型に比較して現実的である。

### 3.2 繰り返しチャンネル推定COMSIC

パラレル型COMSICでは前述のように第1ステージは干渉が抑圧されていないMF受信で干渉レプリカを生成しなければならないので、チャンネル推定精度の劣化およびデー







CEIGU: Channel Estimation and Interference Generation Units (チャンネル推定・干渉生成ユニット)  
 MF: Matched Filter (マッチトフィルタ)

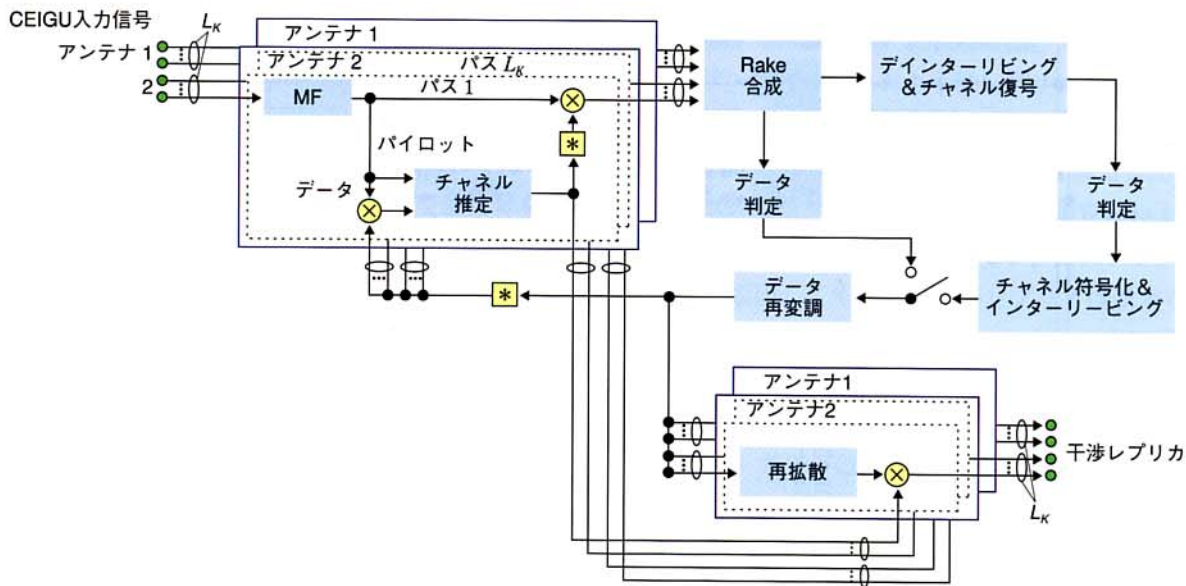
図7 マルチステージ干渉キャンセラ構成

タ判定誤りに起因して干渉レプリカの生成精度がシリアル型に比較して劣化する。そこで、パラレル型の干渉レプリカの生成精度をシリアル型とほぼ同等になるよう改善する方法として、パイロットシンボルおよび判定帰還データシンボルを用いて、各ステージで繰り返しチャンネル推定およびデータ判定を行うパラレル型COMSICが提案されている[17]。図8にパイロットおよび誤り訂正復号前または誤り訂正復号後の判定帰還データを用いる繰り返しチャンネル推定を行うCEIGUの構成を示す。第*p*ステージにおける第*k*ユーザの第*p*パスのマルチパス伝搬路を通して受信されるMF入力信号は、受信信号からほかのすべての干渉レプリカに加えて、自チャンネルの他のマルチパス受信波の干渉レプリカが差し引かれた信号である。まず、パイロットシン

ボルを用いて各パスのチャンネル推定を行い、Rake合成して、合成後の信号をデインタリーブ後、誤り訂正復号する。そして、誤り訂正復号後の2値の判定データを再び誤り訂正符号化(チャンネル符号化)、インタリーブしたデータ系列で、MF信号のデータ変調成分を取り除き(逆変調)、この情報データシンボルをパイロットシンボルに加えてチャンネル推定を再度行い、干渉レプリカ生成のためのチャンネル変動およびRake合成のためのチャンネル推定に用いる。このパイロットシンボルおよび判定誤りの非常に少ない誤り訂正復号後の判定帰還データ系列を用いるチャンネル推定を繰り返すことにより、チャンネル推定精度が向上し、したがって干渉レプリカの生成精度を大幅







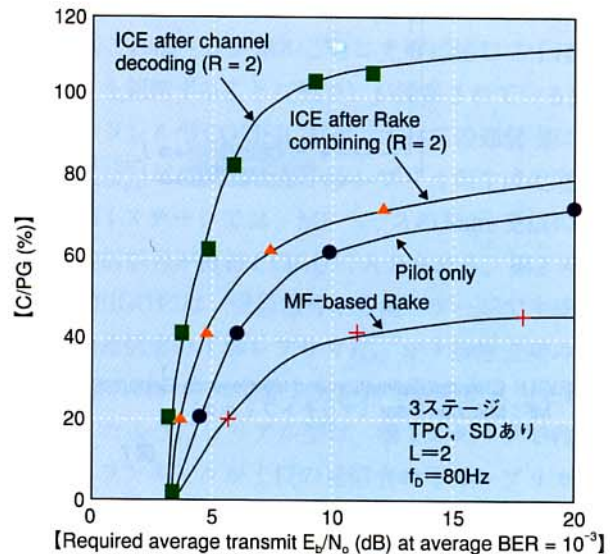
CEIGU : Channel Estimation and Interference Generation Units (チャンネル推定・干渉生成ユニット)  
MF : Matched Filter (マッチトフィルタ)

図8 繰り返しチャンネル推定を用いるCEIGU構成

に改善することができる。Rake合成後の仮判定データシンボルを用いる場合には、誤り訂正復号後判定データを用いる場合に比較して処理遅延時間を低減できるものの、データ判定誤りが多いために干渉抑圧特性が劣化する。パイロットおよび誤り訂正復号後の判定帰還データを用いる繰り返しチャンネル推定をパラレル型COMSICに適用することにより、シリアル型に比較して少ない復調処理遅延時間で、ほぼ同等の干渉抑圧効果が得られることが示されている。

孤立セルにおける繰り返しチャンネル推定を行う3ステージのパラレル型COMSICを用いたときの平均送信情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比 ( $E_b/N_0$ : Signal energy per-bit-background noise power spectrum density ratio) に対する処理利得  $P_g$  で正規化した平均  $BER = 10^{-3}$  を満たすユーザー数を図9に示す。伝搬モデルは最大ドップラ周波数  $f_D = 80\text{Hz}$  の独立なレイリフェージングを受ける等平均電力の2パスモデルを仮定した。2ブランチのスペースダイバーシチ (SD: Space Diversity) 受信を用い、比較のためMFベースのRake受信の特性も併せて示す。同図より雑音電力が大きい環境では、COMSICの容量増大効果は小さいものの、干渉電力が支配的な、送信  $E_b/N_0$  の大きい領域では大幅に容量を増大することができる。パイロットシン

ボルのみを用いたチャンネル推定を用いて干渉レプリカを生成するCOMSICは、MFベースのRake受信に比較して約1.6倍、孤立セルにおける容量を増大



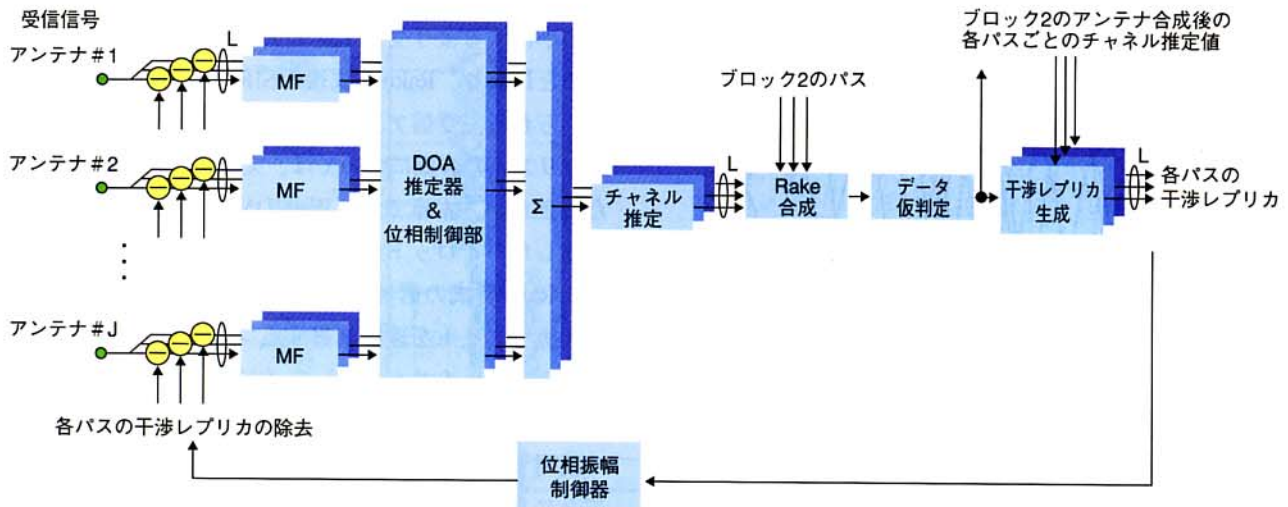
BER: Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
ICE: Iterative Channel Estimation (繰り返しチャンネル推定)  
MF: Matched Filter (マッチトフィルタ)  
TPC: Transmission Power Control (送信電力制御)

図9 マルチステージ干渉キャンセラを用いたときの孤立セルにおける容量特性

できる。さらに誤り訂正復号後の判定データも併せて用いる繰り返し数2の繰り返しチャンネル推定を用いるCOMSICは、MFベースのRake受信に比較して容量を約2.5倍に増大できることが分かる。







COMSIC: COherent MultiStage Interference Canceller (コヒーレントマルチステージ干渉キャンセラ)  
DOA: Direction Of Arrival (到来方向)  
MF: Matched Filter (マッチトフィルタ)

図10 マルチアンテナ入力のCOMSIC構成

### 3.3 マルチアンテナ入力COMSIC

マルチアンテナ入力COMSICのCIEGUのブロック構成を図10に示す[18]。同図は2ブランチのダイバーシチ受信(スペースあるいは偏波ダイバーシチ)を行う場合の構成であり、ブランチ内はアンテナ間のフェージング相関が1になるように、キャリア周波数の半波長間隔で配置した複数のアンテナより構成される。ステアリングベクトルを生成し、ビーム走査することにより、ブランチごとに受信信号のDOAを推定し、ブランチ内の各アンテナの受信信号の位相差を補正して、同相で合成する。このようにブランチ内の複数アンテナの受信信号を用いることにより、干渉レプリカの生成に必要なチャンネル推定精度を大幅に改善することができる。各ブランチのRake合成後の信号をさらに最大比合成(MRC: Maximal Ratio Combining)した信号で生成した仮判定データ、チャンネル推定値、および各パスのDOA推定値、受信タイミングの推定値から各パスの干渉レプリカを生成する。

## 4. アダプティブアンテナアレイ(AAA)

### 4.1 上りリンクにおける受信アンテナウエイト生成

#### (1) 固定ウエイトを用いるスイッチトビーム(マルチビーム)受信

W-CDMAでは、上りリンクの共通制御チャンネル(CCCH: Common Control CHannel)としてランダムアクセスチャンネルが規定されている。ランダムアクセスチャネ

ルは、パワーランピングを用いる4096チップ長の複数のプリアンブル部およびメッセージ部から構成される。メッセージ部だけに着目すれば、蓄積処理を行うことにより、RLS(Recursive Least Squares)アルゴリズムのような適応アルゴリズムを用いた受信アンテナウエイトを用いる受信が可能である。しかしながら、4096チップ長のプリアンブルを適応制御によるAAAD受信することは非常に困難であり、一方、固定アンテナウエイトを用いるスイッチトビーム受信ではプリアンブル部、メッセージ部の双方の指向性受信が可能である。

図11に4アンテナの12ビームの固定ウエイトのスイッチトビーム(マルチビーム)受信の相対アンテナ利得を示す(1アンテナ受信の場合のアンテナ利得を0dBとしている)。アンテナ間隔が上りリンクキャリア周波数の半波長の線形配置のアンテナアレイにおいて、 $j$ 番目のアンテナの受信アンテナウエイトは式(2)で表される。

$$W(\theta) = (1, e^{j\pi \sin \theta_{12}}, e^{j2\pi \sin \theta_{12}}, e^{j3\pi \sin \theta_{12}})^T \quad (2)$$

ここで、 $\theta_{12}$ はメインローブの方向であり、メインローブの方向がセクタ内で等間隔配置とすると、12ビームの場合には、 $\theta_{12}$ は式(3)のようになる。

$$\theta_{12} = (-55, -45, -35, -25, -15, -5, +5, +15, +25, +35, +45, +55) \quad (3)$$



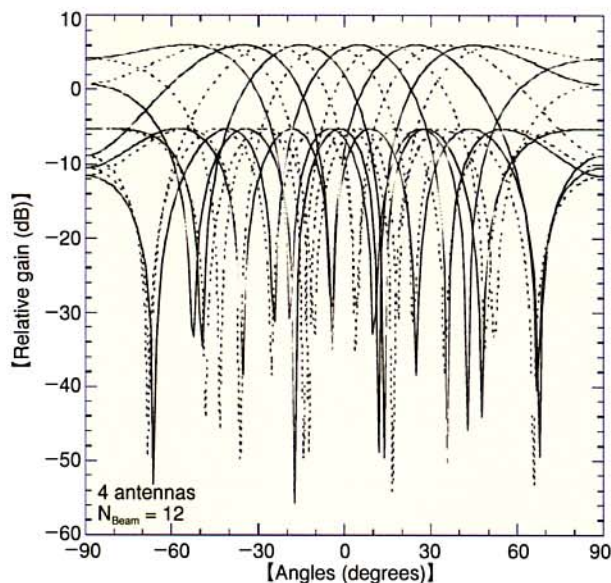


図11 固定アンテナウエイトのスイッチトビーム受信のビームパターン

アンテナ数が同じである場合には、ビーム数を増大させてもビーム幅は同じであり、ビーム数が増大するに従ってビーム間のオーバーラップが増大し、ビーム数が12の場合には、メインローブと連続する2ビームの間との利得差は、0.4dB程度である。スイッチトビーム受信では、それぞれのビームで受信SIRを測定し、最も受信SIRの大きなビームおよび2番目に大きな受信ビームで信号を受信する。基地局アンテナが、高アンテナ配置のマクロセルにおいては、基地局受信におけるパス間の角度広がり (Angle spread) は、 $\pm 5$ 度以内程度であることが報告されており[19], [20]、アンテナ数が4の場合には、ビーム幅は26度であるため、すべてのRake合成パスに対して同じ受信ビームパターンを選択すればよいことが分かる。選択した2ビームでの各パスの受信信号は、アンテナ利得および受信電力を反映して最大比合成される。スイッチトビームにおける最適受信ビームの選択は、上りリンクのDPCCHのパイロットシンボルを用いたSIR測定に基づいて行われる。すなわち、受信SIRの大きな上位2ビームを選択し、この最適ビームは移動局の移動に追従できるよう一定時間周期で更新される[21]。

## (2) MMSE制御に基づくCAAAD受信部構成

受信信号に対して指向性を有する受信ビームパターンを生成する方法として、ステアリングベクトルによるビーム走査から希望波信号のDOAを推定し、希望波のDOAにメインローブを生成する方法や、Rake

