

## 3-3-2 移動体追尾技術を用いたミリ波帯広帯域無線アクセスシステム

### 3-3-2 A Millimeter-Wave Broadband Wireless Access System Using Mobile Tracking Technology

辻 宏之 小川博世

Hiroyuki TSUJI and Hiroyo OGAWA

#### 要旨

本論文は、ミリ波を利用した無線基地局と移動局間の新たな高速無線アクセスシステムを提案する。提案するシステムの特徴は、移動局端末を駅などの公衆の場所での使用や、車などの移動体での使用に対応させるために幾つかの基地局を広場や道路沿いに設置し、ミリ波を効率よく利用するために基地局では移動局に対してアンテナビームを形成する。このため基地局にはアレーアンテナを装備し、追尾アルゴリズムを使用して移動局の位置の追尾を行う。さらに、基地局の構成を簡潔化及び小型化するために、光無線融合技術を使用している。移動局の追尾では、高速に移動する端末に対しても正確な位置を特定するために、移動局からの信号の到来方向を正確に推定するアルゴリズムを開発した。追尾性能を改善するために移動局の到来方向と角速度の情報とマルチパス通信チャンネルにおける散乱モデルを使用した新たな追尾アルゴリズムを提案している。提案のミリ波帯広帯域無線アクセスシステムの可能性とアレーアンテナを使用した追尾アルゴリズムの有効性を実証するために実験装置を開発し実験を行った。

We describe a new system for high-speed wireless access systems between base stations and mobile terminals. In the proposed system, the base stations are located along street or in public facilities and formulate the antenna beam toward mobile terminals to utilize the millimeter wave efficiently. The base station has an array antenna and tracks mobile terminals by using a new tracking algorithm. A radio-on-fiber technique is used to simplify and miniaturize the components of the base station. We propose a new tracking algorithm that uses directions-of-arrival, angular velocities of mobile terminals, and scatter modeling in multipath communications channels to improve the tracking performance. We also developed experimental equipment to demonstrate the feasibility of the proposed millimeter-wave broadband wireless access system and the efficiency of the tracking algorithm using an array antenna system. Finally, we discuss our simulation and experimental results.

#### [ キーワード ]

ミリ波, アレーアンテナ, ファイバ無線, 到来方向推定  
millimeter-wave, array antenna, radio-on-fiber, direction-of-arrival (DOA)

## 1 まえがき

近年、無線通信システムを使用し無線端末へ広帯域ネットワークサービスを拡張することますます興味が高まっている[1]~[4]。有線と無線のネットワーク間のシームレスなインターフェ

ースを実現するために、大容量のデータ伝送技術がこのような無線アクセスシステムには必要となる。一方、マイクロ波帯以下の低い周波数では、既存のシステムに利用されていたり、利用可能な帯域幅が制限されていたりする。このような背景の下、ミリ波帯を使用した無線通信

システムが注目されている。これは、ミリ波帯においては利用できる帯域幅が広いこと、高速な通信の実現が容易であり、波長が短いためアンテナと無線機器の小型化が期待できるなどの理由による<sup>[5]</sup>。しかしながら、ミリ波帯はその特質上、建物及び他の構造物によって遮蔽されやすく、更に空気による減衰を受けやすいという性質を持っている<sup>[3]</sup>。また、他の無線通信システムと比較して、サービスエリア(セル)が小さくなるため、従来のシステムと比較し多くの基地局を必要とし、その結果基地局の設置には多くの費用が必要と予想される。本研究ではこれらの問題を解決しかつミリ波帯の利点を活用するために光無線融合技術とアレーアンテナ技術を利用した新たな通信システムを提案する<sup>[6]</sup>。このシステムでは各基地局において、希望信号の方向に最大利得を与え、他の端末局からの干渉波を抑制するためにアレーアンテナあるいは方向選択可能なアンテナを装備している。また、光無線融合技術が基地局の構成要素を単純化かつ小型化するために使用されている。この技術は、光ファイバによって制御局と基地局を接続し、光波長多重サブキャリアの使用により、制御局は基地局のアレーアンテナを直接制御することを可能とする。このように、ミリ波帯を使用した無線アクセスシステムにアレーアンテナ技術と光無線融合技術を利用することは多くの利点を生み出す。しかしながら、これらのシステムの実現には幾つかの課題が残されている。例えば、移動局端末が基地局に接近するようなシステムや移動局端末が移動中の乗り物の中で使用されるようなシステムでは、移動局端末からの信号の到来方向は時間的な変化が大きくなることもあり、この場合移動中の端末にアンテナビームを向けることは容易ではない。さらに、移動局端末が素早く移動する場合、従来の到来方向推定アルゴリズムでは移動局から到来する信号の到来方向の推定誤差が大きくなる。これは到来方向を推定するためにアレーアンテナの受信データの共分散行列の推定値を必要とするからである。この問題を解決するために、移動局端末の到来方向と角速度の情報を利用する新たな移動局追尾手法が提案されている<sup>[7]</sup>。これら二つのパラメータを使用することにより移動

