

# W-CDMA 用アダプティブアンテナアレイダイバーシチ

W-CDMA の更なるシステム容量の増大を目指して、適応アンテナアレイダイバーシチの研究を進めている。

本稿では、適応アンテナアレイダイバーシチの基本構成、および他ユーザからの干渉抑圧効果を実証するための室内・屋外実験結果について報告する。

さわはし まちる たなか しんや いはら たいすけ ほらだ あつし  
佐和橋 衛 田中 晋也 井原 泰介 原田 篤

## 1. まえがき

次世代移動通信 (IMT-2000 : International Mobile Telecommunications-2000) [1]の無線アクセス方式として広帯域符号分割多元接続方式 (W-CDMA : Wideband-Code Division Multiple Access) [2], [3]が採用された。W-CDMAでは、複数の通信者が同一の周波数帯域を用いて通信を行うため、他ユーザからの干渉、すなわちマルチユーザ干渉 (MAI : Multiple Access Interference) およびマルチパスフェージング環境下における遅延波からの干渉、すなわちマルチパス干渉 (MPI : Multi-Path Interference) でシステム容量が決まる。したがって、システム容量の増大のためには MAI, MPI を低減する干渉キャンセラ [4]や適応アンテナアレイダイバーシチ [5], [6]が有効であり、W-CDMA システムへの適用性を検証するためにこれらの技術の実験的検討も行われている [7]~[11]。このうち干渉キャンセラ (マルチユーザ検出器) は、基地局 (BS : Base Station) 受信に適用すると上りリンクにおける MAI, MPI の低減によるシステム容量増大および移動局 (MS : Mobile Station) の送信電力の低減に効果的である。しかしながら、下りリンクにおける MS 受信への干渉キャンセラの適用はハードウェア規模の増大を招くため、あまり現実的では

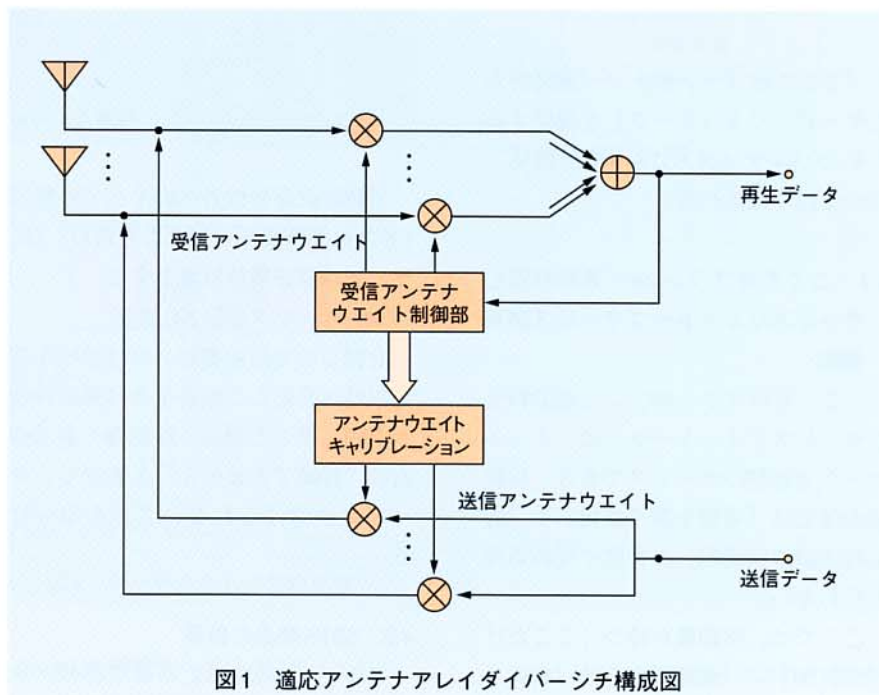


図1 適応アンテナアレイダイバーシチ構成図

ない。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、上りリンクに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。下りリンクでは階層的直交符号割り当て [12]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ネル間の同一伝搬路の直交化により MAI 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更なるシステム容量増大が重要な課題である。適応アンテナアレイダイバーシチ

チは、図1に示すようにアンテナをアレイ状に複数配置し、信号処理により各アンテナの重み係数 (ウエイト) を適応制御することにより、特定方向にアンテナ利得 (指向性) を大きくする技術である。BSに適応アンテナアレイダイバーシチ送受信機を設け、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指向性を有し、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することにより、受信希望波信号電力対干渉波電力比 (SIR : Signal to Interference

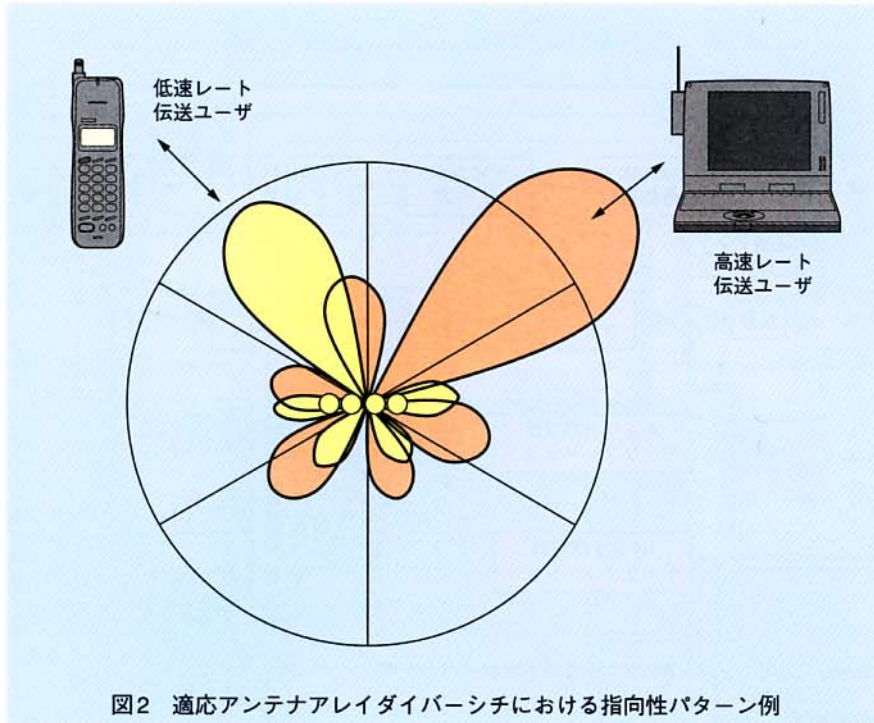


図2 適応アンテナアレイダイバーシチにおける指向性パターン例

Power Ratio) を最大にする制御が実現できる (図2)。その結果、MAIを低減することにより、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、受信アンテナウエイトに後述するキャリブレーションを施して生成した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指向性を有し、他ユーザ方向に与える干渉を低減するように送信する。この結果として、下りリンクのシステム容量を増大できる。