合成後の信号の平均2乗誤差 (MSE : Mean Square Error) を最小にするよう受信アンテナウエイトを適応的に制御することにより、Rake合成後のSIRを最大にする方法などが用いられる。受信アンテナウエイト更新のための種々のアルゴリズムの詳細については、文献[11]~[13]などを参照いただきたい。本章では、W-CDMAの無線インタフェースに適したパイロットシンボルを用いて、チャンネル推定を行ったRake合成の信号のMSEを最小にするように、受信アンテナウエイトを適応制御するコヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシチ (CAAAD : Coherent Adaptive Antenna Array Diversity) 受信の構成および動作原理について説明する。受信アンテナウエイトの生成法として、パスごとに独立な受信アンテナウエイトを生成する方法[22], [23]、およびRake合成パスで共通の受信アンテナウエイトを生成する方法[24]が検討されている。パスごとに受信アンテナウエイトを生成する方法は、パスの角度広がりに影響は受けないものの、受信電力の小さなパスは、背景雑音の影響を受けてウエイトの収束特性が劣化するデメリットがある。

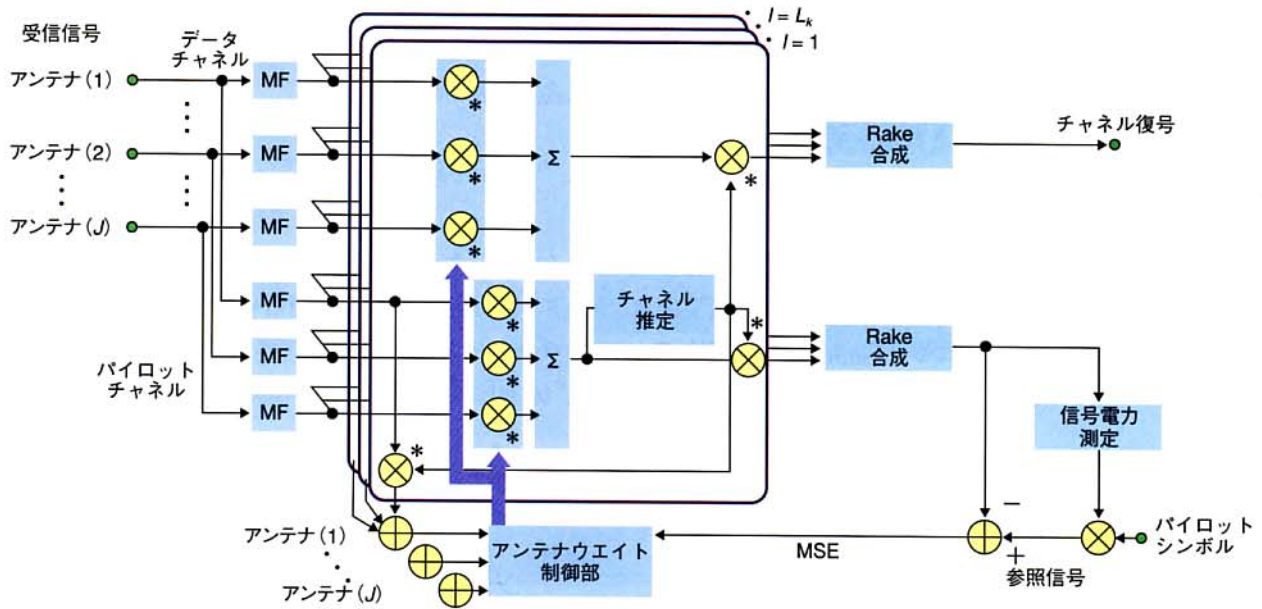
一方、パス共通受信アンテナウエイト生成法は、Rake合成パスの更新やパスの受信電力にあまり依存せずに高精度な受信ウエイトを生成できる。反面、パス間の角度広がりが多い場合には、パスごと受信ウエイト生成法に比較して、干渉抑圧効果は減少する。したがって、アンテナ高が高いマクロセル方式では、パス間の角度広がりが多いために、パス共通受信アンテナウエイト生成法の方が適している。

パス共通受信アンテナウエイト生成を行うCAAAD受信部のブロック構成を図12に示す。本方法においては上りリンクで生成した受信アンテナウエイトを下りリンクにおける送信アンテナウエイトとして用いるため、AAADとRake合成部とで機能分担をしている。すなわち、AAADで生成されるビームパターンは瞬時のチャンネル変動には追従せず、平均的な受信SIRが最大になるよう制御される。一方、Rake合成部はビームパターン生成部に後続し、フェージングの受信包絡線に重み付き合成することにより、瞬時の受信SIRを最大にする。

上りリンクでの個別物理チャンネルにおいては、個別物理データチャンネル (DPDCH : Dedicated Physical Data Channel) とDPCCHが同相 (In-phase) /直交 (Quadrature) (I/Q) 多重されている。Qチャンネルには、パイロットシンボルおよび高速送信電力制御 (TPC : Transmission Power Control) ビット、フィードバック情報 (FBI : FeedBack







CAAAD : Coherent Adaptive Antenna Array Diversity (コヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシチ)  
 MF : Matched Filter (マッチトフィルタ)  
 MSE : Mean Square Error (平均2乗誤差)

図12 CAAAD受信部構成

Information) ビット, トランスポートフォーマット組合せ情報 (TFCI : Transport Format Combination Indicator) ビットが多重されており, Iチャンネルには, 符号化されたデータシンボルが多重されている.  $d_k^{(I)}(t)$ ,  $d_k^{(Q)}(t)$ をそれぞれIチャンネル, Qチャンネルに多重される第kユーザの狭帯域変調信号波形を表すものとして次式で表す.

$$\begin{cases} d_k^{(I)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \exp[j\phi_k^{(I)}(i)] \cdot u(t/T_d^{(I)} - i) \\ d_k^{(Q)}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \exp[j\phi_k^{(Q)}(i)] \cdot u(t/T_d^{(Q)} - i) \end{cases} \quad (4)$$

一方,  $C_k^{(Cn,I)}(t)$ ,  $C_k^{(Cn,Q)}(t)$ をユーザkのI/Qチャンネルのチャネルライゼーションコード波形,  $C_k^{(Sc,I)}(t)$ ,  $C_k^{(Sc,Q)}(t)$ をスクランブルコード波形とすると

$$\begin{cases} c_k^{(Cn,I)}(t) = \sum_{g=-\infty}^{\infty} a_k^{(I)}(g) \cdot u(t/T_c - g) \\ c_k^{(Cn,Q)}(t) = \sum_{g=-\infty}^{\infty} a_k^{(Q)}(g) \cdot u(t/T_c - g) \end{cases} \quad (5)$$

$$c_k^{(Sc,I)}(t) = c_k^{(Sc,Q)}(t) = \sum_{g=-\infty}^{\infty} a_k^{(Sc)}(g) \cdot u_c(t/T_c - g) \quad (6)$$

と表される. ここで,  $T_d^{(I)}$ ,  $T_d^{(Q)}$ はそれぞれIチャンネル, Qチャンネルにおけるシンボル間隔,  $T_c$ はチップ間隔,  $u(t)$ は,  $0 < t < 1$ のとき  $u(t) = 1$ , それ以外の場合には,  $u(t) = 0$ と

なるステップ関数であり,  $N = T_d/T_c$ は拡散率 (SF : Spreading Factor) である.  $a_k^{(Cn,I)}(g)$ ,  $a_k^{(Cn,Q)}(g)$ は2値のシンボル同期の直交ショートコード,  $a_k^{(Sc)}(g)$ は2値のスクランブルコード系列,  $\phi_k(i) \in \{q\pi; q = 0, 1\}$ は2値位相変調 (BPSK : Binary Phase Shift Keying) の変調位相を表す. 第kユーザの送信信号は  $L_k$ 個のマルチパスチャンネルを伝搬して受信され, アンテナjにおける受信信号は式(7)で表される.

$$r^{(j)}(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} \xi_{k,l}^{(j)}(t) \bar{d}_k(t) c_k^{(Sc)}(t) + n(t) \quad (7)$$

ここで,

$$\bar{d}_k(t) = d_k^{(I)}(t) c_k^{(Cn,I)}(t) + j d_k^{(Q)}(t) c_k^{(Cn,Q)}(t) \quad (8)$$

$$c_k^{(Sc)}(t) = c_k^{(Sc,I)}(t) + j c_k^{(Sc,Q)}(t) \quad (9)$$

である. さらに,  $\xi_{k,l}^{(j)}(t)$ および  $\tau_{k,l}$ はそれぞれ第kユーザの第lパスの複素フェージング包絡線および伝搬遅延であり,  $\xi_{k,l}^{(j)}(t)$ は  $\sum_{i=1}^{L_k} E[|\xi_{k,l}^{(j)}|^2] = 2P_k$ ,  $E[\cdot]$ は集合平均である.  $P_k$ は第kユーザの平均送信電力であり,  $n(t)$ は片側電力スペクトル密度  $N_0/2$ の加法的ガウス雑音成分である.

CAAAD受信部はMF, ビームパターン生成部, コヒーレントRake合成部,





およびアンテナウエイト制御部から構成される。各アンテナブランチの受信信号系列は、推定した各ユーザの各マルチパス受信タイミングに同期した拡散符号レプリカでスライディング相関器により逆拡散される。マルチパスの受信タイミングは、ある1つのアンテナで検出したタイミングをすべてのアンテナで共通で使用する。アンテナ $j(j=1, \dots, J)$ におけるユーザ $k$ の $l$ 番目のパスに対する時間 $t = nT_{SLOT} + mT + \tau_{k,l}$ におけるMF出力のサンプル値 $y_{k,l}^{(j)}(n, m)$ 、 $y_{k,l}^{(j)(Q)}(n, m)$ は、式(10)で表される ( $T_{SLOT}$ ,  $T$ はそれぞれスロット周期, シンボル周期,  $\tau_{k,l}$ は時間遅延である)。

$$\begin{cases} y_{k,l}^{(j)}(n, m) = \frac{1}{T} \int_{mT+\tau_{k,l}}^{(m+1)T+\tau_{k,l}} r^{(j)}(t) c_k^{(Sc)}(t-\tau_{k,l}) c_k^{(Ca,l)}(t) dt \\ y_{k,l}^{(j)(Q)}(n, m) = \frac{1}{T} \int_{mT+\tau_{k,l}}^{(m+1)T+\tau_{k,l}} r^{(j)}(t) c_k^{(Sc)*}(t-\tau_{k,l}) c_k^{(Ca,Q)}(t) dt \end{cases} \quad (10)$$

式(10)において、\*は複素共役を表す。ビームパターン生成部では、 $j$ アンテナにおける逆拡散後のサンプル値 $y_{k,l}^{(j)}(n, m)$ 、 $y_{k,l}^{(j)(Q)}(n, m)$ は受信アンテナウエイトで重み付き合成される。パス $l$ の受信アンテナウエイト乗算・合成後の信号 $z_{k,l}^{(j)}(n, m)$ 、 $z_{k,l}^{(j)(Q)}(n, m)$ は式(11)で表される。

$$\begin{cases} z_{k,l}^{(j)}(n, m) = \sum_{j=1}^J y_{k,l}^{(j)}(n, m) w_k^{(j)}(n, m) \\ z_{k,l}^{(j)(Q)}(n, m) = \sum_{j=1}^J y_{k,l}^{(j)(Q)}(n, m) w_k^{(j)(Q)}(n, m) \end{cases} \quad (11)$$

ここで、 $w_k^{(j)}(n, m)$ はユーザ $k$ のアンテナ $j$ における受信アンテナウエイトである。続いて、アンテナ合成後のパイロットシンボルを用いたチャネル推定が行われ、チャネル推定値 $\hat{\eta}_{k,l}^{(j)}(n, m)$ を用いて、ビームパターン生成部出力信号 $z_{k,l}^{(j)}(n, m)$ のフェージングに起因する位相変動は補償されてRake合成される。Rake合成後の信号 $z_k^{(j)}(n, m)$ 、 $z_k^{(j)(Q)}(n, m)$ は式(12)で表される。

$$\begin{cases} z_k^{(j)}(n, m) = \sum_{l=1}^{L_k} z_{k,l}^{(j)}(n, m) \eta_{k,l}^{(j)*}(n) \\ z_k^{(j)(Q)}(n, m) = \sum_{l=1}^{L_k} z_{k,l}^{(j)(Q)}(n, m) \eta_{k,l}^{(j)(Q)*}(n) \end{cases} \quad (12)$$

受信アンテナウエイト $w_k^{(j)}(n, m)$ は正規化LMS (N-LMS: Normalized-LMS) を用いて、Rake合成後の信号のMSEが最小になるよう適応的に更新される。受信アンテナウエイトの高速追従性を実現するためにMSE生成のための参照信号として、Qチャネルのパイロット

シンボルに加えて、IチャネルのRake合成後の仮判定データシンボルを用いてMSEを計算する。誤差信号 $e_k^{(j)(Q)}(n, m)$ は式(13)で表される。

$$e_k^{(j)(Q)}(n, m) = \hat{z}_k^{(j)(Q)}(n, m) - z_k^{(j)(Q)}(n, m) \quad (13)$$

ここで、 $\hat{z}_k^{(j)(Q)}(n, m)$ はパイロットシンボルおよび判定帰還データシンボルからなる参照信号である。したがって、第 $n$ スロットにおける第 $m$ シンボルの受信アンテナウエイト $w_k^{(j)}(n, m)$ は式(14)で示すように更新される。

$$\begin{aligned} w_k^{(j)}(n, m+1) &= w_k^{(j)}(n, m) \\ &+ \mu \frac{\sum_{l=1}^{L_k} y_{k,l}^{(j)(I/Q)}(n-1, m) \hat{\eta}_{k,l}^{(j)(Q)*}(n)}{\sum_{j=1}^J \left| \sum_{l=1}^{L_k} y_{k,l}^{(j)(I/Q)}(n-1, m) \hat{\eta}_{k,l}^{(j)(Q)}(n) \right|^2} e_k^{(j)(Q)*}(n-1, m) \end{aligned} \quad (14)$$

ここで、 $\mu$ はステップサイズである。

### (3) 高速追尾構成

前述のように受信アンテナウエイトは、最終的には下りリンクにおける送信アンテナウエイト生成に用いることを前提にしているために、上りリンクの受信アンテナウエイト(受信ビームパターン)は希望波および干渉波信号の移動に追従し、フェージングに起因する瞬時位相/振幅変動に追従する必要はない。しかしながら、特に基地局近傍では、移動局の移動に伴う角速度は非常に高速になる場合がある。例えば、基地局からの距離が100mのとき、基地局に対して水平方向に100km/hで移動した場合には、角速度は約34degrees/secに相当する。したがって、セルラシステムにおいては、移動局の高速移動に対して高精度に追従できる受信アンテナウエイトの追尾機能が必要である。高速追尾を実現するためには、まず受信アンテナウエイトの高速収束が可能なRLSアルゴリズムを用いる必要がある。さらに高速な受信アンテナウエイト追尾を実現する方法として、①受信アンテナウエイトに起因する受信レベル変動の影響を受けない参照信号の生成法[25]、②受信アンテナウエイトの更新とは独立に、スロットごとの受信SIR測定値に基づいて、受信アンテナウエイトを2ステップで補正する方法[26]などが提案されている。受信アンテナウエイトのこれらの高速追尾方法について以下で説明する。文献[25]での①の方法の簡略化ブロック構成を図13に示す。前項で説明した受信アンテナウエイト乗算後の信号を用いてMMSE制御のための参照信号を生成する方法では、受信レベルに依存せずに、希望波信号と干渉波信号の到来方向お