局端末が非常に高速で移動する場合でも、他の到来方向推定手法と比較して性能が改善できる。本研究では、提案のアルゴリズムを改良し実時間での処理を可能とし、移動局端末の周辺で起こる散乱を考慮したアルゴリズムを開発した<sup>[8]</sup>~<sup>[11]</sup>。これは、もとの手法では電波のマルチパスを考慮に入れないモデルを使用しているため、マルチパス伝送路の環境の中で使用される場合、到来方向を正確に推定することができないからである。

本論文では、以上の研究成果をまとめた新たな広帯域無線アクセスシステムについて述べる。特にシステムを実現するに当たり提案した幾つかの重要な要素技術の中で、アレーアンテナ及び光波長多重技術を使用した移動体端末局の追尾の実現可能性を中心に示す。この追尾システムにおいては、マルチパス環境で追尾性能を改善する到来方向推定アルゴリズムに注目する。提案した移動体追尾システムの有効性を示すために、シミュレーションによる評価及びアレーアンテナ並びに光波長多重伝送システムを含む幾つかの装置を開発し野外試験を行った。

本論文は以下のように構成される。2では、システムの概念について説明する。3及び4では、移動体追尾システムのためのアンテナ設計及びミリ波の無線アクセスシステムのための重要な技術について述べる。5と6では移動体追尾のためのアルゴリズムについて述べ、シミュレーションと野外試験によってその有効性を示す。最後に結論を述べる。

## 2 広帯域無線アクセス・システムのシステム概要

ここでは提案する広帯域無線アクセスシステムについて詳細に述べる。図1は提案のシステムの概念図を示す。このシステムでは、各基地局がアレーアンテナ又は指向性選択可能なアンテナを持ち、高速な通信のためにアレーアンテナは移動局からの信号の到来方向推定を行った後に希望信号方向にアンテナビームを向ける。一方、干渉波方向に対してはアンテナビームのヌルを向ける。これは希望波の電力を増大させ、受信波から干渉波を取り除くために行われる。

基地局と端末局の見通し通信を維持するために基地局を通りに沿って 50 ~ 100 m 間隔で設置する。また、マクロダイバシチ(あるいはサイトダイバシチ)がこのシステムで使用される。つまり、障害物により基地局からの直接の通信路を妨害されると、移動局端末は妨害されない他の基地局と通信することになる。

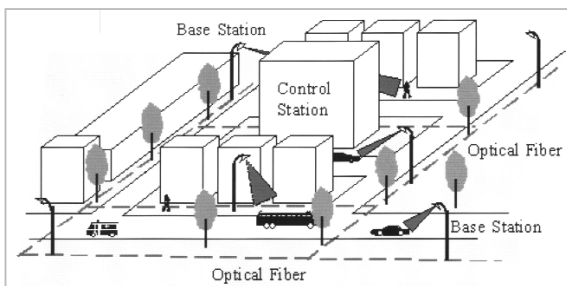


図1 システム概念図

このようなシステムを実現するに当たり幾つかの課題が考えられる。一つは、他の無線通信システムと比較して、基地局の設置に相当な時間と費用が必要ということである。この理由の一つとして、基地局装置に利用可能なスペースが限られているということが挙げられる。この問題に対処するために、基地局で受信された信号の情報を保持したまま制御局へ伝送することが可能な光無線融合技術が最近注目されている [12]。この技術が無線通信システムの中で使用される場合、基地局ではラインコントロールスイッチあるいは変調器 / 復調器のような複雑な装置を必要とせず、制御局に集中させることができる。