本稿では、逆拡散後のパイロットシンボルおよび判定情報データシンボルを参照信号として生成されたRake合成後の平均2乗誤差 (MSE: Mean Squared Error) が最小になるようアンテナウエイトを制御するコヒーレント適応アンテナアレイダイバーシチ (CAAAD: Coherent Adaptive Antenna Array Diversity) 受信 [13]、およびCAAAD受信部で生成された受信アンテナウエイトを基に生成した送信アンテナウエイトを用いた適応アンテナアレイ (AAA: Adaptive Antenna Array) 送信ダイバーシチ [8]、[10]の構成について説明した後、フェージングシミュレータを用いた室内実験および屋外実

験結果について報告する。また、最後に実用化に向けた今後の課題について述べる。

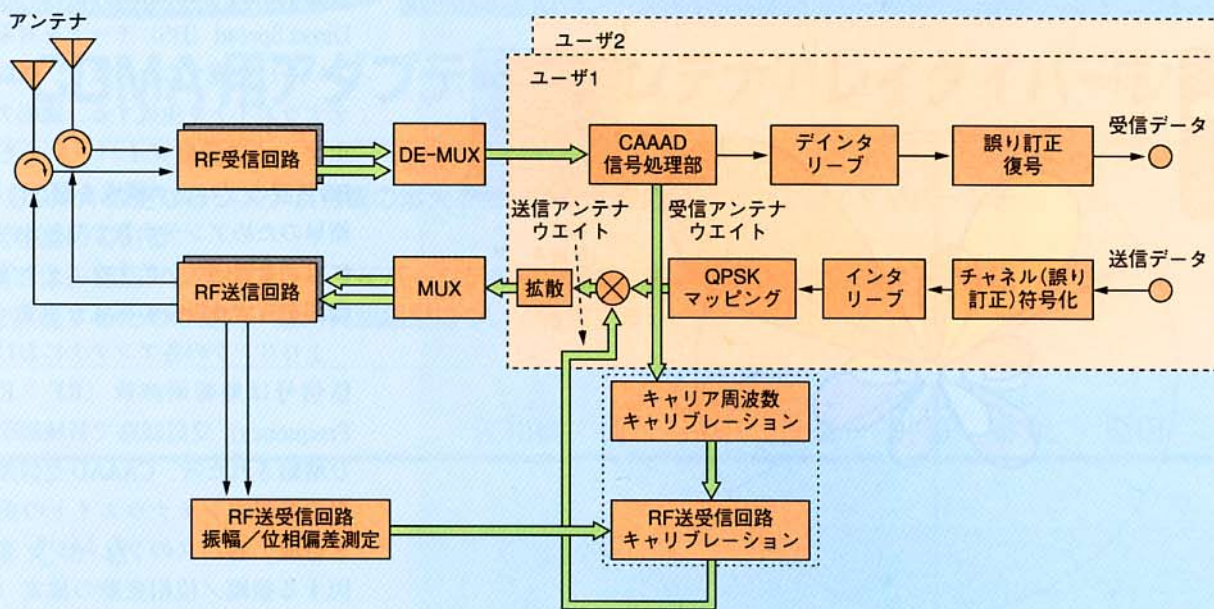
## 2. 適応アンテナアレイダイバーシチ構成

本適応アンテナアレイダイバーシチはBSでの適応受信 (上りリンク)、適応送信 (下りリンク) 処理技術であり、3GPP (3rd Generation Partnership Project) で標準化されているW-CDMA無線インタフェース [14]に適用できる構成である。当初のW-CDMAサービス導入予定のマッチフィルタ (MF) Rake受信を用いるBS装置 [15]に対して、BS処理のみの変更でありMS装置の変更は伴わない。本方法では、BS受信部で生成された受信アンテナウエイトに①RF送受信回路のブランチ間の位相および振幅偏差を補償するRF回路キャリブレーション、②上り/下りリンクのキャリア周波数差に起因する送信アンテナウエイトにおけるメインローブ、およびビームヌルの方向のずれを補正するキャリア周波数キャリブレーション (上り/下りリンクのキャリア周波数の異なるFDD

(Frequency Division Duplex) 方式のDirect Spread (DS) モードを対象としている) を施すことにより、送信アンテナウエイトを生成する。適応アンテナアレイ送受信ダイバーシチを行うBS装置のブロック構成を図3に示す。簡単のためアンテナ数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された後、CAAAD受信部で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振幅/位相変動の推定 (チャネル推定) およびRake合成が行われる。Rake合成後の信号はデインタリーブ後、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、チャネル (誤り訂正) 符号化、インタリーブおよび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が乗算された後、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。

図3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、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、平均2乗誤差最小 (Minimum Mean Squared Error: 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受信回路のブランチ間の振幅/位相偏差を取り除く必要がある。 $j$  ( $1 \leq j \leq J$ ,  $J$ : アンテナ素子配列数)



CAAAD: Coherent Adaptive Antenna Array Diversity (コヒーレント適応アンテナアレイダイバーシチ)  
 DE-MUX: De-Multiplex (分配)  
 QPSK: Quadrature Phase Shift Keying (4相相変調)  
 RF: Radio Frequency (無線周波数)

図3 適応アンテナアレイダイバーシチ送受信機ブロック構成

番目の受信系の低雑音増幅器から自動利得制御 (AGC) 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  $W_{ideal}^{(j)}$  は次式で表される。

$$W_{ideal}^{(j)} = W_R^{(j)} X_{RX}^{(j)} \quad (1)$$

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(1)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送信回路の伝達関数とすると、AAA送信ダイバーシチ処理部で生成すべき送信アンテナウエイト  $W_T^{(j)}$  は次式で表わされる。

$$W_T^{(j)} = W_{ideal}^{(j)} / X_{TX}^{(j)} \\ = W_R^{(j)} (X_{RX}^{(j)} / X_{TX}^{(j)}) \quad (2)$$