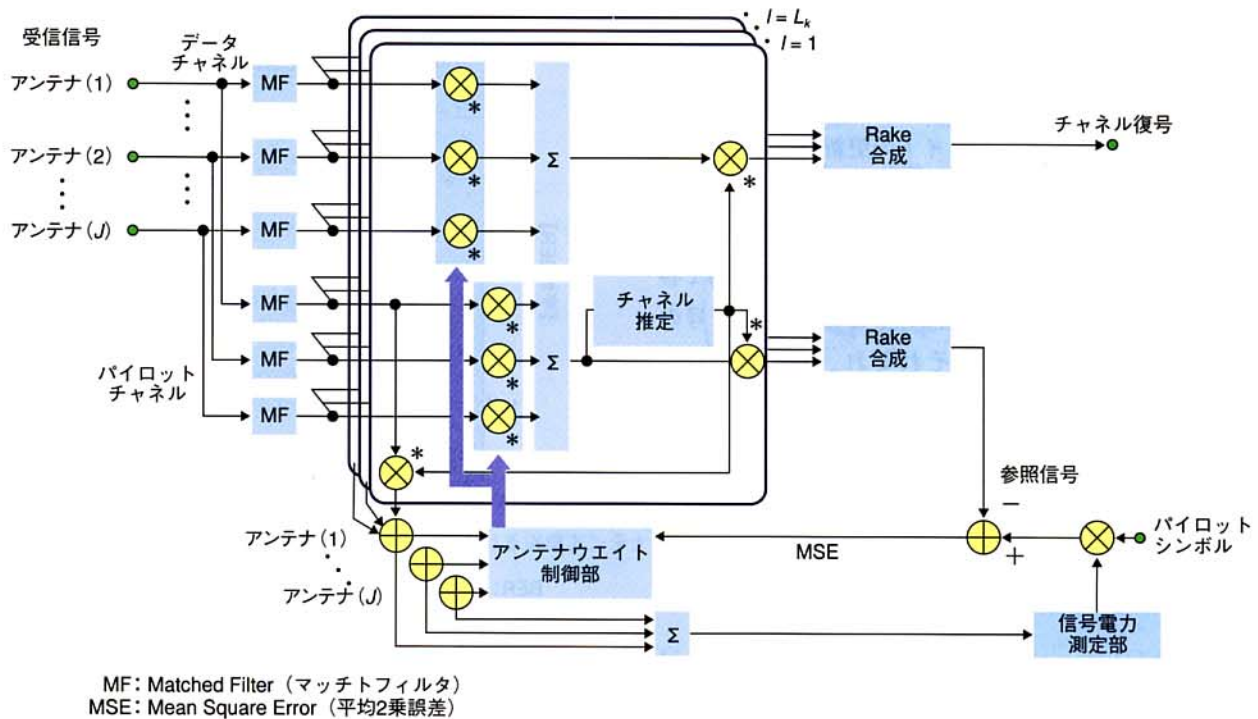


図13 受信ウエイト乗算前の信号を用いた参照信号を用いるCAAAD受信部構成

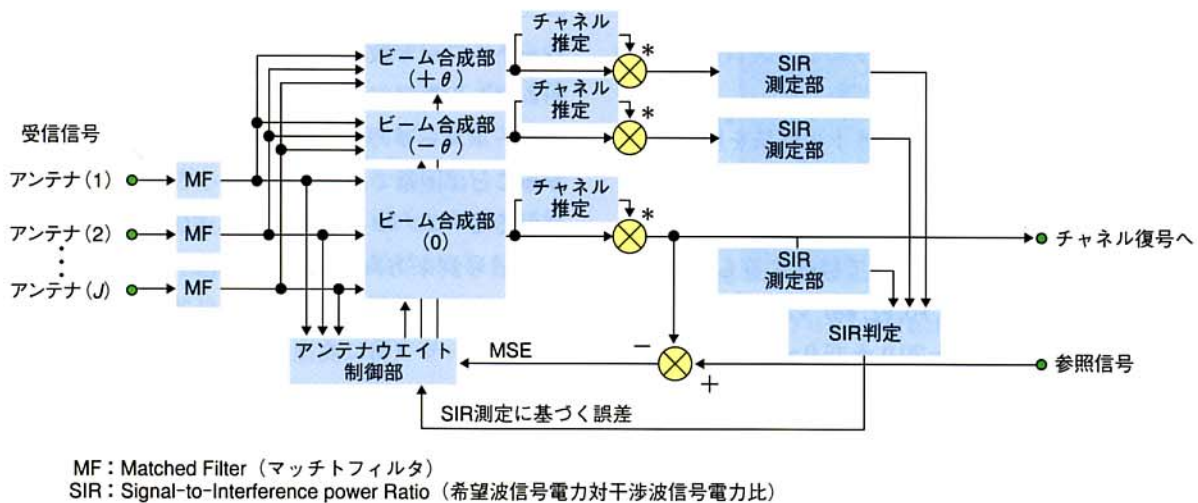


図14 SIR測定と適応アルゴリズムによる2ステップの高速受信アンテナウエイト追尾構成

よび平均受信電力で決まるSIRを最大にするような誤差信号を生成するために、受信アンテナウエイトの正規化を行っている。このアンテナウエイトの正規化処理を行った場合、正規化処理をしない場合と比較して受信アンテナウエイトの収束に時間を要する。したがって、図12に示す方法では、受信アンテナウエイト乗算前の信号を用いてMMSE制御のための誤差信号を生成しているために、アンテナウエイトの正規化を行うN-LMSを用いる場合に比較して受信アンテナウエイトの収束時間を高速にできることが報告されている。次に②のロットごとの受信SIR測定値およ

び適応アルゴリズムを併用して2ステップの受信アンテナウエイトの高速な更新を行う方法のブロック構成を図14に示す。図14の構成は図12の構成と異なり、3つの受信アンテナウエイトが生成される。しかしながら、適応アルゴリズムを用いて更新を行うのは、中央の受信アンテナウエイトのみであり、他の2つの受信アンテナウエイトは、中央の受信アンテナウエイトに対して一定位相 $+/-\theta_{MEAS}$ だけ位相シフトした受信アンテナウエイトである。この3つの受信アンテナウエイトでロットご





とにパイロットシンボルを用いて受信SIRの測定を行い、このSIR測定値に基づいて、移動局の移動方向の変動を検出して、受信アンテナウエイトを更新する。具体的には次の2ステップで受信アンテナウエイトの更新が行われる。

## ① ステップ1

第  $n$  スロット目の第  $m$  シンボルにおける3つの受信アンテナウエイト  $w_{k,l}^{(+\theta_{MEAS})}(n, m)$ ,  $w_{k,l}^{(i,0)}(n, m)$ ,  $w_{k,l}^{(-\theta_{MEAS})}(n, m)$  で各アンテナにおける受信信号を重み付き合成した信号の第  $n$  スロットのSIR測定値をそれぞれ、 $SIR_{k,l}^{(+\theta_{MEAS})}(n)$ ,  $SIR_{k,l}^{(i,0)}(n)$ ,  $SIR_{k,l}^{(-\theta_{MEAS})}(n)$  とすると、

$$SIR_{k,l}^{(+\theta_{MEAS})}(n) > SIR_{k,l}^{(-\theta_{MEAS})}(n) + \Delta_{SIR} \cdot w_{k,l}^{(i,0)}(n+1,1) = w_{k,l}^{(i,+\theta_{UPD})}(n, N_D)$$

$$SIR_{k,l}^{(-\theta_{MEAS})}(n) > SIR_{k,l}^{(+\theta_{MEAS})}(n) + \Delta_{SIR} \cdot w_{k,l}^{(i,0)}(n+1,1) = w_{k,l}^{(i,-\theta_{UPD})}(n, N_D)$$

$$SIR_{k,l}^{(+\theta_{MEAS})}(n), SIR_{k,l}^{(-\theta_{MEAS})}(n) \leq SIR_{k,l}^{(i,0)}(n) + \Delta_{SIR} \cdot w_{k,l}^{(i,0)}(n+1,1) = w_{k,l}^{(i,0)}(n, N_D) \quad (15)$$

ここで、 $N_D$  は1スロット当りのデータシンボル数、 $\theta_{UPD}$  は受信アンテナウエイトの更新角度である。

## ② ステップ2

第2ステップでは、第1ステップで更新された受信アンテナウエイトの中央の受信アンテナウエイトを適応アルゴリズム（文献[26]の評価ではN-LMSアルゴリズム）を用いて更新する。

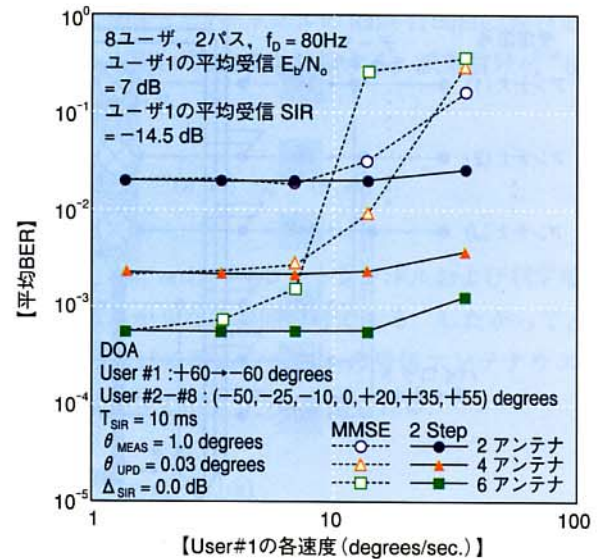
図15に2ステップの高速受信ウエイト追尾法を用いたときの移動局の平均移動角速度に対する平均BER特性を示す[26]。全ユーザ数は8とし、希望波（User #1）は+60.0度から-60.0度までを、横軸の角速度で移動するものとし、干渉ユーザ（User #2, #3, #4, #5, #6, #7, #8）のDOAはそれぞれ、-50.0, -25.0, -10.0, 0.0, +20.0, +35.0, +55.0度で固定とした。ユーザ1および干渉ユーザの平均受信  $E_b/N_0$  はそれぞれ7dB, 13dBとした（したがって、ユーザ1の平均SIRは約-14.5dBである）。比較のため、N-LMSのみを用いる場合の追尾特性も併せて示す。

同図より、SIR測定およびN-LMSアルゴリズムを併用する2ステップの受信アンテナウエイト更新法は、角速度34degrees/sec（基地局から100m離れた地点における移動速度は約220km/h）程度までの信号到来角の変化に追従できることが分かる。

## 4.2 下りリンク送信ウエイト生成法

### 4.2.1 下りリンク送信アンテナウエイト生成法

現実的なアンテナ素子配列数は1セクタ当りに収容できる音声伝送（低速



BER: Bit Error Rate (ビット誤り率)  
DOA: Direction Of Arrival (到来方向)  
 $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
MMSE: Minimum Mean Squared Error (平均2乗誤差最小)  
SIR: Signal-to-Interference power Ratio (希望波信号電力対干渉波信号電力比)

図15 2ステップの受信アンテナウエイト更新の追尾特性

レート) ユーザ数に比較して非常に小さく、生成できるビーム数の数はアンテナ素子配列数に依存するため、各低速レートユーザの信号到来方向に対してビームヌルを生成することは困難である。したがって、CAAAD受信部で生成されるビームパターンでは、高送信電力の高速レートユーザの信号到来方向に対して優先的にビームヌルを生成する。一方、下りリンクにおける低速レートユーザの受信品質は他ユーザ（特に高速レートユーザ）からの干渉をいかに低減するか主に依存する。そこで、下りリンクにおいてAAA-TDに加えて、高速TPCを併用することにより高速レートユーザからの干渉を低減する（図16）。すなわち低速レートユーザの送信アンテナウエイトは高速レートユーザの方向に対してビームヌルを有する送信アンテナウエイトで送信する。この結果、多くの低速レートユーザからの高速レートユーザの方向への干渉が低減し、したがって高速TPCを行うことにより高速レートユーザの送信電力を低減できる。また、高速レートユーザは自チャンネルの方向に指向性を有する送信アンテナウエイトで送信することによりさらに送信電力を低減できる。その結果として高速レートユーザの送信電力、したがって低速レートユーザ方向への干渉が低減でき、システム容量を増大できる[27]。

実際の環境においては、高速レートのDPCHの数は少ないものの、多数の低速レートのDPCHが存在する。下りリ





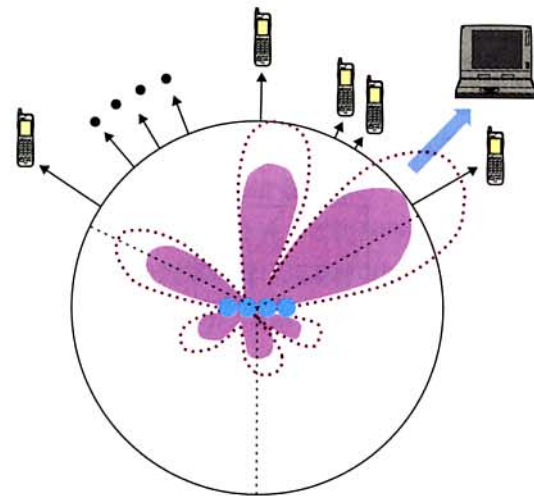
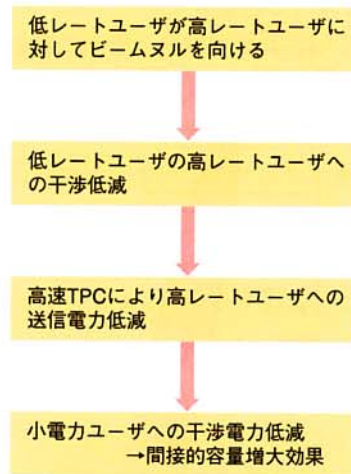
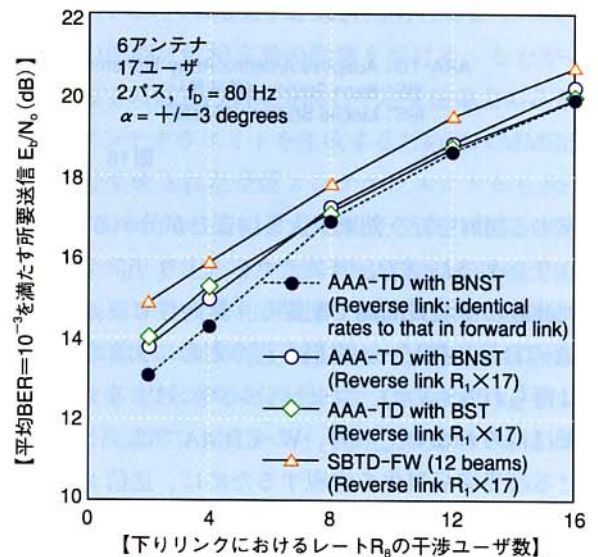