次に、図2(a)で示されるように、アレーアンテナ制御のための基地局及び制御局の新しい構成を提案する。リバースリンクでは、アレーアンテナの出力信号が直接光の信号の強度を調整し、光ファイバによって制御局へ送信される。リバースリンク及びフォワードリンク共構造はほとんど同じである。フォワードリンクでは、変調器からの分割された信号が直接光信号の強度を調整し、異なる光ファイバによって基地局へ送信される。しかしながらリバースリンク及びフォワードリンク両方のために同じ構造を使用する場合、フォワードリンクにおいて幾つかの問題がある。その一つとして、狭いビーム幅

及び高い利得でビーム形成を実現する難しさが挙げられる。アレーアンテナを使用し、そのようなビームパターンを実現するためには、一般にはアンテナ素子の数を増加させなければならない。素子の増加は、光波長多重の多重数を増加させ、システムを複雑にする。さらに、受信時では比較的容易であるアレーアンテナの校正と比較してフォワードリンクの中で使用されるアレーアンテナの校正は一般に困難である。したがって、図2(b)が示すように基地局及び制御局の別の構成を提案する。アレーアンテナは移動局端末の到来方向を単に推定するために使用される。また、指向性切り替えアンテナ若しくはセクタアンテナが通信のために使用され、到来方向の情報に従い適宜指向性が切り替えられるようにする。図2(b)で示される構成法は実現が容易であり高いアンテナ利得が得られる一方、複雑なビーム形成が行えないため、ビーム制御による通信品質の改善の成果は低下すると考えられる。

提案されたアンテナ構成法により、制御局にビーム形成、ハンドオーバー及び変復調を含むほとんどの装置を集中させることができる。制御局に高性能なデジタル信号処理装置(DSP, digital signal processor)を設置することも可能であるため、基地局は更に小型化できる。また、より適

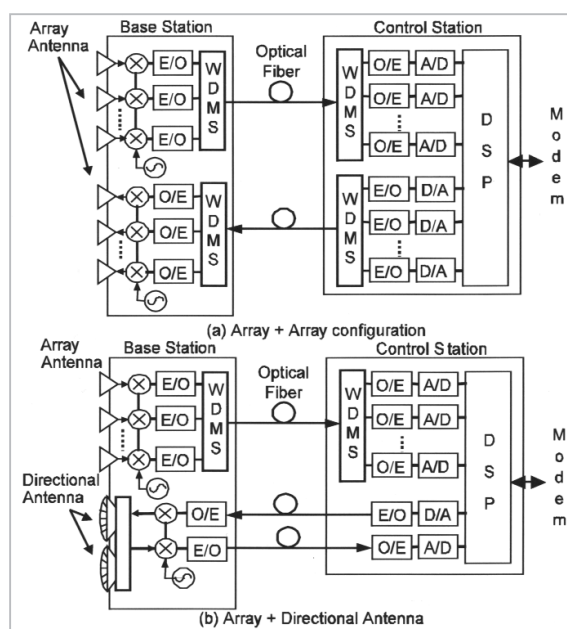


図2 アレー信号処理のための基地局と制御局の構成

切な DSP が開発されている場合、制御局の DSP ユニットの容易に交換し、基地局を回収することなくアレーアンテナ処理用のもっと高度なアルゴリズムを実行することができる。

### 3 ミリ波アクセスシステムのアンテナ設計

#### 3.1 アンテナ設計考察

ここでは、到来方向推定に使用されるアンテナ設計と基地局と移動局端末間の通信を可能にする構成について述べる。まず、アンテナ設計の仕様について考える。本システムでは、基地局と移動局端末間の伝送において直接波と反射波の振る舞いにより特徴づけられる。しかしここでは簡単のためアンテナを設計する際には単一の直接波のみを考慮する。設計は下記条件に基づく：

- ・自由空間伝搬モデルを使用する。
- ・空気による伝送損失を考慮に入れる。
- ・中心周波数は 59.5GHz。
- ・移動局端末の送信出力は 10dBm。
- ・基地局及び移動局端末局間の距離は最大で 50 m。
- ・基地局アンテナの高さは 5 m。
- ・CNR( Carrier-to-noise ratio )は少なくとも到来方向推定に 5dB、通信には 15dB 必要とする。
- ・チャンネルの帯域幅は、到来方向推定に 1MHz、通信用に 50MHz 必要とする。
- ・雑音指数( NF )は 10dB。
- ・パッチアンテナを移動局端末用に使用し、基地局では到来方向を推定するために使用する。