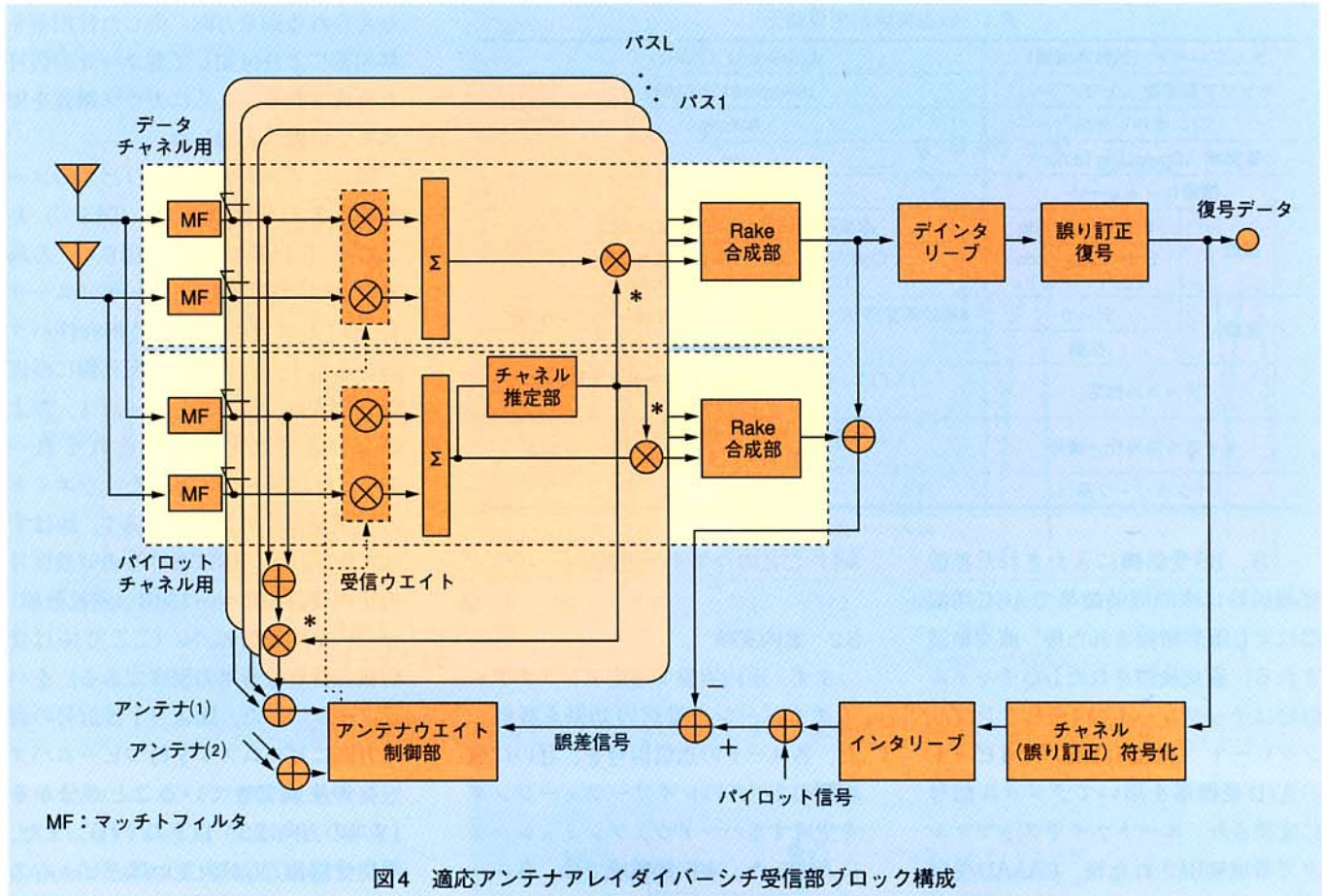
CAAAD受信部で生成された受信アンテナウエイトに式(2)のようなRF受

信/送信回路の伝達関数のキャリアレシジョンを施すことにより、アンテナ送信端で干渉信号の到来方向にヌル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。

次にCAAAD受信部のブロック構成を図4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、適応アンテナアレイとRake受信とで機能分担をしている。すなわち、適応アンテナアレイで生成されるビーム (指向性) パターンは瞬時のチャネル変動には追従せず、平均的なSIRが最大になるよう制御される。一方、Rake受信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で重み付き合成することにより瞬時のSIRを最大にする。CAAAD受信部はMF、デジタルビーム生成部、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逆拡散され

る。逆拡散後の信号を受信アンテナウエイトで重み付き合成した信号に対してパイロットシンボルを用いたチャネル推定を行う。このチャネル推定値を用いて各パスの情報データシンボルのフェージングに起因する位相変動を補償して、最大比合成 (MRC: Maximum Ratio Combining) する。アンテナウエイト制御部では、Rake合成後の信号のMSEが最小になるように適応アルゴリズムを用いて受信アンテナウエイトを更新する。アンテナウエイトの収束を速めるため、パイロットシンボルおよび誤り訂正復号後の判定シンボルを参照信号として用いる。

現実的なアンテナ素子配列数は1セクタあたりに収容できる音声伝送 (低速レート) ユーザ数に比較して非常に小さく、生成できるビームヌル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に主に依存する（図2）。そこで下りリンクにSIR測定に基づく高速送信電力制御（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。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。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。

### 3. 実験

#### 3.1 実験系概要

伝送実験系の主要諸元を表1に示す。実験装置は文献[16]の無線パラメータに基づいている。チップレートは4.096Mcpsである。送信部の構成は、BS送信では拡散前のI/Q信号に送信アンテナウエイトが乗算される以外BS、MSで共通であるため、まとめて説明する。情報ビットレートは32kbit/sでチャンネル符号化にはレート1/3および拘束長7の畳み込み符号化を用いている。インターリーブサイズは1フレーム長（10ms）である。1フレームは0.625msec単位の16スロットで構成されており、シンボルレートは64k symbols/sec (ksps)である。インターリーブ後の情報データ系列はQPSKシンボル系列へ変換された後、同期検波のためのチャンネル推定用に各スロッ

ト4個のパイロットシンボルが36個の情報データシンボルの前に時間多重される。フレーム化されたI/Qデータ系列はAAA送信ダイバーシチ処理部で生成された各アンテナブランチごとの送信アンテナウエイトが乗算された後、拡散される。拡散率（SF：Spreading Factor）はSF=64であり、したがって処理利得（Pg：Processing Gain）はPg=96（=64x0.5x3）である（ここで0.5はQPSKマッピング、3は畳み込み符号化による帯域拡大を示す）。拡散符号には、64チップ周期の直交Gold符号と繰り返し周期640x2<sup>29</sup>チップ（上り）あるいは40960チップ（下り）のスクランブル符号の2重拡散符号を用いた。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5MHz帯域に制限され、上りリンクでは1990.5MHz、下りリンクでは2175MHz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。