図16 下りリンクにおける送信アンテナウエイトと高速送信電力制御の併用

リンクの送信アンテナウエイトは、上りリンクの受信アンテナウエイトを元に生成するが、上りリンクの受信アンテナウエイト生成法として、①希望波のDOAにメインローブを生成し、電力の大きな干渉波のDOAにビームヌルを生成する受信ウエイトを生成する方法（以下、ビーム・ヌルステアリング法）、②希望波のDOAへメインローブのみを生成する方法（ビームステアリング法）、③固定受信ウエイトの最適な受信ビームを選択する（スイッチトビーム法）3種類の方法がある。この3種類の方法で生成した受信アンテナウエイトを送信アンテナウエイト生成として用いた場合の下りリンクにおける平均BER =  $10^{-3}$ を満たすための送信  $E_b/N_0$ 特性を図17に示す[28]。アンテナ数は6とし、17通信ユーザ（16干渉ユーザ）環境における特性を示す。希望波のDPCHのシンボルレートを  $R_1$ とし、下りリンクにおける16干渉ユーザの中のDPCHのシンボルレートが  $R_8 = R_1 \times 8$ であるチャンネル数を横軸にしてある（DPCHの送信電力はシンボルレートに比例するものと仮定しているので、 $R_8$ のDPCHは  $R_1$ のそれに対して8倍の送信電力である）。上りリンクにおけるDPCHのシンボルレートはすべて  $R_1$ とした。ただし、ビーム・ヌルステアリング法では、上りリンクにおける干渉波のDPCHのシンボルレートを下りリンクと同様にした場合の特性も併せて示す。同図から明らかなように、干渉ユーザ数がアンテナ自由度よりも非常に多い環境においては、ビーム・ヌルステアリング法は、ビームステアリング法とほぼ等しいBER特性になっている。しかしながら、下りリンクにおける高速レートユーザが少数（4程度以下）で、しかもこれらの高速レートユーザの上りリンクにおけるDPCHのシンボルレートも低速レートユーザに比較して大きい場合には、ヌル制御も行う効



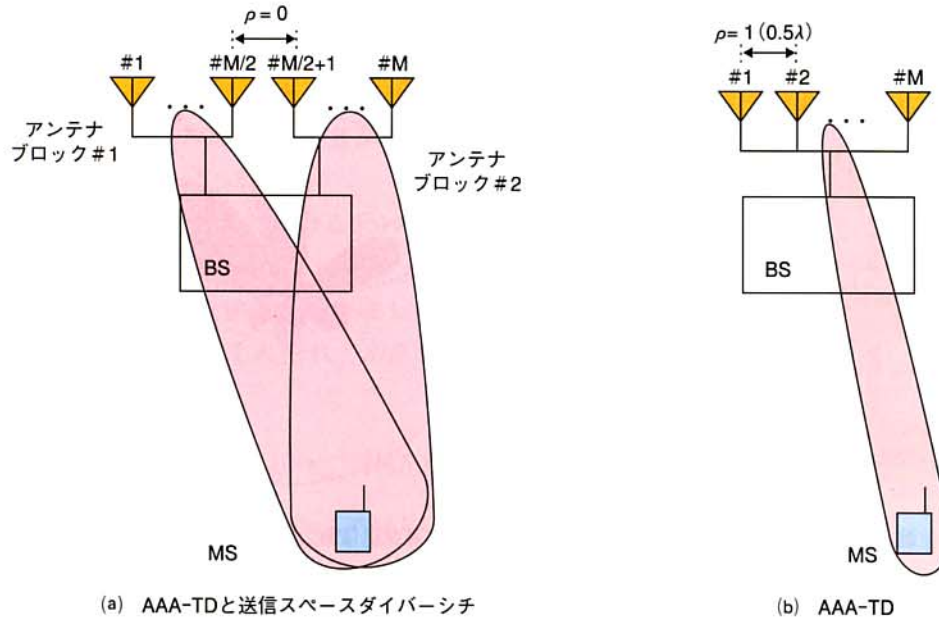
AAA-TD: Adaptive Antenna Array Transmit Diversity (アダプティブアンテナアレイ送信ダイバーシティ)  
 BER: Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 BNST: Beam and Null Steering (ビームヌルステアリング法)  
 BST: Beam Steering (ビームステアリング法)  
 $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
 SBTDFW: Switched Beam Transmit Diversity with Fixed Weight (固定ウエイトのスイッチトビーム送信ダイバーシティ)

図17 下りリンクアダプティブアンテナアレイ送信ダイバーシティのウエイト生成法の比較

果が現れている。さらに、それぞれのユーザのDOAに対してメインローブを生成するビームステアリング法およびビーム・ヌルステアリング法は、固定ウエイトの最適なビームで送信するスイッチトビーム法に比較して、所要送信  $E_b/N_0$ を1.2~1.8dB低減できており、この結果より各ユーザのDOAに対して個別にメインローブ







AAA-TD: Adaptive Antenna Array Transmit Diversity (アダプティブアンテナアレイ送信ダイバーシチ)  
 BS: Base Station (基地局)  
 MS: Mobile Station (移動局)

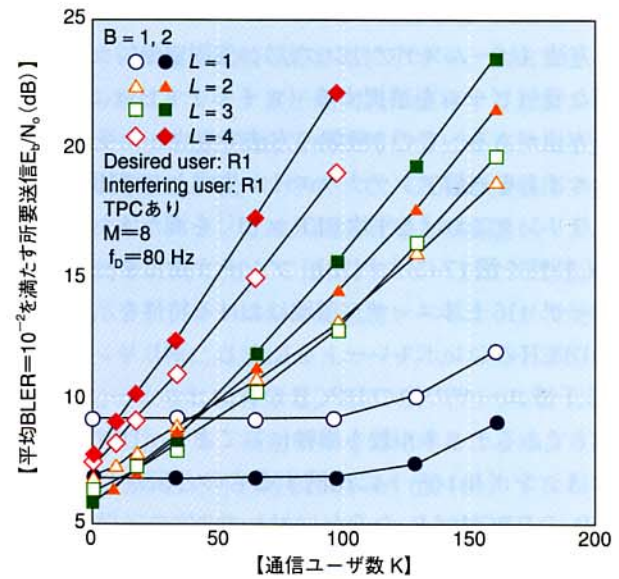
図18 下りリンクにおけるアンテナ構成法

を生成する制御を行う効果が大きいことが分かる。

下りリンクにおいて、アンテナを（上りリンクの）キャリア周波数の半波長間隔で配置し、指向性ビーム送信を行うAAA-TDは、狭ビーム送信を行うために大きな干渉抑圧効果は得られるものの、フェージングに対するダイバーシチ効果は得られない。一方、W-CDMAでは、下りリンクにおける高受信品質化を実現するために、送信ダイバーシチが用いられている。

そこで、下りリンクにおける干渉抑圧効果とダイバーシチ効果のリンク容量に与える影響について評価した。図18に、全アンテナ数をMとした場合の、AAA-TD構成およびアンテナを2ブロック化して、ブロック内は指向性ビーム送信、ブロック間は送信ダイバーシチ制御を行う構成のアンテナ配置および生成ビームの説明を示す[29]。図18(a)の構成では、ブロック間をキャリア周波数の波長に比較して十分離して配置する。図18(b)の構成に比較してダイバーシチ効果を得ることができるものの、各ブロックで生成される指向性ビームのビーム幅は2倍になる。

下りリンクにおいて図18(a), (b)に示すアンテナ配置を用いたAAA-TDの通信ユーザ数に対する平均BLER =  $10^{-2}$ を満たす所要送信  $E_b/N_0$  特性を図19に示す[29]。送信  $E_b/N_0$  は、高速TPCを用いたときの情報1ビット当りの送信電力対受信機の背景雑音電力密度比であ



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  
 (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
 TPC: Transmission Power Control (送信電力制御)

図19 下りリンクにおける干渉抑圧効果とダイバーシチ効果

る、 $M=8$ とし、全アンテナを用いたAAA-TD (図中  $B=1$  で示す)、およびアンテナを2ブロック化 ( $B=2$ ) した場合の特性を示す。最大ドップラ周波数  $f_D=80\text{Hz}$  の等平均電力  $L$  パスの伝搬モデルとした。干渉波のDPCHのシンボルレートは希望波のそれと同じものと仮定した。同図より、





$L=1$ の場合を除いては、ユーザ数が少ない場合には、2ブロック化して干渉抑圧効果を一部犠牲にしてダイバーシチ効果を得るほうが、所要送信 $E_b/N_0$ を低減できていることが分かる。しかしながら、ユーザ数が非常に多い干渉リミテッドな環境においては、すべてのアンテナを用いてビーム幅を狭くして他ユーザからの干渉を抑圧する方が、所要送信 $E_b/N_0$ を低減でき、したがって大容量化できることが分かる。 $L=1$ のフラットフェージングの場合には、移動局受信においてRakeダイバーシチ効果が期待できないために、2ブロック化した方が良好な特性が得られている。

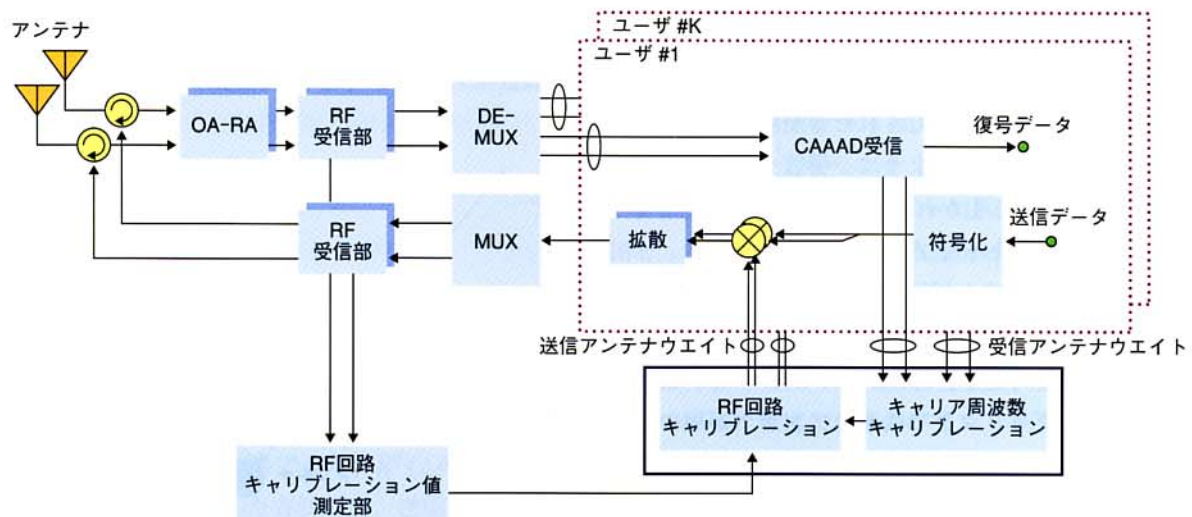
#### 4.2.2 キャリブレーション

FDD (Frequency Division Duplex) 方式であるW-CDMAにおいては、上りリンクで生成した受信アンテナウエイト(ビームパターン)に次の2つのキャリブレーションを施すことにより、下りリンクの送信アンテナウエイトを生成する[30]~[33]。

##### (1) RF回路キャリブレーション

AAA送受信を行う基地局装置のブロック構成を図20に示す。説明を簡単にするため、アンテナ数2のときの2MSに対する適応アンテナウエイト生成処理部を有する場合の構成を示す。上りリンクの各アンテナにおける受信信号は、無線周波数(RF: Radio Frequency)受信回路で帯域制限および増幅後、CAAAD受信部で逆拡散した後の信号に対し、複素の受信アンテナウエイトの重み付き合成、各パスのフェージングに起因する位相および振幅変動の推定(チ

ヤネル推定)およびRake合成される。Rake合成後の信号はデインターリーブ後、誤り訂正復号され、送信データ系列が再生される。一方、BS送信部ではチャンネル(誤り訂正)符号化、インターリーブおよび4相位相変調(QPSK: Quadrature Phase Shift Keying)データマッピングされた同相(I)および直交(Q)成分は複素の送信アンテナウエイトを乗算、および拡散されてRF送信部で周波数変換および増幅されて送信される。3章で説明した受信アンテナウエイトの更新はベースバンドのデジタル信号処理で実現する方法が現実的である。この場合、図20から分かるようにCAAAD受信部で生成された受信アンテナウエイトはアンテナ端における希望波、干渉波の到来方向および平均受信電力に加えて、RF受信回路の振幅/位相変動の影響を受けている。さらにベースバンドのデジタル処理部で生成された送信アンテナウエイトは送信機出力端までの間にRF送信回路の振幅/位相変動の影響を受ける。したがって、アンテナ端での信号の到来方向と平均受信電力のみを反映する受信アンテナウエイトを生成するためにはMMSEアルゴリズムで生成された受信アンテナウエイトからRF受信回路のプランチ間の振幅/位相偏差を取り除く必要がある。 $j(1 < j < J, J: \text{アンテナ素子配列数})$ 番目の受信系の低雑音増幅器から自動利得制御(AGC: Automatic Gain Control)増幅器の制御電圧補正後までのRF受信回路の複素伝達関数を $x_{RX}^{(j)}$ とすると理想的な(すなわち $x_{RX}^{(j)} = 1$ のときに相当)複素アンテナウエイト $w_{ideal}^{(j)}$ は式(16)で表される。



- CAAAD: Coherent Adaptive Antenna Array Diversity (コヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシチ)
- DE-MUX: DE-MultipleX (分配)
- MUX: MultipleX
- OA-RA: Open Air Receiver Amplifier (屋外受信アンブ)
- RF: Radio Frequency (無線周波数)

図20 アダプティブアンテナアレイ送受信機の構成





$$w_{ideal}^{(j)} = w_R^{(j)} x_{RX}^{(j)}, \quad (16)$$

ここで、 $w_R^{(j)}$ はCAAAD受信部で生成された複素受信アンテナウエイトである。式(16)で得られるアンテナウエイトに対して、さらにベースバンドの送信アンテナウエイト生成部においてRF送信回路の伝達関数の影響をあらかじめ補償しておく必要がある。 $x_{TX}^{(j)}$ をj番目のRF送信ユニットの伝達関数とすると、AAA送信ダイバシティ処理部で生成すべき送信アンテナウエイト $w_T^{(j)}$ は式(17)で表わされる。

$$w_T^{(j)} = w_{ideal}^{(j)} / x_{TX}^{(j)} = w_R^{(j)} (x_{RX}^{(j)} / x_{TX}^{(j)}), \quad (17)$$

CAAAD受信部で生成された受信アンテナウエイトに式(17)のようなRF受信/送信回路の伝達関数のキャリブレーションを施すことにより、アンテナ送信端で希望信号の到来方向にメインローブを生成する送信アンテナウエイトを生成することができる。

実際のシステムにおいては、通信中の受信信号（上りリンク）、および送信信号（下りリンク）が存在するために、これらの通信中信号を前提としたRF回路キャリブレーション、すなわち並列するRF送信/受信無線部回路の振幅/位相偏差の測定を行う必要がある。文献[34]では、通信中の受信信号を用いて、RF受信無線部回路の振幅/位相偏差の測定を行うオンラインキャリブレーション法が提案されている。

また、文献[35]では、受信機入力にキャリブレーション用の参照信号を入力するオンラインキャリブレーションが提案されている。受信機に入力された参照信号は、通信中信号に対して干渉とならないように、受信ベースバンド処理部で受信信号から差し引かれる構成になっている。

## (2) キャリア周波数キャリブレーション

W-CDMAはFDD方式を採用しているために、上り/下りリンクでキャリア周波数が異なる（ドコモの2GHz帯の商用周波数の周波数間隔は190MHzである）。一方、基地局においては上り/下りリンクで共通のアンテナが用いられる。したがって、アレイアンテナをアンテナ間隔を上りリンクのキャリア周波数の半波長間隔で線形配置した場合を考えると、上りリンクで生成した受信アンテナウエイト（ビームパターン）を、そのまま下りリンクにおける送信アンテナウエイトに適用したとすると（ここで、4.2.1項の基地局装置のRF送受信回路の振幅/位相偏差のキャリブレーションは、行われたものと仮定する）、送信ビームパター