基地局及び移動局端末間の回線設計を行うために、アンテナの指向性( 電界 )を垂直面・水平面とも対称であり、その形状を  $\cos$  の  $n$  乗で近似ができる仮想のアンテナを使用する<sup>[18]</sup>。すなわちアンテナの指向性は以下のように定義される：

$$D(\phi) = (\cos \phi)^{2n} \quad (1)$$

ここで  $\phi$  はアンテナの正面方向からの角度である。ここでパッチアンテナの半値ビーム幅を  $\theta$

とすると、以下のように表すことができ、

$$\left( \cos \frac{\theta}{2} \right)^{2n} = \frac{1}{2} \quad (2)$$

$\theta=80^\circ$  とすれば、 $n$  は 1.3 であると計算される。さらに、アンテナの正面利得を半値ビーム幅の関数として定義する<sup>[19]</sup>。その関数は以下に与えられる。

$$G_f = 10 \log_{10} \left( \frac{K_g}{\theta_H \theta_V} \right) \quad (3)$$

ここで  $K_g$  は単位を持たない定数であり、そして  $\theta_H$  と  $\theta_V$  は二つの直交する軸(つまり水平垂直面)の半値ビーム幅(度)である。ここでは  $K_g$  の値を 24000 として使用する。すると  $\theta=80^\circ$  のとき正面利得  $G_f$  は 5.74dBi と算出される。式(2)及び(3)から以下のアンテナ利得の数学的モデルを得る：

$$G = G_f + 20n \log_{10} (\cos \phi) \quad (4)$$

ここで  $\phi$  は基地局あるいは移動局端末から入射する波の到来方向である。したがって、式(4)で与えられる仮想アンテナは  $\theta$  を変化させることにより、広いビーム幅を持つパッチアンテナや狭いビーム幅を持つホーンアンテナを表現できる。

最終的に、CNR は式(5)で定義される。

$$\text{CNR} = P_T + G_T + L_{free} + L_{oxgn} + G_R - N_P \quad (5)$$

ここで  $P_T$  は送信電力、 $G_T$  は送信側のアンテナ利得、 $G_R$  は受信側のアンテナ利得である。 $N_P$  は雑音電力であり、帯域幅が 1MHz、NF=10dB のとき - 87dBm となり、帯域幅が 50MHz、NF=10dB の場合は - 104dBm となる。さらに、 $L_{free}$  と  $L_{oxgn}$  はそれぞれ自由空間伝搬損失及び酸素吸収損失であり、それぞれ  $20 \log_{10}(1/r)$  dB と - 16dB/km で与える。 $G_T$  と  $G_R$  は式(4)により計算される。これらのパラメータを用いて基地局での CNR を計算する。

#### 3.2 セル配置

ここでは基地局と移動局端末間の通信及び到来方向推定を行うためのセルの配置について述べる。

図3はここで提案する2種類のセル配置を示す。一つは基地局の左側(あるいは右側)のエリアをカバーする片側放射システムである。もう一つは、基地局の両側をカバーする両側放射システムである。これら二つのシステムは次の特徴がある。

片側放射システム:

- ・伝達距離が長い。
- ・信号電力が効率的に使用される。
- ・マルチパス信号の影響が増加する可能性がある。

両側放射システム:

- ・伝達距離が短い
- ・妨害確率は低くなる
- ・両端の電界強度が低い
- ・端末が基地局の下を通過するとき、移動局端末でのアンテナビームを切り替える必要がある。

さらに、基地局の配置についても考慮しなければならない。基地局のための可能な位置は道路真上、あるいは道路脇に設置することが一般的である。

以上の考察で重要なことは、図4で示されるように基地局及び移動局端末のアンテナのポアサイトの角度を最適に設定することである。したがって、幾つかの可能な角度を考慮しCNRを計算した。