表1 伝送実験系主要諸元

チップレート (拡散帯域幅)		4.096Mcps (5MHz)
キャリア周波数 (上り/下り)		1990.5 / 2175.0MHz
シンボルレート		64ksps
拡散率 (Spreading factor)		64
情報ビットレート		32kbit/s
拡散	Spreading code	直交Gold符号 (64chips/symbol)
	Scrambling code (上り/下り)	Gold符号 (特定の長さに打ち切り) (640×2 <sup>29</sup> chips / 40960chips)
変調	データ	4相位相変調 (QPSK : Quadrature Phase Shift Keying)
	拡散	QPSK
チャンネル推定		パイロットシンボルを用いるチャンネル推定 (2スロット平均)
チャンネル符号化/復号		畳み込み符号 (r=1/3, K=7) /軟判定ビタビ復号
インタリーブ長		10ms

一方、BS受信機に入力された拡散変調信号は中間周波数帯でAGC増幅器により線形増幅された後、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、ルートナイキストフィルタで帯域制限された後、CAAAD受信部に入力される。CAAAD出力の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る。電力遅延プロファイルの測定はセクタアンテナ (4アンテナのうち1アンテナの受信ウエイトが1, その他は0) で行い、測定した遅延プロファイルから受信電力の大きなパスから順にしきい値を超える最大3パスをRake合成のためのパスとした。遅延プロファイル生成の平均化時間、およびRake合成するマルチパス選択の更新時間は100msecとした。受信アンテナウエイト制御部では、Rake合成後の信号のMSEが最小になるようにN-LMS (Normalized Least Mean Square) アルゴリズム[17]を用いて各パスごとの受信アンテナウエイトを更新する (受信アンテナウエイトの収束を速めるため、パイロットシンボルおよびRake合成後の仮判定シンボルを参照信号として用いる。具体的更新式は文献[8]に示されている)。本装置ではステップサイズ $\mu=10^{-4}$ を用いて、4シンボル (62.5  $\mu$

sec) ほどのウエイト更新を行った。

### 3.2 室内実験

まず、室内実験で適応アンテナアレイダイバーシチ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BSとMS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 (平面波とみなすことができる) 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)。パス間の遅延時間差は0.3  $\mu$  sec (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次式のような位相差だけがアンテナ間で生じることになる。

$$\phi_j = 180 \times (j-1) \sin \theta \quad (3)$$

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。2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(3)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。

図5にアンテナ数が4のときのユーザ数が2 (1干渉ユーザ) (図5(a)) および6 (5干渉ユーザ) (図5(b)) の場合のBSにおける観測ユーザ (ユーザ1) の1パス目の収束後の指向性パターンを示す。アンテナの配列線に垂直な方向を $0^\circ$ として、ユーザ1、および2の信号到来方向をそれぞれ $-50^\circ$ 、および $+40^\circ$ 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。BSにおける希望波信号の平均受信SIR $= -15$ dB (逆拡散前) 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。図より干渉信号の到来方向にビームヌルを持つビームパターンが生成できていることが分かる (ヌルの方向は $3^\circ$ 以下のずれ)。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。6ユーザ環境の場合には、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。

図6にBSにおける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対平均ビット誤り率 (BER) 特性を示す。比較のため4ブランチのMRCを行うスペースダイバーシチ (SD) を用いたときの特性も併せて示す ( $\rho=0$ および1の場合の特性を示している)。干渉電力が支配的な領域においては、SD受信に比較してBER特性を大きく改善することができる。例えば、平均受信 $E_b/N_0=10$ dB、および平均受信SIR $= -20$ dBのとき、CAAAD受信では平均BER $=10^{-4}$ 以下となるのに対し、SD受信では $\rho=0$ の場合でも平均BER $=10^{-2}$ 程度になってしまう (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BSにおいて $\rho=0$ と

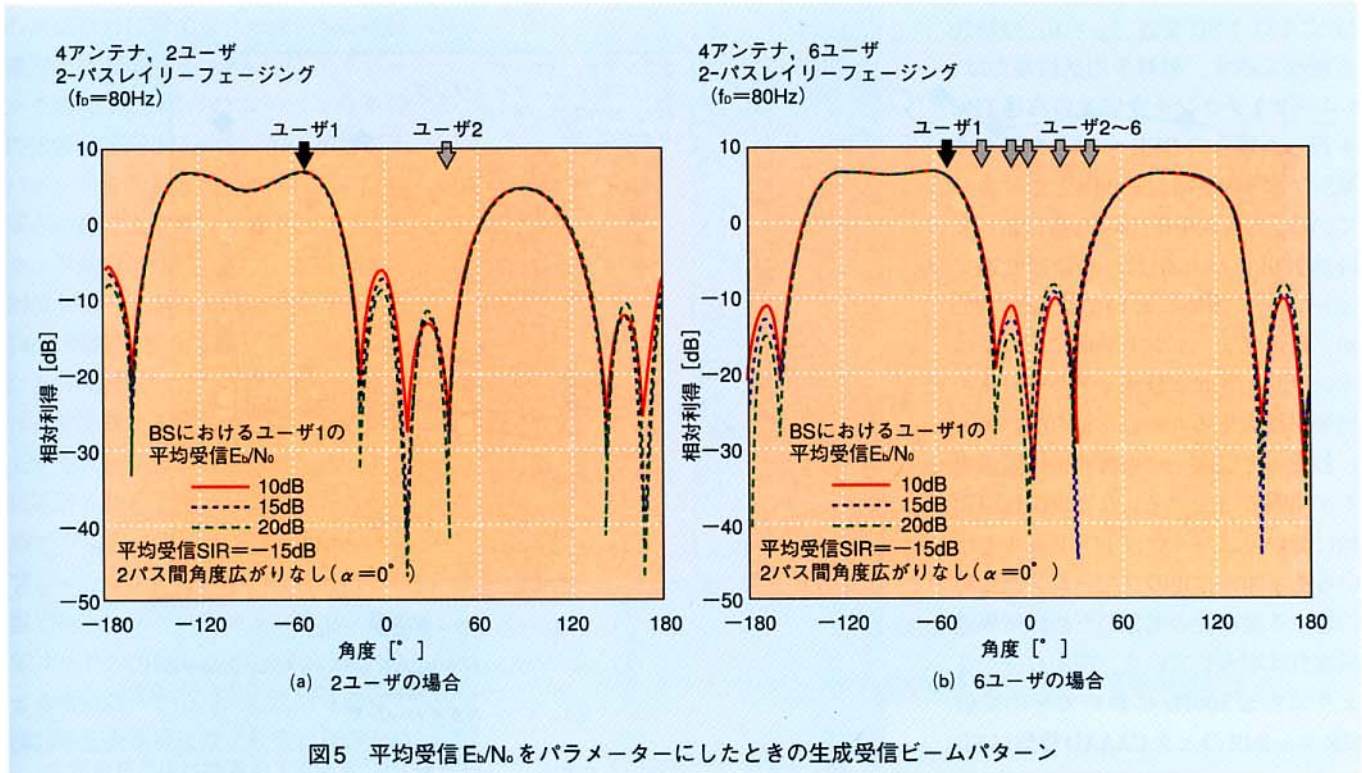
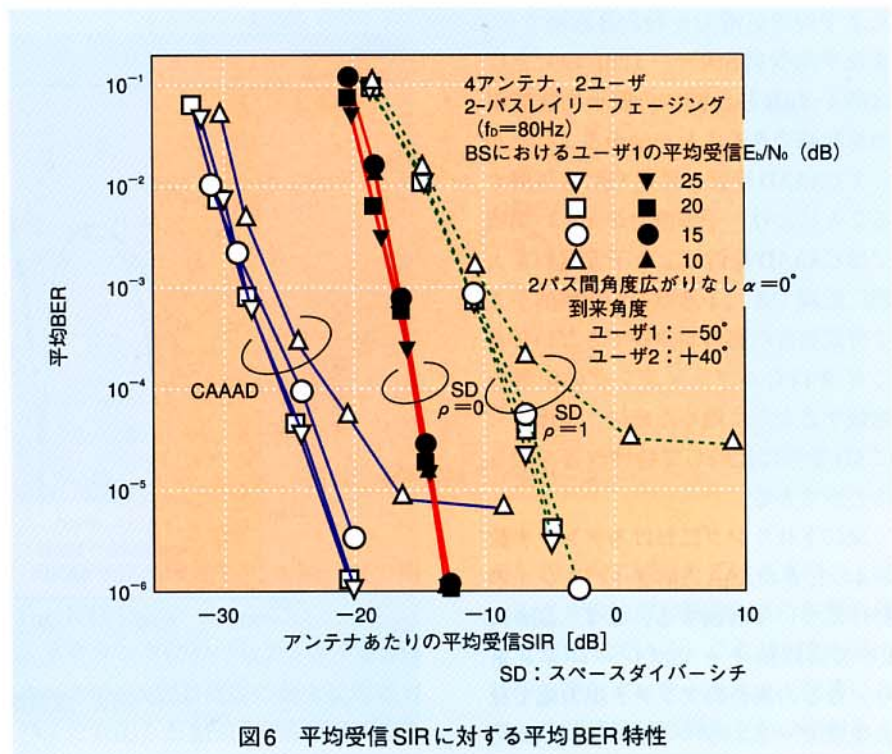