ンにおけるメインローブの方向は、本来の希望波信号の到来方向に対してずれてしまう。この現象について以下、図21を用いて説明する[36]。図21における上りリンクにおける希望波信号の到来方向を $\theta$ とする。したがって、連続する2アンテナの伝搬距離差 $A (= \lambda_{RX} \sin \theta / 2)$ に相当する位相差 $\delta$ は式(18)で表される。

$$\delta = A \times \frac{2\pi}{\lambda_{RX}} = \pi \sin \theta \quad (18)$$

ここで、 $\lambda_{RX}$ は上りリンクのキャリア周波数の波長である。4.1章で説明したCAAAD受信機では、式(18)の位相差を補正するように受信アンテナウエイトを生成する。CAAAD受信部で生成した受信アンテナウエイトを直接、送信アンテナウエイトとして用いた場合には、下りリンクの送信信号の隣接する2アンテナ間の伝搬距離差 $B$ は、式(19)のようになる。

$$B = \delta \times \frac{\lambda_{TX}}{2\pi} = \frac{\lambda_{TX}}{2} \sin \theta \quad (19)$$

ここで、 $\lambda_{TX}$ は下りリンクのキャリア周波数の波長である。 $\theta$ を送信ビームパターンにおけるメインローブの方向とすると、式(19)の $B$ は、 $\lambda_{RX} \sin \theta' / 2$ に等しいので、 $\theta'$ は式(20)のようになる。

$$\theta' = \sin^{-1} \left( \frac{\lambda_{TX}}{\lambda_{RX}} \sin \theta \right) = \sin^{-1} \left( \frac{f_{RX}}{f_{TX}} \sin \theta \right) \quad (20)$$

ここで、 $f_{RX}$ 、 $f_{TX}$ はそれぞれ上り/下りリンクのキャリア周波数である。したがって、式(20)から明らかなように、 $\theta =$

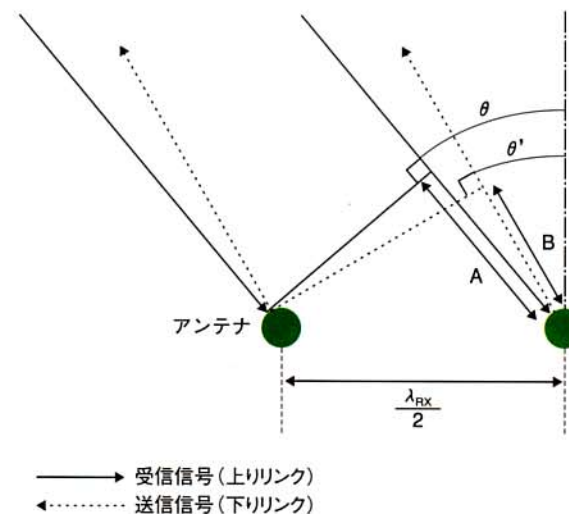


図21 アンテナ間の伝搬遅延時間差の説明図



0でない場合には、すなわち希望波信号の到来方向が線形配置されたアンテナの正面方向でない場合には、送信ビームパターンにおけるメインローブの方向 $\theta'$ は、上りリンクで推定した希望波信号の到来方向 $\theta$ からずれてしまうことになる。したがって、下りリンクの送信ビームパターンにおける $\theta'$ が、 $\theta$ に一致するように補正する必要がある。以下、この補正をキャリア周波数キャリブレーションと呼ぶ。このキャリア周波数キャリブレーションの方法として、送信ビームパターンにおけるメインローブの方向が、受信ビームパターンにおけるメインローブの方向に一致するように、送信ビームパターンを補正する方法がある[36]。こ

の受信ビームパターンにおけるメインローブの方向に基づくキャリア周波数キャリブレーション例を図22に示す。まず、受信ビームパターンにおける最大利得になる方向からメインローブの方向を推定する。次に、上り/下りリンクのキャリア周波数から、受信ビームパターンおよび送信ビームパターンにおけるメインローブの方向差、 $\Delta\theta$ を式(21)から求める。

$$\Delta\theta = \sin^{-1} \left\{ \left( \frac{f_{TX}}{f_{RX}} - 1 \right) \sin\theta \right\} \quad (21)$$

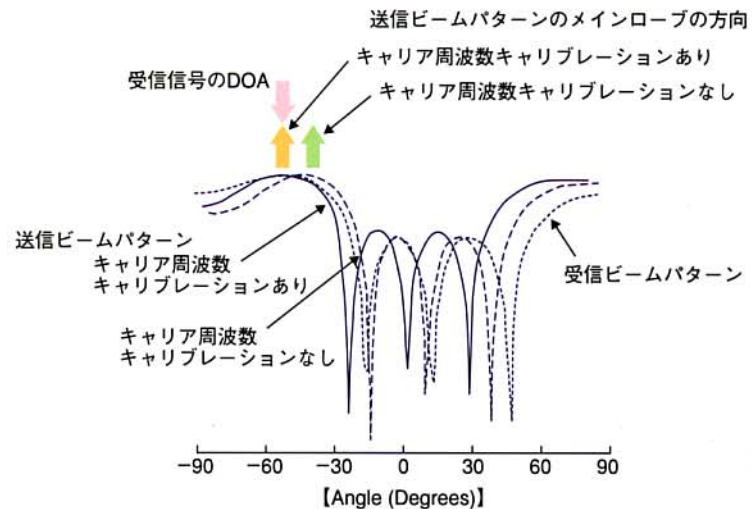
各アンテナの受信アンテナウエイトを $\Delta\theta$ だけ位相回転することにより、各アンテナの送信アンテナウエイト $w_{TX}^{(j)}$ は、式(22)のように生成される。

$$w_{TX}^{(j)} = w_{RX}^{(j)} \cdot R^{(j)}(\Delta\theta) \cdot \begin{pmatrix} x_{RX}^{(j)} \\ x_{TX}^{(j)} \end{pmatrix}, \quad (22)$$

ここで、 $R(\Delta\theta)$ は、

$$R(\Delta\theta) = (1, e^{j\sin\Delta\theta}, e^{j2\sin\Delta\theta}, e^{j3\sin\Delta\theta}, \dots) \quad (23)$$

で表されるステアリングベクトルであり、 $R^{(j)}(\Delta\theta)$ は $R(\Delta\theta)$ の $j$ 成分を表す。以上説明した方法では、送信ビームパターンにおけるメインローブの方向のみ補正され、ビームヌルの方向は、ビームパターンのそれらとずれてしまう。音声伝送などの低速レートの通信者が、アンテナ自由度(アンテナ数-1)に比較して非常に多数存在する実際の環境においては、ビームヌルを精度良く干渉波信号が集中し



DOA : Direction Of Arrival (到来方向)

図22 キャリア周波数キャリブレーションの原理

ている方向に向ける効果はあまり大きくない。しかしながら、高送信電力の少数の高速レートユーザが存在する環境においては、希望波信号に対するメインローブの方向の補正に加えて、ビームヌルの方向も補正するキャリア周波数キャリブレーションを行うことにより、さらに高精度な送信アンテナウエイトの生成ができる。

## 5. 実験

本章では、上りリンクにおけるパラレル型COMSICおよびCAAAD受信(上りリンク)/AAA-TD(下りリンク)の室内および屋外実験結果について述べる。実験装置諸元を表1に示す。チップレートは4.096Mcpsで、拡散帯域幅は5MHzである。上りリンク(移動局送信)において、ビットレート18.9kbit/sの情報データ系列は、189ビットごとに16ビットのCRC(Cyclic Redundancy Check)ビットが付加され、レート1/3、拘束長9ビットの畳み込み符号化を行った後、2フレーム長(20ms)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Iチャンネルに、チャンネル推定のためのパイロットシンボル、下りリンク高速TPCのためのTPCシンボルはQチャンネルに直交多重される。1フレームは10ms長であり、0.625ms周期のスロット16個で構成される。1スロット当り、Iチャンネルは40シンボルの符号化データシンボルで構成され、Qチャンネルには6パイロットシンボルと2TPCシンボルおよび本検討では送信ダイバーシチの制御は行わ





表1 実験装置諸元

チップレート (拡散帯域)		4.096 Mcps (5 MHz)
キャリア周波数 (上り/下り)		1990.5/2175.0 MHz
シンボルレート		64 ksps
拡散率	符号化データ(I)	64
	パイロット(Q)	256
I/Qチャンネル送信電力比		4:1
拡散符号	チャネライゼーションコード	Walsh-Hadamardコード
	スクランブルコード	Goldコード
変調	データ変調(上り/下り)	BPSK/QPSK
	拡散変調	QPSK
チャンネル符号化/復号		畳み込み符号化 (R=1/3, K=9) 軟判定ビタビ復号
インタリーブ長		20ms
Rakeダイバーシチ		最大4フィンガ/アンテナ

BPSK: Binary Phase Shift Keying (2値位相変調)  
QPSK: Quadrature Phase Shift Keying (4相位相変調)

なかったため、FBIシンボルとして2ダミーシンボルの計10シンボルで構成される。したがって、Iチャンネルのシンボルレートは64kspsであり、拡散率は $SF=64$ 、処理利得は $P_g=192 (=64 \times 3)$ である。一方、QチャンネルのSFは256である。また、QチャンネルのIチャンネルに対する送信電力比は、計算機シミュレーション結果によりフレーム効率とチャンネル推定精度のトレードオフから平均BLER $=10^{-2}$ を満たす送信電力を最小にする値として1/4を用いた。Iチャンネルは64チップ周期、Qチャンネルはチップ周期の直交Walsh符号のチャネライゼーションコードと繰り返し周期が $640 \times 2^{29}$ チップ長のスクランブルコードで2重拡散される。拡散データ系列はロールオフファクタ0.22のルートナイキストフィルタで帯域制限され、1990.5MHzのキャリア周波数に変換された後、電力増幅器で増幅されて送信される。下りリンクについては、パイロットシンボル、TPCシンボルがデータシンボルに時間多重される構成を用い、キャリア周波数は2175MHzとした。移動局および基地局の最大送信電力はそれぞれ、2Wおよび6Wである。

受信機では1ブランチ受信または2ブランチのアンテナダイバーシチ受信を用いた。受信機に入力した拡散変調信号はIF周波数に周波数変換後、AGC増幅器で線形増幅され、直交検波される。直交検波されたI/Qベースバンド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、ルートナイキストフィルタで帯域制限される。Rake合成に必要な受信パスタイミングの検出

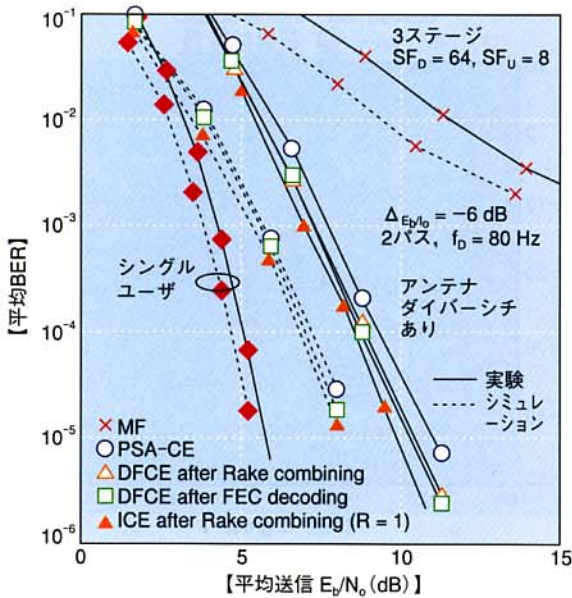
(パスサーチ)は、MF出力信号で生成した電力遅延プロファイル(Power Delay Profile)に基づいて行った。まず、各アンテナブランチごとに1/4チップ周期ごとの各受信タイミング候補(サーチウィンドウ幅は64チップ周期)におけるパイロットシンボルの逆拡散出力を2スロット区間で同相加算し、これを100ms区間電力平均することで、電力遅延プロファイルを生成する。得られた電力遅延プロファイルの上位2つのピーク電力を除く平均電力より3dB大きい値を超える電力を検出したブランチ当り最大2タイミングをRake合成するパスの受信タイミングとした。このRake合成パスのパスサーチは100msごとに更新した。

## 5.1 COMSIC実験

まず、フェージングシミュレータを用いたパラレル型COMSICの室内実験結果について述べる。3ユーザ環境(2干渉ユーザ)における3ステージの繰り返しチャンネル推定を用いるパラレル型COMSICを用いたときの、平均送信 $E_b/N_0$ に対する平均BER特性を図23に示す[37]。伝搬モデルは、 $f_0=80\text{Hz}$ の、等平均電力2パスモデルとした。高速TPCおよび2ブランチのアンテナダイバーシチを用いた。希望波信号および干渉波信号のDPCHの拡散率は、それぞれ $SF=64$ (64ksps)、8(512ksps)とした。また、高速TPCにおける希望波と干渉波の目標 $E_b/I_0$ の比は $\Delta E_b/I_0=-6\text{dB}$ とした(したがって、希望波のDPCHの同じ $SF=64$ を仮定した場合には、64チャンネル相当の干渉電力が存在することに相当する)。比較のため、パイロットシンボルのみを用いたチャンネル推定を行う、パラレル型COMSIC、MFベースのRake受信、シングルユーザ時のBER特性も併せて示す。さらに計算機シミュレーション結果も図中に点線で示す。同図よりMFベースのRake受信では、大きなMUIに起因してシングルユーザ受信時に比較してBER特性が非常に劣化していることが分かる。しかしながら、パラレル型COMSICを用いることによりこのMUIが抑圧できているために、BER特性が大幅に改善できている。さらに、繰り返しチャンネル推定を用いるCOMSICは、パイロットシンボルのみのチャンネル推定を用いる場合に比較して、チャンネル推定精度の改善に伴う干渉レプリカの精度が向上するため





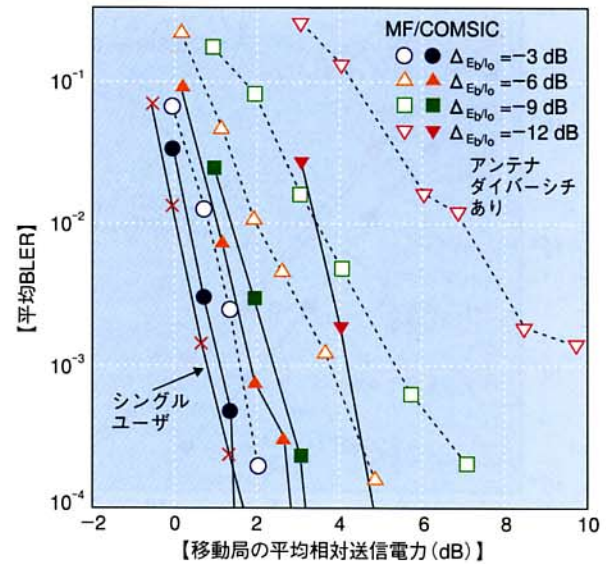


- BER: Bit Error Rate (ビット誤り率)
- COMSIC: COherent MultiStage Interference Canceller (コヒーレントマルチステージ干渉キャンセラ)
- DFCE: Decision Feedback Channel Estimation (判定帰還チャネル推定)
- $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)
- ICE: Iterative Channel Estimation (繰り返しチャネル推定)
- FEC: Forward Error Correction (誤り訂正符号化)
- MF: Matched Filter (マッチトフィルタ)
- PSA-CE: Pilot-Symbol Assisted Channel Estimation (パイロットチャネル推定)
- SF: Spreading Factor (拡散率)

図23 パラレル型COMSICの平均BER特性 (室内実験)

に、平均BER =  $10^{-3}$ を満たす所要送信  $E_b/N_0$ を約1.0dB低減できている。繰り返しチャネル推定を用いるCOMSICのシングルユーザ受信時からの、所要送信  $E_b/N_0$ の増大は約2.7dBである。