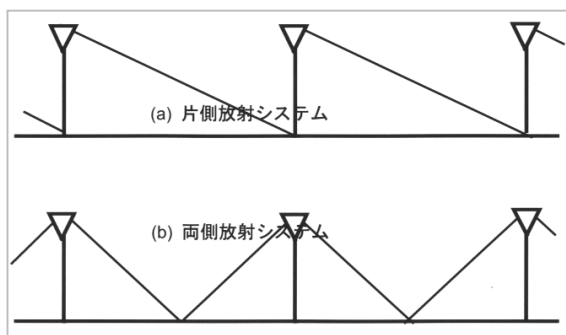


図3 セル配置

### 3.3 到来方向推定用のCNR

移動局からの信号の到来方向を推定するために基地局及び移動局端末の両方でパッチアンテナが使用されると仮定する。前述のように、到来方向を推定するために必要なCNRは5dBであり、それは5で提案するアルゴリズムの性能に

よって決定されている。到来方向推定用のアルゴリズムは復調又は同期のような処理を要求しないので、特別な信号(例えばパイロット信号)、移動局端末からの制御信号及び基地局と移動局端末間の通信信号などほとんどの信号を到来方向推定に利用できる。また到来方向推定のみを考えるため、推定に必要な帯域幅は1MHzとする。

以上の条件よりCNRを以下のように計算する。

#### 3.3.1 両側放射システム

最初に基地局が道路の真上( $y=0$ )に設置する場合を考える。アンテナの角度を図4にあるように両側をカバーするように  $\theta_B = \theta_T = 0^\circ$  に固定する。また  $\theta_M$  は  $0^\circ$  に設定する。移動局端末が基地局から  $x=25\text{m}$  遠ざかった場合、移動局端末方向の基地局の  $G_R$  は  $-12.65\text{dBi}$  になる。したがって、基地局の受信側のCNRは

$$\text{CNR} = 4.80 + G_T \quad (6)$$

と与えられる。この結果より、送信側の  $G_T$  は、推定に必要なとされる  $\text{CNR}=5\text{dB}$  を得るために少なくとも  $0.20\text{dBi}$  必要であることを示す。しかしながら、基地局方向への移動局端末の実際の  $G_T$  は  $-12.65\text{dBi}$  となる。したがって、移動局端末の方向を推定するため必要なCNRを得ることができない。図5(a)は、式(5)を使い基地局と移動局端末間の距離を変化させて得られたCNRを示す。図5(b)と(c)は移動局端末アンテナのポアサイトの角度が  $\theta_M = 60^\circ$  及び  $80^\circ$  に傾けられた場合のCNRを示す。すなわち移動局端末のアンテナだけが基地局の方へ傾けられる。これらの結果より、基地局と移動局端末間の有効な距離が30m以内であることが分かる。

#### 3.3.2 片側放射システム

この場合、両方のアンテナは互いに向かい合うことになる。基地局及び移動局端末両方の角度を変化させ、基地局の位置を変えた場合のCNRを計算する。基地局が道路の上にある場合に計算されたCNRを図6(a)と(b)道路わき( $y_0=0$ )にある場合を図6(c)と(d)と(e)と(f)に示す。これらの結果が示すように基地局が道路の上にある場合、すべての場所にわたり十分なCNRが得ることができる。一方、基地局が道路わきにある場合、基地局アンテナは全エリアをカバーするために例えば  $\theta_B = \theta_T = 45^\circ$  移動局端末へ傾ける必要が