図5 平均受信 $E_b/N_0$ をパラメータにしたときの生成受信ビームパターン

するためにはアンテナ間隔を数波長以上にしなければならない)。また、CAAAD受信はSD受信に比較して約10dB干渉信号電力が大きい場合においても平均BER =  $10^{-3}$ を実現でき、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。これはCAAAD受信の場合は図5からも明らかなように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著しく抑圧できるためであり、したがって受信SIRを向上させることができる。 $\rho=1$ の場合のSD受信と比較してCAAAD受信の特性改善効果は、SIRの大きさによらずほぼ一定である。一方、 $\rho=0$ の場合のSD受信に対するCAAAD受信の特性改善効果はSIRが大きくなるに従って減少する。これはCAAAD受信ではアンテナアレイがビームヌルを生成するためにだけ用いられる(したがって空間ダイバーシチの効果はない)のに対し、SD受信ではフェージング相関がゼロに近いほど熱雑音に対するダイバーシチ効果が大きくなるためである。

前述のようにCAAAD受信では空間



ダイバーシチの効果を得られないため、干渉の少ない雑音リミットドな環境においてはかえってSD受信よりも受信特性が劣化する。ここで、受信信号レベルを一定にする高速TPCを併用することによりフェージング変動に起因する受信特性の劣化を改善するこ

とができる。アンテナ数が2のときの高速TPCを用いたときの最大ドップラー周波数 $f_D$ に対する平均BER =  $10^{-3}$ を満たすためのMSの相対平均送信電力を図7に示す。BSにおける希望波信号の平均受信SIRをパラメータとしたときの特性を示し、また比較のため

MRCを行うSD受信 ( $\rho=0$ ) の特性も併せて示す。相対平均送信電力は、1ユーザー1ブランチ受信での高速TPCを行った場合のBER =  $10^{-3}$ を満たすMSの平均送信電力を0dBとして表している。 $f_b \leq 300\text{Hz}$  (2GHz帯において時速150km/hに相当) までは低速フェージング領域においては高速TPCが、高速フェージング領域においてはインタリーブおよびチャンネル符号化の効果が增大するために、 $f_b$ の広い範囲にわたってほぼ一定の所要平均送信電力が実現できている。 $f_b \geq 300\text{Hz}$ の領域においてはパイロットシンボルを用いるチャンネル推定のフェージング変動に対する追従性の劣化のために所要送信電力は増大している。図から分かるように $f_b \leq 500\text{Hz}$ において平均受信SIR = -9dBのときCAAAD受信はSD受信に比較して平均BER =  $10^{-3}$ を満たす平均送信電力を約2dB低減でき、また平均受信SIR = -12dBのときには約4-7dBと大幅に所要平均送信電力を低減できることが分かる。したがってCAAAD受信と高速TPCを併用することにより、干渉電力が大きい領域ではCAAAD受信により干渉電力を大幅に低減でき、干渉電力が比較的小さく背景雑音の影響が無視できないときに高速TPCがフェージングの影響を補償するように働くために、全体としてSD受信に比較して特性改善を図ることができる。

次に下りリンクにおけるアンテナ数が4のときのAAA送信ダイバーシチの特性について評価する。まず、図8にRF送信回路キャリブレーションあり/なしの場合のアンテナ出力端で見た生成ビームパターンの一例を示す。キャリア周波数キャリブレーションは行っていない。BS受信におけるユーザー1の平均受信 $E_b/N_0 = 12\text{dB}$ 、平均受信SIR = -15dBとした。ユーザー1および2の信号到来方向をそれぞれ $0^\circ$ 、 $+30^\circ$ とした。本実験ではFDDシステムを対象としているので受信および送信キャリア周波数は異なるもの