次にパラレル型COMSICの2移動局が存在する環境(1干渉移動局)下での平均BLER特性の屋外実験結果について述べる。上り/下りリンクともに高速TPCを行い、下りリンクの目標  $E_b/I_0$ は移動局において平均BLER =  $10^{-2}$ を満たす一定値とした。実験は千葉県船橋市で行った(実験コースおよびコースにおける伝搬環境の詳細な説明については、文献[38]を参照)。干渉局は基地局から見通しとなる約700m離れた場所に固定した。図24にパラレル型COMSIC受信を用いたときの移動局の相対送信電力に対する平均BLER特性を示す(シングルユーザ受信時における平均BLER =  $10^{-2}$ となる送信電力を基準送信電力とした)[38]。2ブランチのSD受信を用い、 $\Delta E_b/I_0$ を-9および-12dBとした( $\Delta E_b/I_0$ が小さくなるほど干渉電力は増大する)。同図より、MFベースのRake受信は、 $\Delta E_b/I_0$ が小さくなるに従って大きなMUIに起因して、移動局の送信電力が非常に増



- BLER: BLock Error Rate (ブロック誤り率)
- COMSIC: COherent MultiStage Interference Canceller (コヒーレントマルチステージ干渉キャンセラ)
- $E_b/I_0$ : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対干渉電力密度比)
- MF: Matched Filter (マッチトフィルタ)

図24 パラレル型COMSICを用いたときの移動局の平均送信電力に対する平均BLER特性 (屋外実験)

大している。一方、COMSICを用いることにより、 $\Delta E_b/I_0 = -9$  (-12) dBのとき、MFベースのRake受信に比較して平均BLER =  $10^{-2}$ を満たす移動局の所要平均送信電力を約2.0 (3.6) dB低減できていることが分かる。また、干渉レプリカの生成誤差に起因して、シングルユーザ受信時に比較して所要送信電力は約1.3 (3.3) dB増大している。

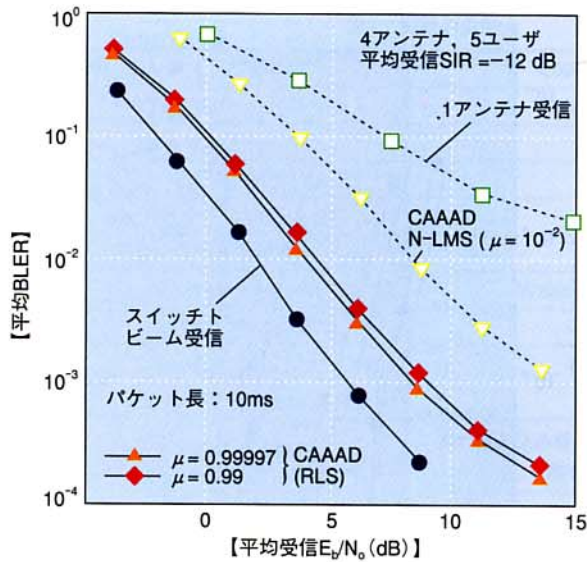
## 5.2 AAA実験

### 5.2.1 室内実験

まず、室内実験でCAAAD受信の効果を評価した。各ユーザの送信信号を互いに無相関の2パスのレイリーフェージングを生成するハードウェアシミュレータに入力した。実伝搬環境では、各ユーザからの信号は各アンテナごとにそれぞれ若干異なる方向から到来する。しかし、本実験では基地局と移動局との間の距離が十分離れていると仮定し、全アンテナへの到来角は同じであると仮定した。また、レイリーフェージングを形成する各素波の到来角度の広がりは無視した(アンテナ間のフェージング相関  $\rho$  が1であるとした)。パス間の遅延差は  $0.3 \mu s$  (これは1.23チップに相当する)とし、2つのパスの到来方向は同じである(すなわち角度広がり  $\alpha = 0$ 度)と仮定した。したがって、アンテナ  $j$  で受信される信号は式(24)の







BLER: BLock Error Rate (ブロック誤り率)  
 CAAAD: Coherent Adaptive Antenna Array Diversity (コヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシチ)  
 $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
 N-LMS: Normalized-Least Mean Square (正規化LMS)  
 RLS: Recursive Least Squares  
 SIR: Signal-to-Interference power Ratio (希望波信号電力対干渉波信号電力比)

図25 スイッチトビーム受信を用いたときの平均受信  $E_b/N_0$  に対する平均BLER特性 (室内実験)

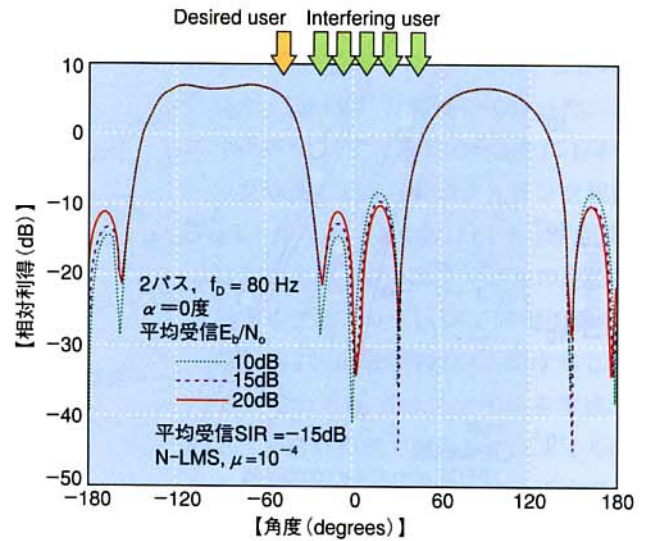
ような位相差だけがアンテナ間で生じることになる。

$$\psi_j = 180 \times (j-1) \sin \theta \quad (24)$$

ここで  $\theta$  は到来角であり、アンテナは半波長間隔の線形配置を仮定した。Lパスのレイリーフェージング波は4分配された後、アンテナごとに式(24)で与えられる到来方向に応じた位相差を移相器により付加して他ユーザの信号と合成される。さらにガウス雑音を加えて受信機へ入力した。

### (1) 上りリンクの特性

図25にスイッチトビーム受信とCAAAD受信を用いた場合の平均受信  $E_b/N_0$  に対する平均BLER特性を示す[39]。メッセージ長10msのパケットは16スロットで構成されており、各スロットはQチャネルに8個のパイロットシンボル、Iチャネルに40個のデータシンボルが多重されている。また、4アンテナ5ユーザとし、希望波信号および干渉波信号のDOAを  $\theta_D = 0$  度、 $\theta_1 = -50, -25, +30, +40$  度、平均受信SIRは-12dBとした。伝搬モデルは、 $L = 2$ パスモデルとし、到来パスの角度広がり度を  $\pm 5$  度に設定した。図から、CAAAD受信ではRLSアルゴ



CAAAD: Coherent Adaptive Antenna Array Diversity (コヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシチ)  
 $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
 N-LMS: Normalized-Least Mean Square (正規化LMS)  
 SIR: Signal-to-Interference power Ratio (希望波信号電力対干渉波信号電力比)

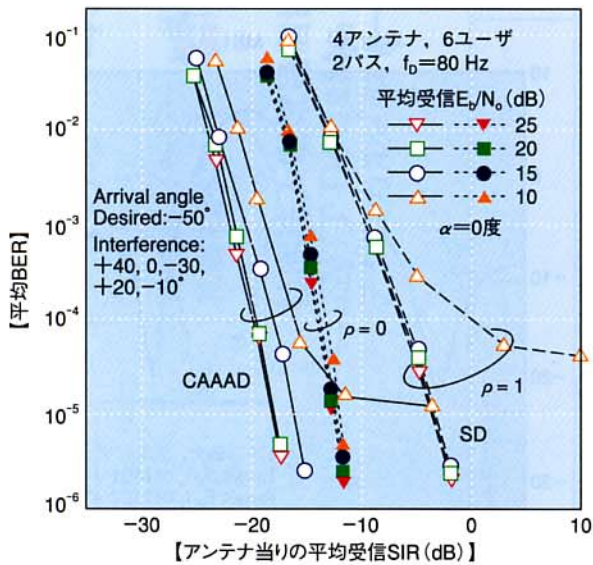
図26 CAAAD受信の受信ビームパターンの一例 (室内実験)

リズムを用いた場合に受信アンテナウエイトが収束するまでの最初の数スロットにおける干渉に起因する誤りのために、平均BLER =  $10^{-2}$  を満たす所要平均受信  $E_b/N_0$  は、スイッチトビーム受信に比較して約1.8dB劣化している。また、忘却係数が小さい場合に若干特性が劣化しているのは、収束後の受信アンテナウエイトの変動が大きくなっているためと考えられる。一方、スイッチトビーム受信では、固定アンテナウエイトを用いるために、指向性利得の増大に起因して、10ms長の短いパケットに対して最も良好な平均BLER特性を得ることができる。

次にCAAAD受信を用いた場合の室内実験結果について述べる。受信アンテナウエイト更新には、Rake合成後の信号のMSEが最小になるようにN-LMSアルゴリズムを用いた。図26に上りリンクにおけるアンテナ数が4のときのユーザ数が6 (5干渉ユーザ) の場合の観測ユーザ (ユーザ1) の1パス目の収束後の指向性パターンを示す[23]。アンテナの配列線に垂直な方向を0度として、ユーザ1、および2~6の信号到来方向をそれぞれ-50度、および-30, -10, 0, +20, +40度とした。ウエイトの初期値は1アンテナのみ1、他はすべて0とした。希望波信号の平均受信SIR = -15dBとし、平均受信  $E_b/N_0$  (ここで  $N_0$  は受信機の背景雑音電力密度である) をパラメータにした。同図より干渉ユーザ数が生成できるビームヌルの数より多いものの、観測ユーザ







BER: Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 CAAAD: Coherent Adaptive Antenna Array Diversity  
 (コヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシチ)  
 $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio  
 (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
 SD: Space Diversity (スペースダイバーシチ)  
 SIR: Signal-to-Interference power Ratio  
 (希望波信号電力対干渉波信号電力比)

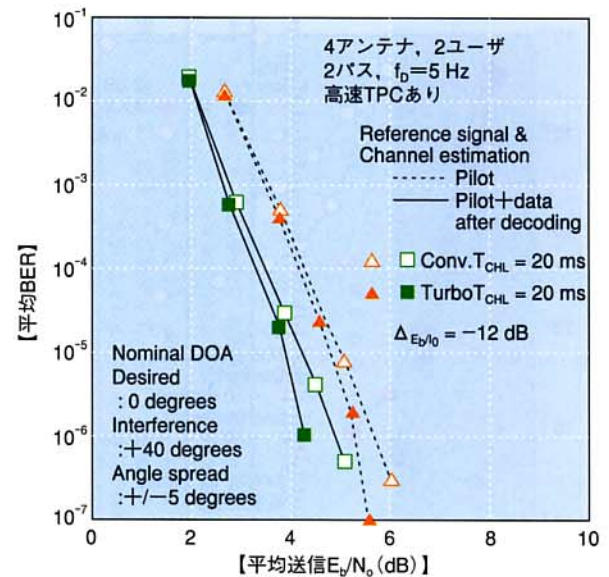
図27 CAAAD受信を用いたときの平均BER特性 (室内実験)

方向に対して15dB程度の干渉抑圧が実現できていることが分かる。また、平均受信  $E_b/N_0$  が大きいほどビームヌルが深くなっている様子が分かる。

図27に上りリンクにおけるCAAAD受信を用いたときの希望波ユーザの平均受信  $E_b/N_0$  を、パラメータとしたときの平均受信SIR対平均BER特性を示す[23]。比較のため、4ブランチのMRCを行うSD受信を用いたときの特性も併せて示す(アンテナ間のフェージング相関が  $\rho=0$  および1の場合の特性を示している)。ここでCAAAD受信ではアンテナ間隔は半波長であるのに対し、SD受信では基地局において  $\rho=0$  とするためにはアンテナ間隔を数波長以上にななければならない。希望波信号および5干渉波信号のDOAは図26の場合と同様である。また、これは高速TPCなしの場合の特性である。同図より平均受信  $E_b/N_0=20$  dBのときCAAAD受信は、同じアンテナ数のMRCのSD受信に比較して、平均BER  $=10^{-3}$  を満たす所要平均SIRを約6dB低減できていることが分かる。

このようにCAAAD受信の場合は、干渉電力の強い方向にビームヌルを向けることにより干渉電力を抑圧できるため、高送信電力の高速レート伝送の干渉ユーザからの干渉低減に効果的であることが分かる。

次に2ユーザ環境における判定帰還型チャンネル推定およ



BER: Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 CAAAD: Coherent Adaptive Antenna Array Diversity  
 (コヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシチ)  
 DOA: Direction Of Arrival (到来方向)  
 $E_b/I_0$ : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio  
 (情報1ビット当りの信号電力対干渉電力密度比)  
 $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio  
 (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
 TPC: Transmission Power Control (送信電力制御)

図28 判定帰還型チャンネル推定・受信アンテナウエイト更新を用いるCAAAD受信の平均BER特性 (室内実験)

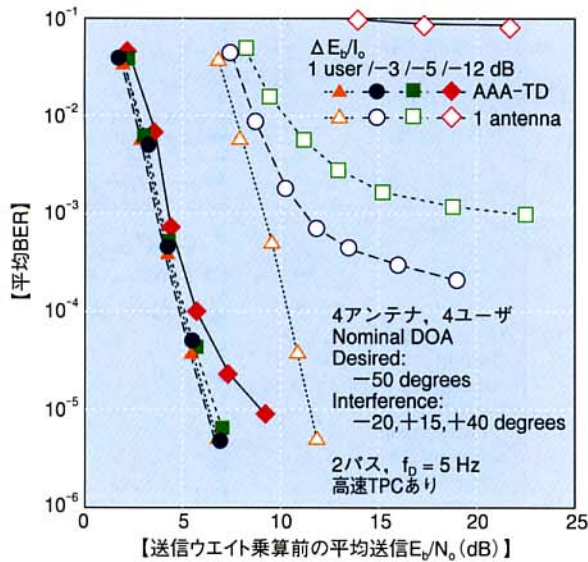
び受信アンテナウエイト更新を用いたCAAAD受信の、高速TPCを用いたときの平均送信  $E_b/N_0$  に対する平均BER特性を図28に示す[40]。希望波および干渉波のDOAはそれぞれ、0,+40度とし、2パスの角度広がりは +/- 5度とした。高速TPCにおける  $\Delta E_b/I_0 = -12$  dBとし、畳み込み符号化およびターボ符号化を用いた場合(チャンネルのインターリーブ長は  $T_{CHL}=20$  msec)の特性を示す。同図より、パイロットシンボルに加えて誤り訂正復号後の判定帰還データシンボルをチャンネル推定およびMSEの計算のための参照信号の生成に用いることにより、パイロットシンボルのみを用いる場合に比較して、所要送信  $E_b/N_0$  を約1.0dB低減できている。また、DPCHのシンボルレートが、64kspsと低速であるために、 $T_{CHL}=20$  msのとき、ターボ符号化の特性は、平均BER  $=10^{-3}$  付近では、畳み込み符号化とほぼ同等であるものの、平均BER  $=10^{-6}$  を満たす所要送信  $E_b/N_0$  は約0.5dB低減できている。

## (2) 下りリンクの特性

次に下りリンクにおける4ユーザ環境(3干渉ユーザ)における4アンテナのAAA-TDを用いたときの移動局における平均BER特性について評価した。





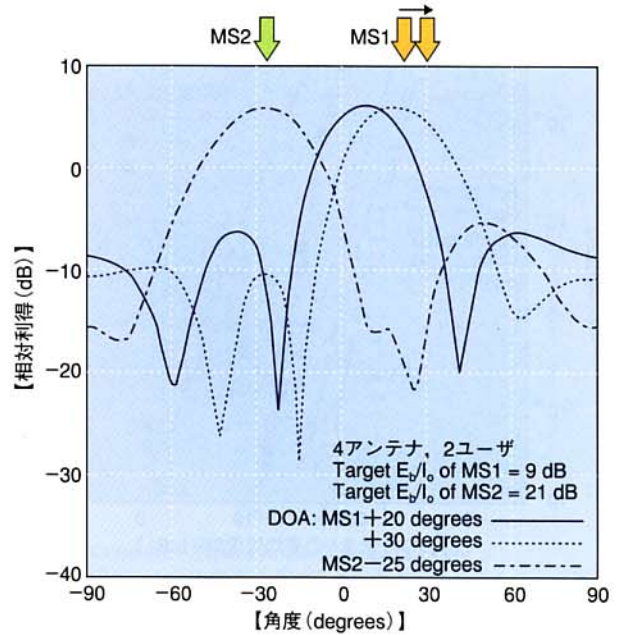


AAA-TD: Adaptive Antenna Array Transmit Diversity (アダプティブアンテナアレイ送信ダイバーシチ)  
 BER: Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 DOA: Direction Of Arrival (到来方向)  
 $E_b/I_0$ : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対干渉電力密度比)  
 $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
 TPC: Transmission Power Control (送信電力制御)

図29 AAA-TDを用いたときの下りリンクにおける平均BER特性 (室内実験)

高速TPCを用いたときの送信アンテナウエイト乗算前の平均送信 $E_b/N_0$ に対する移動局における平均BER特性を図29に示す[36]。上りリンクにおけるDPCHを用いてMMSE制御により、上りリンクにおける受信アンテナウエイトを生成し、この受信アンテナウエイトに3章で述べたRF回路キャリブレーション、およびキャリア周波数キャリブレーションを行って送信アンテナウエイトを生成した。希望波および干渉波のDOAはそれぞれ、 $-50$ および $-20, +15, +40$ 度とした。高速TPCの $\Delta E_b/I_0$ をパラメータとし、比較のため1アンテナ送信のときの特性も併せて示す。同図において、シングルユーザ送信のときには、アンテナ数を4に増大したことによるアンテナ利得の向上に起因して、AAA-TDを用いた場合の平均送信 $E_b/N_0$ は、アンテナ送信に比較して約6dB低減できる。同図より明らかなように、 $\Delta E_b/I_0$ を小さくするに従って1アンテナ送信のときには、非常に大きなMPIに起因してエラーフロアが生じている。しかしながら、AAA-TDでは、希望波方向のアンテナ指向性が生成

できているために、他ユーザ信号のMPIの影響を大幅に低減でき、平均BER特性を大幅に改善できている。 $\Delta E_b/I_0 = -12$ dBのときでさえ、平均



DOA: Direction Of Arrival (到来方向)  
 $E_b/I_0$ : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対干渉電力密度比)  
 MS: Mobile Station (移動局)

図30 上りリンクにおける受信指向性ビームパターン (屋外実験)

BER =  $10^{-3}$ のときのシングルユーザ送信のときからの所要送信 $E_b/N_0$ の増大は、約0.5dB程度である。

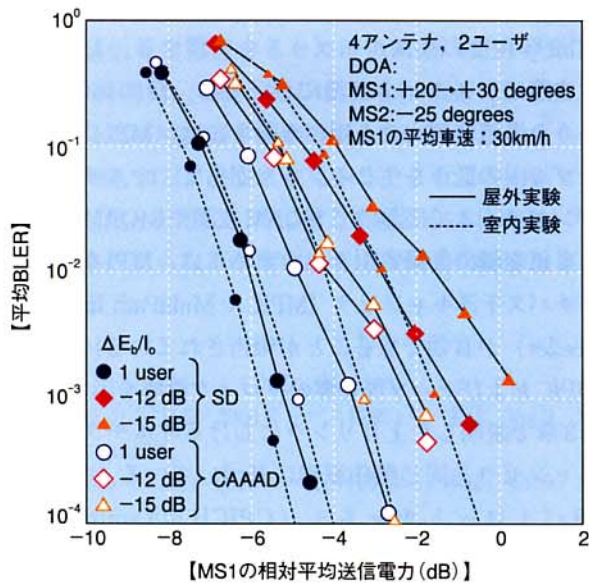
## 5.2.2 屋外実験

屋外実験は千葉県船橋市において行った。移動局の数は2 (1干渉移動局) である。基地局のアンテナ高は51mであり、アレイアンテナは、 $120^\circ$ ビームのセクタアンテナ6本を、アンテナ間隔 $\lambda/2$  ( $\lambda$ はキャリア周波数における波長)で線形配置し、SDアンテナはアンテナ間隔1.25m ( $8.3\lambda$ )で配置した。セクタの中心方向を0度として、希望移動局 (移動局1) は距離740~970m、 $+20$ 度~ $+30$ 度方向の測定コースを平均速度約30km/hで走行し、干渉移動局 (移動局2) は距離740m、 $+20$ 度方向に示す位置に固定配置してそれぞれ実験を行った。

まず、2移動局 (1干渉移動局) において移動局1のCAAAD受信における生成受信ビームパターンの一例を図30に示す[41]。移動局1に対するビームパターンは測定開始直後、および測定終了直前について示している。また、このときの移動局1および移動局2に対する高速TPCにおける目標 $E_b/I_0$ はそれぞれ9dB, 21dBとした。同図より、メインローブの方向が移動局1の移動に伴う希望波信号のDOAの変化に追従して変化しており、また干渉ユーザの移動局2方向に対しては利得の小さな受信ビームパターンを生成できていることが分かる。一方、移動局2のビームパ





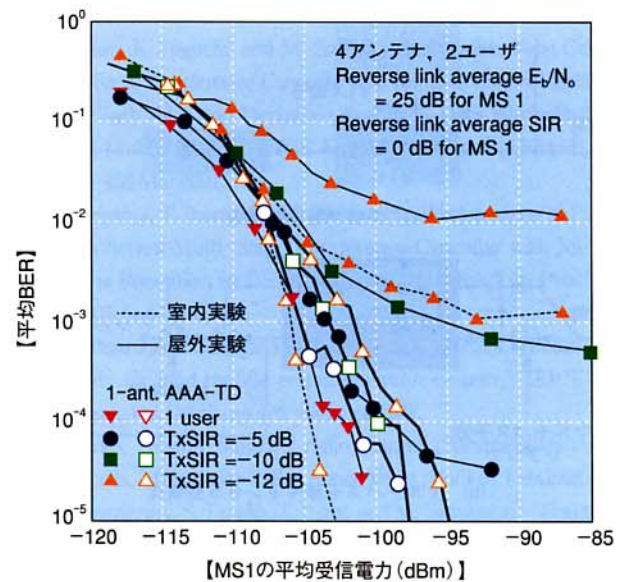


BLER: BLock Error Rate (ブロック誤り率)  
 CAAAD: Coherent Adaptive Antenna Array Diversity  
 (コヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシティ)  
 DOA: Direction Of Arrival (到来方向)  
 $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-interference spectrum density ratio  
 (情報1ビット当りの信号電力対干渉電力密度比)  
 MS: Mobile Station (移動局)  
 SD: Space Diversity (スペースダイバーシティ)

図31 CAAAD受信の平均送信電力に対する平均BLER特性  
 (屋外実験)

ターンは干渉となる移動局1からの信号が小さいため、移動局1がコース走行中においてもビームパターンはほとんど変化が見られていない。

次に、移動局1の相対平均送信電力に対するCAAAD受信の平均BLER特性を図31に示す(シングルユーザ、1アンテナ受信において、平均BLER =  $10^{-2}$ を満たす平均送信電力に対する相対値で示してある) [41]。移動局1の移動局2に対する目標 $E_b/N_0$ の比、 $\Delta E_b/N_0$ が-12, -15dBのとき、および移動局2が存在しないシングルユーザ環境での特性を示し、比較のために4ブランチのMRCを行うSD受信を行った場合の特性も併せて示す。また、図中には、 $f_b = 80\text{Hz}$ の $L=2$ パスモデル、パス間の角度広がりを $\pm 5$ 度の場合の室内実験結果も示す。図よりCAAAD受信、SD受信ともに屋外実験結果は室内実験結果と比較して、測定コースにおける伝搬モデルの違い、およびRake合成パスの検出誤りに起因して、平均BLER =  $10^{-2}$ を満たす所要送信電力が0.5~1.0dB程度増大している。 $\Delta E_b/N_0$ が小さくなり、干渉電力が増大するに従ってSD受信の特性は大幅に劣化するのに対し、CAAAD受信は干渉低減効果により、SD受信と比較して、所要移動局送信電力の劣化は小さく抑えられている。パス共通ウェイト生成法はすべてのパスに対し共通



AAA-TD: Adaptive Antenna Array Transmit Diversity  
 (アダプティブアンテナアレイ送信ダイバーシティ)  
 BER: Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 $E_b/N_0$ : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio  
 (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
 MS: Mobile Station (移動局)  
 SIR: Signal-to-Interference power Ratio  
 (希望波信号電力対干渉波信号電力比)

図32 AAA-TDを用いたときの下りリンクにおける平均BER特性  
 (屋外実験)

なアンテナウェイトを用いて受信するため、Rake合成パスが頻繁に更新する屋外環境においても、安定した受信ビームパターンを生成でき、干渉が効果的に抑圧できていると考えられる。 $\Delta E_b/N_0 = -15\text{dB}$ とき、CAAAD受信の平均BLER =  $10^{-2}$ を満たす所要平均送信電力をSD受信に比べて、2dB以上低減できている。また、この場合のシングルユーザ環境からの所要平均送信電力の劣化は約1dB程度であり、2移動局のDOA差が大きい場合、CAAAD受信が干渉電力の低減に効果的であることが分かる。

最後に、下りリンクにAAA-TDを用いた場合の移動局の平均受信電力に対する平均BER特性を図32に示す[33]。上りリンクにおける移動局1の平均受信SIR = 0dBとし、下りリンクにおけるアンテナウェイト乗算前の移動局1の送信SIRが-5, -10, -12dBの場合の特性を示す。移動局1はDOAが-30度から+30度を平均30km/hで走行し、移動局2は、DOAが+40度の位置に固定した。比較のため、1アンテナ送信の場合の特性も併せて示す。同図から、1アンテナ送信の場合には、送信SIRが小さくなるに従って高送信電力の干渉波のMPIに起因してエラーフロアが生じているものの、AAA-TDを用いることに





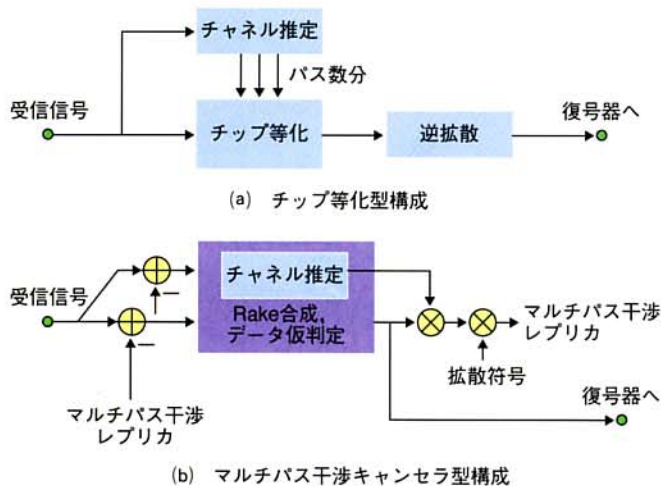


図33 移動局におけるマルチパス干渉キャンセラ

よりBER特性が大幅に改善していることが分かる。このように移動局1が平均約30km/hの走行時においても送信ビームパターンのメインローブが移動局1の移動に追従でき、AAA-TDが高速レートユーザからの干渉の低減に効果的であることが確認できる。

## 6. あとがき

本稿では、W-CDMAにおけるさらなるリンク容量の増大を実現する干渉キャンセラおよびAAA技術の概要および実験結果について述べた。本稿で述べた干渉キャンセラは、上りリンクにおける基地局受信への適用を想定したものである。

現在、2001年末を目標として、W-CDMAの無線インタフェースに基づいて、5MHz帯域で最大情報レート2Mbit/s以上を実現する、下りリンク高速パケットアクセス(HSDPA: High Speed Downlink Packet Access)の標準化が行われている(Release 5) [42]。HSDPAは、高効率な多値変調方式および符号化率の大きなチャンネル符号化を用いて、チャンネル状態に応じて適応的に変調方式および符号化率を選択する適応変復調・誤り制御(AMC: Adaptive Modulation and Coding)方式を用いることにより、伝搬状況が良好なときに高いスループットを実現する。さらには、ハイブリッド自動再送要求(Hybrid ARQ: Hybrid Automatic Repeat reQuest)、高速に各ユーザにチャンネルを割り当てるスケジューリングアルゴリズムなどの技術を適用することで、高効率に2Mbit/s以上のピーク情報レートを実現する。拡散率がSF=16の複数

のコードチャンネルを複数コード多重して、最大情報レート10Mbit/s程度の高スループットを実現する。しかしながら、実際のマルチパス環境においては、特に16QAM変調のような多値変調方式を用いたときには、MPIにより、スループットの低下を生じる。したがって、マルチパスフェージングチャンネルにおいて16QAM変調や64QAM変調のような多値変調の効果を引き出すためには、MPIを低減するマルチパス干渉キャンセラ(MPIC: MultiPath Interference Canceller)が有効であることが報告されている[43]。図33にMPICおよびチップ等化器のブロック構成を示す。MPICは、3章で説明した上りリンクにおけるマルチステージ干渉キャンセラと同じ動作原理に基づいている。すなわち、共通パイロットチャンネル(CPICH: Common Pilot Channel)によるチャンネル推定値、仮判定データおよび各パスの遅延時間推定からMPIレプリカを生成し、受信信号から差し引くことにより、SIRを改善する。一方、チップ等化器[44]は逆拡散前の各チップのチャンネル推定値から構成される相関行列の逆行列の受信信号ベクトルに乗算することにより、MPIを等化するものである。チップ等化器は、熱雑音の影響が小さい受信 $E_b/N_0$ の大きい領域では、MPICよりも大きなスループットを実現できるものの、受信 $E_b/N_0$ が低い環境では、チャンネル推定精度の劣化の影響が大きいために、MPICよりもスループットの改善効果は小さい。これらのMPI低減技術は、Advanced Receiverとして3GPPでも検討が行われている。

AAAは、現在商用サービスが開始された2ブランチのアンテナダイバーシチ受信を行う基地局構成に比較して、セクタ当りのアンテナ数の増大を招く。しかしながら、現在、無線基地局は通信事業者の専用施設だけではなく、オフィスビルなどの一般の施設に設置されているケースも多い。このような設置スペースの限られた施設においては、適応アンテナアレイダイバーシチ技術を適用するためには、無線装置のさらなる小型化、および屋外受信アンプ(OARA: Open Air Receiver Amplifier)と、建物内に設置する基地局装置間のアンテナ給電ケーブルの省スペース化は重要な課題である。この同軸ケーブルを用いる代わりに省スペース化および低損失化を実現するために、無線信号を直接光強度変調して、光ファイバ伝送に置き換える方法が検討されている。W-CDMAセルラシステムにおける受信信号への光伝送の適用を考えた場合、高速TPCにより各ユーザの受信SIRは、ほぼ一定に保たれるものの、全ユーザが同一の周波数帯域を用いるため、接続ユーザ数の変化により帯域内の受信信号のレベルは非常に大きな範囲で変動す