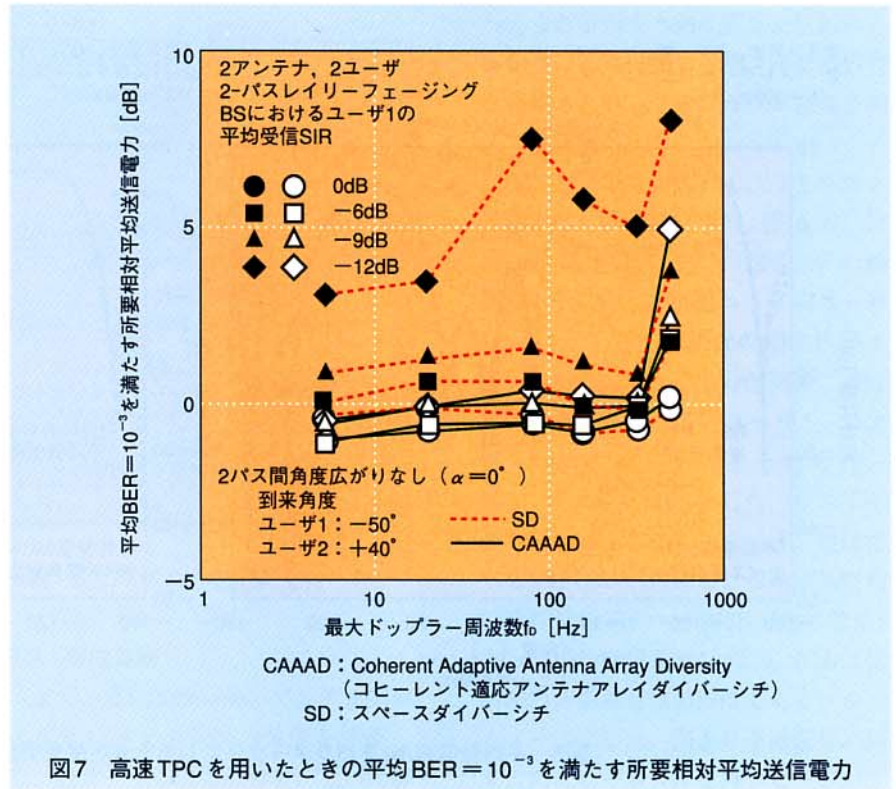


図7 高速TPCを用いたときの平均BER =  $10^{-3}$ を満たす所要相対平均送信電力

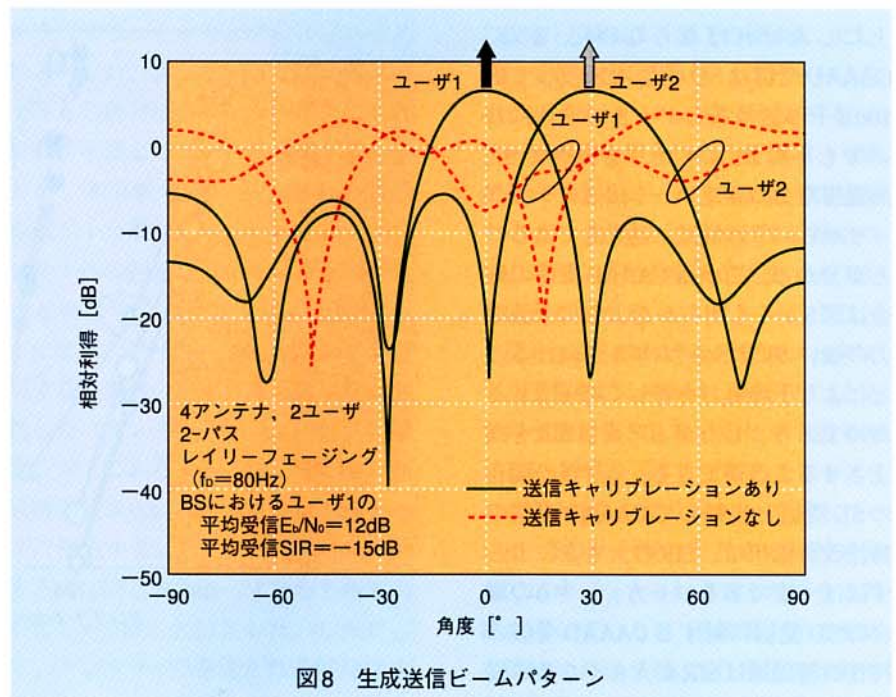


図8 生成送信ビームパターン

の、生成された送信ビームパターンのヌルは干渉ユーザー (ユーザー2) の方向から約 $3^\circ$ 程度シフトしているだけであり (送受のキャリア周波数差は受信キャリア周波数に対して約9.3%と小さいためである)、受信アンテナウエイトにRF回路キャリブレーションを行うことにより、希望波方向に指向

性、干渉波方向にビームヌルを有する送信アンテナウエイトを生成することができる。一方、RF送信回路キャリブレーションを行わない場合、干渉信号の到来方向からのヌルのシフトは約 $50^\circ$ になっている (図8において点線で表示)。BS送信におけるアンテナウエイト乗算前の送信SIR (ユーザー2へ

の送信電力に対するユーザ1への送信電力比) に対するAAA送信ダイバーシチを用いた場合のユーザ1の平均BER特性を図9に示す。AAA送信ダイバーシチを行わない1ブランチ送信の場合の特性も併せて示す。図から1ブランチ送信に比較してユーザ1の平均BER =  $10^{-3}$  を満たす所要送信SIRを約14dB低減できることが分かる。これはAAA送信ダイバーシチにより希望ユーザに対する送信アンテナ利得が向上するため、および希望ユーザの方向に送信される干渉信号が低減されるためである。一方、RF送信回路キャリブレーションを行わない場合には、送信ビームパターンのメインローブが希望ユーザの方向に生成できておらず、また希望ユーザの方向に送信される干渉信号も大きく低減されていないためにBER特性は劣化している。以上の結果から、AAA送信ダイバーシチが干渉ユーザのビームのビームヌルを希望ユーザ方向に生成できるため、高送信電力の高速レートユーザからの干渉低減に効果的であることが分かる。

### 3.3 屋外実験

屋外実験は千葉県市川市の市街地において行った。図10にBSと送受信機を積んだ2MSの位置関係および測定コースを示す。MS1は図の測定コースを平均走行速度約30km/hで走行した。測定コースとBS間の距離は600~850m程度であり、BSに対して $-10^{\circ}$  ~  $+10^{\circ}$  の範囲でMS1の位置は変化する。一方、MS2は図に示すようにBSから $+40^{\circ}$  の方向の約600m離れた位置に固定配置した。BSアンテナの高さは50mであり、 $120^{\circ}$  ビームのセクタアンテナをリニア配置にし、そのアンテナ間隔を $\lambda/2$  ( $\lambda$ は受信キャリア波長)とした(図11)。MSのアンテナ高は2.9mである。MS1の走行コースは周辺に低層の住宅地があり2-3パスの環境である。一方、MS2は基地局を見通すことができる位置にある。

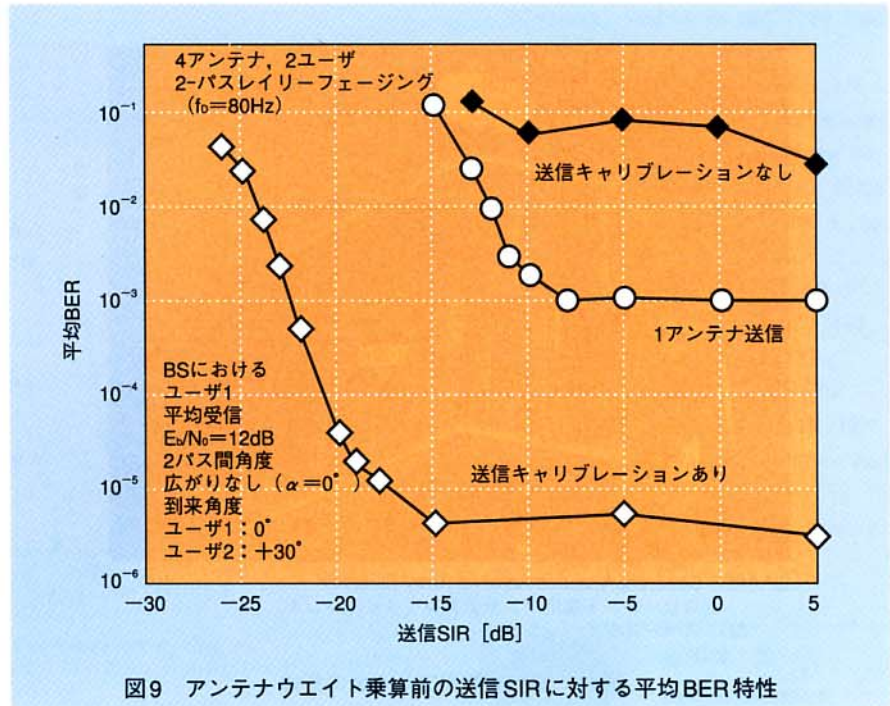


図9 アンテナウエイト乗算前の送信SIRに対する平均BER特性

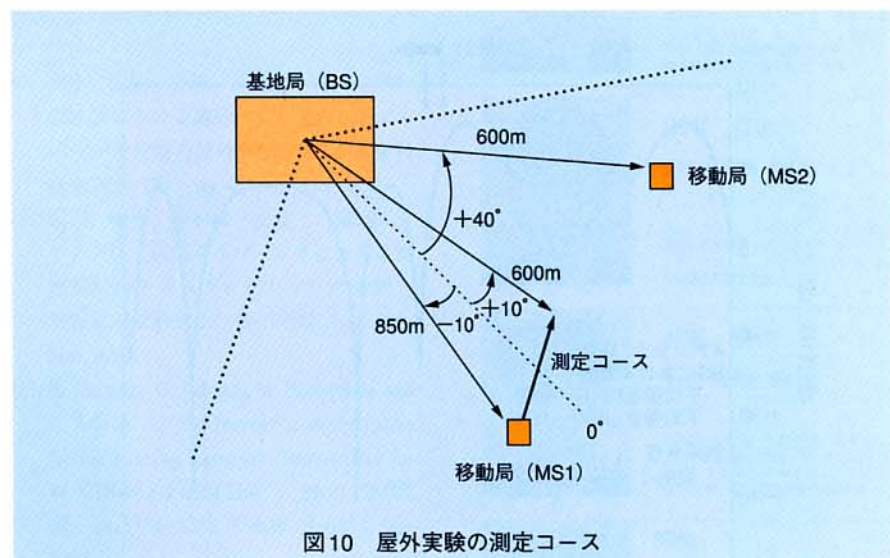


図10 屋外実験の測定コース

本稿では、高速TPCを用いない場合の特性を示す。

上りリンクにおけるアンテナ数が4のときのCAAAD受信の最大受信電力パスに対応したMS1のBS受信での生成ビームパターンを図12に示す。MS1のコース走行時のBSにおけるMS1の1アンテナあたりの平均受信 $E_b/N_0=25\text{dB}$ 、平均受信SIR =  $-15\text{dB}$ とした。MS1の移動に伴い、受信信号の到来方向の変化に対応してメインローブの方向が変化している様子が分かる。MS2(干渉局)はBSに対して十

$40^{\circ}$  の方向に固定しているものの、ビームヌルの位置は観測MSの移動に伴って変化している。これはSIRを最大にする受信アンテナウエイト制御により、希望波信号の到来方向の利得を上げるようなアンテナパターンに収束しているためビームヌルの位置が干渉波の到来方向からシフトしていると考えられる。

アンテナ数が4のときのBSにおけるMS1のCAAAD受信の平均受信信号電力に対する平均BER特性を図13に示す。BSにおけるMS1の1アンテナ





CAAAD : Coherent Adaptive Antenna Array Diversity  
(コヒーレント適応アンテナアレイダイバーシチ)  
SD : スペースダイバーシチ

図11 屋外実験用アンテナの概観

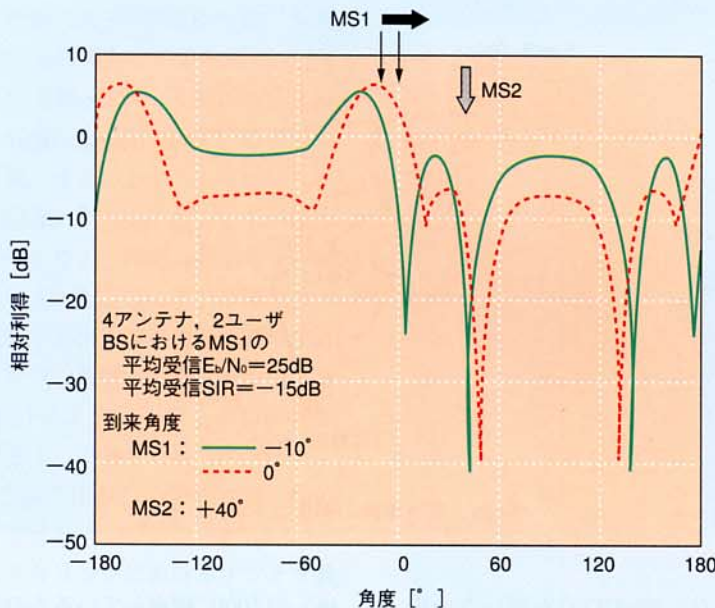


図12 生成受信ビームパターン

あたりの平均受信  $E_b/N_0 = 25\text{dB}$ 、平均受信  $SIR = -12, -15\text{dB}$  とした。比較のために同じアンテナ数でのMRC合成を行うSD受信(アンテナ間隔  $10\lambda$ )を行った場合の特性も示す。図より平均受信  $SIR = -12$  および  $-15\text{dB}$  の場合、CAAAD受信を用いることにより、SD受信と比較して平均  $BER = 10^{-3}$  を満たす所要平均受信電力をそれぞれ  $5\text{--}10\text{dB}$ 、 $8\text{--}10\text{dB}$  程度低減できる