る。したがって、このような大きなダイナミックレンジを有する受信信号に対応するために、RF信号を中間周波数(IF)帯に変換し、変換したIF信号を(1)直接光伝送する方式[45]、(2)AGC増幅器で線形増幅したあとの信号を光伝送する方式[46]、[47]が検討されている。これらの同軸ケーブルの光伝送化とともに、特に電力増幅器をはじめとしたRF無線部回路のさらなる小型化、低消費電力化が今後実用上重要である。

## 文 献

- [1] 永田, ほか: "IMT-2000 サービス特集(1)", 本誌, Vol.9, No.2, pp.6-16, Jul.2001.
- [2] 尾上, ほか: "IMT-2000 サービス特集(2)", 本誌, Vol.9, No.3, pp.6-70, Oct.2001.
- [3] A. J. Viterbi, "CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication," Addison-Wesley.
- [4] K. S. Gilhousen, I. M. Jacobs, R. Padovani, A. J. Viterbi, L. A. Weaver Jr., and C. E. Wheatley III, "On the Capacity of a Cellular CDMA System," IEEE Trans. Veh. Tech., Vol.40, pp.303-312, May.1991.
- [5] K. Okawa, and F. Adachi, "Orthogonal forward link using orthogonal multi-spreading factor codes for coherent DS-CDMA mobile radio," IEICE Trans. Commun., Vol.E81-B, pp.777-784, Apr.1998.
- [6] A. Duel-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar, "Multiuser Detection for CDMA Systems," IEEE Personal Communications, pp.46-58, Apr.1995.
- [7] S. Moshavi, "Multi-user Detection for DS-CDMA Communications," IEEE Commun. Mag., pp.124-136, Oct.1996.
- [8] 吉田, 後川, 柳, 古谷, "高速フェージング伝送路に適した遅延検波形DS/CDMA適応干渉キャンセラ," 信学論B-II, Vol.J77-B-II, pp.618-627, Nov.1994.
- [9] M.K.Varanasi and B.A.Aazhang, "Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple-Access Communications", IEEE Trans. Commun., Vol.COM-38, No.4, pp.509-519, Apr.1990.
- [10] 王, 河野, 今井, "スペクトル拡散多元接続のための拡散処理利得を用いたTDLアダプティブアレーアンテナ", 信学論 Vol.J75-B-II No.11, pp.815-825, 1992.
- [11] R. T. Compton, Jr., "Adaptive Antennas: Concept and Performance," Prentice-Hall, 1998.
- [12] J. C. Liberti, Jr. and T. S. Rappaport, "Smart Antennas for Wireless Communications," Prentice-Hall, 1999.
- [13] 大鐘, 小川, "アダプティブアレーと移動通信I, II, III, IV," 電子情報通信学会誌, Vol.81, No.12-Vol.82, No.3, Dec.1998-Mar.1999.
- [14] M. Sawahashi, Y. Miki, H. Ando, and K. Higuchi, "Pilot Symbol-Assisted Coherent Multistage Interference Canceller Using Recursive Channel Estimation for DS-CDMA Mobile Radio," IEICE Trans. Commun., Vol.E79-B, pp.1262-1270, Sep.1996.
- [15] M. Sawahashi, H. Andoh, and K. Higuchi, "Interference Replica Weight Control for Pilot Symbol-Assisted Coherent Multistage Interference Canceller Using Recursive Channel Estimation in DS-CDMA Mobile Radio," IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E81-A, pp.957-972, May.1998.
- [16] 三好, A. Golitschek, S. Gligorevic, 加藤, "DS-CDMA軟判定レブリカを用いた干渉キャンセラの検討," 信学技報RCS2000-162, Nov.2000.
- [17] K. Okawa, K. Higuchi, and M. Sawahashi, "Parallel-Type Coherent Multi-Stage Interference Canceller with Iterative Channel Estimation Using Both Pilot and Decision-Feedback Data Symbols for W-CDMA Mobile Radio," IEICE Trans. Commun, Vol.E84-B, No.3, pp.446-456 Mar.2001.
- [18] Y. Kishiyama, T. Ihara, and M. Sawahashi, "Performance of Parallel-type Coherent Multi-Stage Interference Canceller with Multiple-Antenna Reception in DS-CDMA Reverse Link," in Proc. IEEE VTC2001, Sep.2001.
- [19] S. Kozono and S. Sakagami, "Correlation coefficient on base station diversity for land mobile communication system," IEICE Trans Commun., Vol.J70-B, pp.476-482, Apr.1987.
- [20] U. Martin, "Spatio-temporal radio channel characteristics in urban macrocells," IEE Proc.-Radar, Sonar Navig., Vol.145, Feb.1998.
- [21] N. Nakaminami, S. Tanaka, T. Ihara, and M. Sawahashi, "Comparison of Coherent Adaptive Antenna Array Diversity and Multi-Beam Receivers for Packet Transmission in W-CDMA Reverse Link," IEICE Trans. Commun., Vol.E84-B, pp.1823-1834, Jul.2001.
- [22] S. Tanaka, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Pilot symbol-assisted decision-directed coherent adaptive array diversity for DS-CDMA mobile radio reverse link," IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E80-A, pp.2445-2454, Dec.1997.
- [23] S. Tanaka, A. Harada, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Experiments on Coherent Adaptive Antenna Array Diversity for Wideband DS-CDMA Mobile Radio," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol.18, pp.1495-1504, Aug.2000.
- [24] 丸田, 吉田, 後川, "参照信号にパス合成波を用いたDS-CDMA適応アンテナ," 信学ソサイエティ大会, B-5-2, 1997.
- [25] 吉田, 石井, 木全, 菊地, 後川, "受信レベル変動に強い低速MMSE制御W-CDMA適応アンテナ," 電子情報通信学会2000ソサイエティ大会, B-5-66.
- [26] T. Ihara, S. Tanaka, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Fast Two-Step Beam Tracking Algorithm of Coherent Adaptive Antenna Array Diversity Receiver in W-CDMA Reverse Link," IEICE Trans. Commun., Vol.E84-B, pp.1835-1848, Jul.2001.
- [27] 佐和橋, 田中, 樋口, "W-CDMAにおける大容量化基地局装置構成法の検討," 信学会2000総合大会B-5-57, Mar.2000.
- [28] S. Tanaka, T. Ihara, and M. Sawahashi, "Optimum Weight Generation Method for Adaptive Antenna Array Transmit Diversity in W-CDMA Forward Link," to be appeared in IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E84-A, No.12, Dec.2001.
- [29] S. Fukumoto, T. Ihara, S. Tanaka, and M. Sawahashi, "Evaluation of Optimum Adaptive Antenna Array Beam Forming Considering Diversity Effect in W-CDMA Forward Link," Proc. CIC2001, C2-3, p.120, Seoul, Korea, Nov.2001.
- [30] A. Harada, S. Tanaka, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Performance of Adaptive Antenna Array Diversity Transmitter for W-CDMA Forward Link," IEEE PIMRC '99, pp.1134-1138, Osaka, Sept.12-15 1999.
- [31] 原田, 田中, 佐和橋, 安達, "適応アンテナアレイ送信ダイバシティにおける無線部回路キャリブレーションの効果," 1999信学総合大会, B-5-165, pp.516, Mar.1999.
- [32] S. Tanaka, A. Harada, T. Ihara, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Transmit





- Diversity based on Adaptive Antenna Array for W-CDMA Forward Link," Proc. 4th CDMA International Conference (CIC), pp.282-286, Vol.II, Seoul, Korea, Sep.1999.
- [33] A. Harada, S. Tanaka, M. Sawahashi, and F. Adachi, "Experiments on Adaptive Antenna Array Transmit Diversity in W-CDMA Forward Link," will be appeared in Proc. 5th CDMA International Conference (CIC), A3.1, Seoul, Korea, Nov.2000.
- [34] 高草木, 平松, 塩原, 小坂 "アレイアンテナ用バックグラウンド無線回路校正方式とその特性," 電子情報通信学会 2001 ソ大B-5-69, Sep.2001.
- [35] 吹野, 竹内, "CDMA アレイアンテナにおけるLMSアルゴリズムを用いた無線回路自動キャリブレーション方式の検討," 電子情報通信学会 2000 総大B-5-75, Mar.2000.
- [36] H. Taoka, S. Tanaka, T. Ihara, and M. Sawahashi, "Adaptive Antenna Array Transmit Diversity in FDD Forward Link for W-CDMA and Broadband Packet Wireless Access," submitted to IEEE Personal Communication Magazine.
- [37] Y. Kishiyama, K. Okawa, and M. Sawahashi, "Experiments on Parallel-Type Coherent Multistage Interference Canceller with Iterative Channel Estimation for W-CDMA Mobile Radio," appeared to IEICE Trans. Fundamentals, Vol.E84-A, No.12, Dec.2001.
- [38] Y. Kishiyama, K. Higuchi, A. Morimoto, and M. Sawahashi, "Field Experiments on Parallel-type Coherent Multistage Interference Canceller with Decision-Feedback Channel Estimation in W-CDMA Reverse Link," Proc.CIC2001, C4-4, p.130, Seoul, Korea, Nov.2001.
- [39] 中南, 井原, 田中, 樋口, 佐和橋, "W-CDMA上りリンクパケット伝送におけるスイッチトビーム受信と適応アンテナアレイダイバーシチ受信との特性比較," 2001 電子情報通信学会, ソサエティ大会B-5-63.
- [40] S. Tanaka, H. Taoka, T. Ihara, and M. Sawahashi, "Experiments on Decision Feedback Type Coherent Adaptive Antenna Array Diversity Receiver in W-CDMA Reverse Link," IEICE Trans. Commun., Vol.E84-B, pp.1823-1834, Jul.2001.
- [41] 田岡, 井原, 田中, 樋口, 佐和橋, "W-CDMA上りリンクにおけるパス共通受信アンテナウエイトを用いる適応アンテナアレイダイバーシチ受信の屋外実験結果," 信学技報RCS2001-162 Oct.2001.
- [42] 3GPP, TR25.848, "Physical Layer Aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access."
- [43] K. Higuchi, A. Fujiwara, and M. Sawahashi, "Throughput Performance of High-Speed Packet Transmission with Adaptive Modulation and Coding Scheme Using Multipath Interference Canceller in W-CDMA Forward Link," in Proc.IEEE VTC2001, pp.2297-2301, May.2001.
- [44] A. Klein, "Data detection algorithms specially designed for the downlink of CDMA mobile radio systems," Proc. of VTC' 97, pp.203-207, Phoenix, May.1997.
- [45] 鈴木, 陳, 垂澤, 廣田, 野島, "2GHz帯登頂型アダプティブアレイRF回路," 信学技報, RCS2001-81, pp.13-18, Jul.2001.
- [46] 笹井, 森倉, "IMT2000向けサブキャリア光伝送におけるダイナミックレンジ拡大の一検討," 信学ソサイエティ大会, B-5-220, 2001.
- [47] 井原, 田岡, 樋口, 佐和橋, "IF帯光伝送を用いた適応アンテナアレイダイバーシチ受信機の構成とその特性," 信学技報, RCS2001-174, Nov.2001.

## 用語一覧

- 3GPP : 3rd Generation Partnership Project  
 AAA : Adaptive Antenna Array (アダプティブアンテナアレイ)  
 AAAD : Adaptive Antenna Array Diversity (アダプティブアンテナアレイダイバーシチ)  
 AAA-TD : Adaptive Antenna Array Transmit Diversity (アダプティブアンテナアレイ送信ダイバーシチ)  
 AGC : Automatic Gain Control (自動利得制御)  
 AMC : Adaptive Modulation and Coding (適応変復調・誤り制御)  
 BER : Bit Error Rate (ビット誤り率)  
 BLER : BLock Error Rate (ブロック誤り率)  
 BNST : Beam and Null STeering (ビームスルステアリング法)  
 BPSK : Binary Phase Shift Keying (2値位相変調)  
 BS : Base Station (基地局)  
 BST : Beam STeering (ビームスルステアリング法)  
 CAAAD : Coherent Adaptive Antenna Array Diversity (コヒーレントアダプティブアンテナアレイダイバーシチ)  
 CCCH : Common Control CHannel (共通制御チャネル)  
 CEIGU : Channel Estimation and Interference Generation Units (チャネル推定・干渉生成ユニット)  
 COMSIC : COherent MultiStage Interference Canceller (コヒーレントマルチステージ干渉キャンセラ)  
 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)  
 DE-MUX : DE-MultipleX (分配)  
 DFCE : Decision Feedback Channel Estimation (判定帰還チャネル推定)  
 DOA : Direction Of Arrival (到来方向)  
 DPCCH : Dedicated Physical Control CHannel (個別制御物理チャネル)  
 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 spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対干渉電力密度比)  
 $E_b/N_0$  : Signal energy per bit-to-background noise spectrum density ratio (情報1ビット当りの信号電力対背景雑音電力密度比)  
 FBI : FeedBack Information (フィードバック情報)  
 FDD : Frequency Division Duplex (周波数分割複式)  
 FEC : Forward Error Correction (誤り訂正符号化)  
 HSDPA : High Speed Downlink Packet Access (下りリンク高速パケットアクセス)  
 Hybrid ARQ : Hybrid Automatic Repeat reQuest (ハイブリッド自動再送要求)  
 ICE : Iterative Channel Estimation (繰り返しチャネル推定)  
 IF : Intermediate Frequency (中間周波数)  
 IMT-2000 : International Mobile Telecommunications-2000 (第3世代移動通信)  
 IRW : Interference Rejection Weight (干渉除去重み係数)  
 LMS : Least Mean Square  
 MF : Matched Filter (マッチトフィルタ)  
 MMSE : Minimum Mean Squared Error (平均2乗誤差最小)  
 MPI : MultiPath Interference (マルチパス干渉)  
 MPIC : MultiPath Interference Canceller (マルチパス干渉キャンセラ)  
 MRC : Maximal Ratio Combining (最大比合成)  
 MS : Mobile Station (移動局)  
 MSE : Mean Square Error (平均2乗誤差)  
 MSIC : MultiStage Interference Canceller (マルチステージ干渉キャンセラ)  
 MUD : MultiUser Detection (マルチユーザ検出器)  
 MUI : MultiUser Interference (マルチユーザ干渉)  
 MUX : MultipleX  
 N-LMS : Normalized-Least Mean Square (正規化LMS)  
 OA-RA : Open Air Receiver Amplifier (屋外受信アンプ)  
 OF : Orthogonal Filter (直交化フィルタ)  
 OVSF : Orthogonal Variable Spreading Factor (直交可変拡散率)  
 PSA : Pilot-Symbol Assisted  
 PSA-CE : Pilot-Symbol Assisted Channel Estimation (パイロットチャネル推定)  
 QPSK : Quadrature Phase Shift Keying (4相位変調)  
 RF : Radio Frequency (無線周波数)  
 RLS : Recursive Least Squares  
 SBTD : Switched Beam Transmit Diversity (固定ウエイトのスイッチトビーム送信ダイバーシチ)  
 SBTD-FW : Switched Beam Transmit Diversity with Fixed Weight (スイッチトビーム固定ウエイト送信ダイバーシチ)  
 SD : Space Diversity (スペースダイバーシチ)  
 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)  
 TFCI : Transport Format Combination Indicator (トランスポート組合せ情報)  
 TPC : Transmission Power Control (送信電力制御)  
 UE : User Equipment  
 VAF : Voice Activation Factor (音声有音率)  
 W-CDMA : Wideband Code Division Multiple Access (広帯域符号分割多元接続方式)