ことが分かる。このように観測MSの受信信号の基地局に対する到来方向の変化に追尾して受信アンテナウエイトが精度良く追尾できる結果、高受信電力のMAIを低減できていることが分かる。SD受信のとき、伝搬モデルの違いおよびRake受信のためのパスサーチ誤りに起因して屋外実験の平均  $BER = 10^{-3}$  を満たす平均受信信号電力は室内実験(等平均電力の2パスモデ

ル)に比較して  $1\text{--}4\text{dB}$  程度増大している。また、CAAAD受信では受信信号電力がより小さくなることに起因してパスサーチ誤りが増大するために、室内実験結果からの劣化はSD受信の場合に比較して大きくなっている。

## 4. あとがき

W-CDMA方式における更なるリンク容量の増大を目指した適応アンテナアレイダイバーシチの構成法について述べ、室内・屋外実験により受信品質改善効果を実証した。今後の実用に向けた主な課題として下記が考えられる。

- (1) アンテナおよびRF回路、ベースバンド信号処理部を含めたBS装置の更なる小型化
  - (2) 塔頂一屋内間の給電線の光ファイバ化による省スペース化
  - (3) 実用システムにおけるRF回路キャリブレーションの構成法
  - (4) パケット伝送時対応(バースト信号)のアンテナウエイト生成法
- 今後、これらを含めた課題を解決し、実用システムへの適用を検討していく予定である。

## 謝辞

本研究にあたり、御指導いただいた東北大学安達文幸教授(前無線アクセス研究室長)に深謝いたします。

## 文献

- [1] Special Issue, IMT-2000: Standards efforts of the ITU, IEEE Personal Commun., Vol.4, Aug.1997.
- [2] F. Adachi, M.Sawahashi and H.Suda: "Wideband DS-CDMA for next generation mobile communications system", IEEE Commun. Mag., Vol.36, pp.56-69, Sept. 1998.
- [3] E. Dahlman et al.: "IMTS/IMT-2000 based on Wideband CDMA", IEEE Commun. Mag., Vol.36, pp.70-80, Sept. 1998.
- [4] A. Duel-Hallen, J. Holtzman and Z. Zvonar: "Multiuser Detection for CDMA Systems", IEEE Personal Communi-

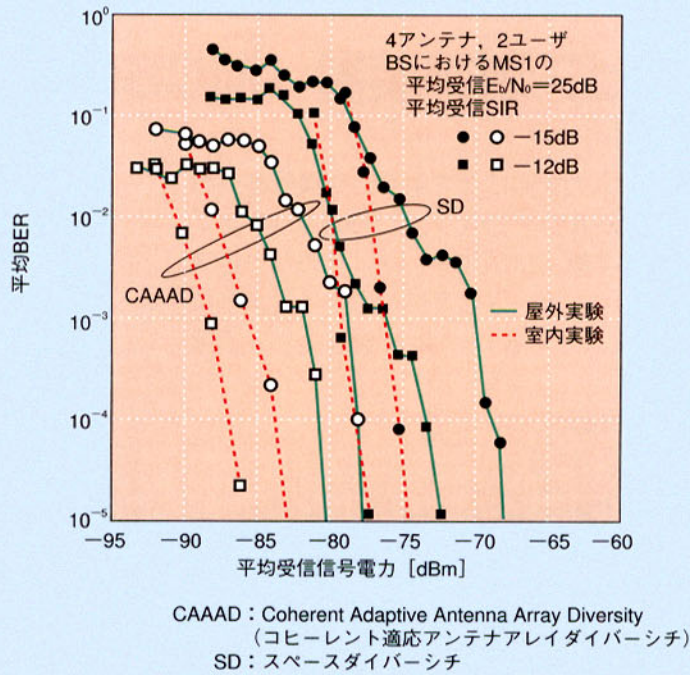


図13 平均受信信号電力に対する平均BER特性

cations, pp. 46-58, Apr. 1995.

- [5] A. J. Pauraj and B.C.Ng : "Space-Time Modems for Wireless Personal Communications", IEEE Personal Commu. Mag., Vol. 5, No. 1, pp. 36-48, Feb. 1998.
- [6] R. Kohno : "Spatial and temporal communication theory using adaptive antenna array", IEEE Personal Communication, pp. 28-35, Feb. 1998.
- [7] M. Sawahashi, H. Andoh, K. Higuchi and F. Adachi : "Experiments on Coherent Multistage Interference Canceller for DS-CDMA Mobile Radio", Proc. PIMRC '98, pp. 491-496, Boston, U.S.A., Sep. 1998.
- [8] S. Tanaka, A. Harada, M. Sawahashi and F. Adachi : "Transmit diversity based on adaptive antenna array for W-CDMA forward link", Proc. CIC '99, pp. 282-286, Seoul, Korea, Oct. 1999.
- [9] 田中, 原田, 井原, 佐和橋, 安達, "W-CDMAにおける適応アンテナアレイダイバーシチ受信の屋外実験特性", 信学技報RCS99-130, pp. 45-50, Oct. 1999.
- [10] 原田, 田中, 佐和橋, 安達 : "適応アンテナアレイ送信ダイバーシチ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.
- [11] A. Harada, S. Tanaka, M. Sawahashi and F. Adachi : "Performance of Adaptive Antenna Array Diversity Transmitter for W-CDMA Forward Link", Proc. PIMRC 99, pp.1134-1138, Osaka, Japan, Sep. 1999.
- [12] 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.

- [13] 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.
- [14] 3GPP RAN 25.211 V3.1.0, Dec.1999.
- [15] "W-CDMA システム実験特集", 本誌, Vol. 6, No. 3, pp. 6-29, Oct. 1998.
- [16] "Specifications of Air-Interface for 3G Mobile System Ver.0.0", Dec. 18, 1997, Association of Radio Industries and Businesses (ARIB).
- [17] S. Haykin, Adaptive Filter Theory, Prentice-Hall, 1991.