ある。これらの結果から、片側放射システムは全ての領域にわたり到来方向推定を行う必要がある場合に使用できると考えられる。

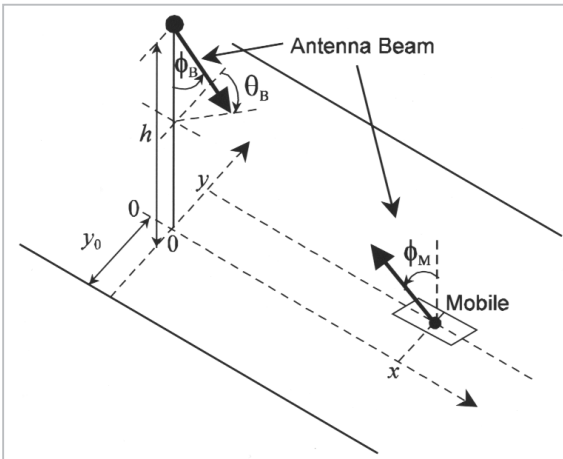


図4 アンテナビームの角度定義

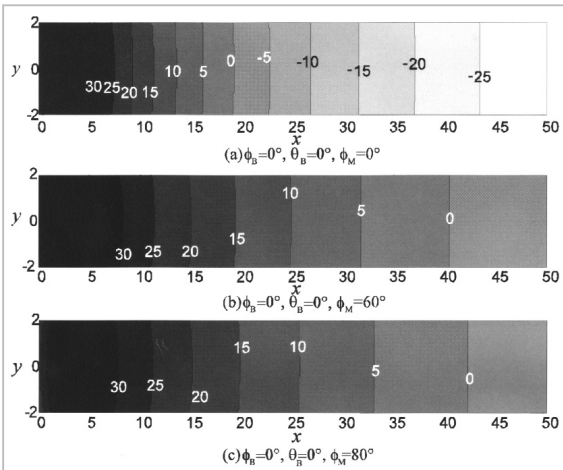


図5 到来方向推定を行う場合のCNR (両側放射システム)

### 3.4 通信のための所望CNR

基地局と移動局端末間の通信を確立するには、帯域幅が50MHzで15dBのCNRが必要であると仮定する。この理由は、

- ・BERは誤り訂正を行わない場合で $10^{-5}$ である。
- ・変調方式はシングルキャリアのQPSKとする。
- ・遅延検波を使用する

と仮定し、文献<sup>23)</sup>で示されるCNR対BER(bit-error rate)の表により、所望のCNRを決定した。

次に、基地局及び移動局端末アンテナの設置角度及び必要条件について述べる。

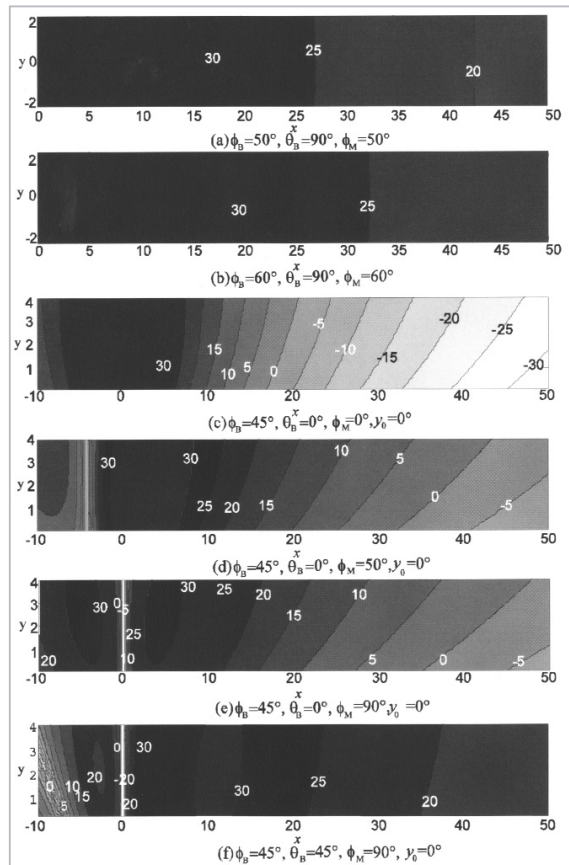


図6 到来方向推定を行う場合のCNR (片側放射システム)

#### 3.4.1 両側放射システム

基地局と移動局端末間の通信のために到来方向推定と比較して帯域幅が50倍増加するため、10dB程度の余分のCNRが必要となる。したがって、両側放射システムの基地局と移動局にパッチアンテナ( $n=1.3$ )を使用するような場合、問題はより複雑になる。つまり、 $\theta_B$ 、 $\phi_B$ そして $\phi_M$ が $0^\circ$ にセットされた場合、十分に大きなCNRは得られないことになる。したがって、適切なCNRを得るために移動局端末側のアンテナを傾けることは必須となる。これは、移動局端末が基地局の真下を通過する場合を考え、アンテナの前後の指向性が切り替えられるアンテナを装備する必要があることを意味する。この場合、システムの制御方法が更に複雑になるため、この配置は提案されたシステムには適切でないと考えられる。したがって、次の片側放射システムのみをここでは取り上げることにする。

#### 3.4.2 片側放射システム

まず、パッチアンテナ( $n = 1.3$ )が基地局及び

移動局端末で使用する場合を考える。 $\theta_B$ と $\theta_M$ を変化させたときに得られるCNRを計算する。

図7の結果より、移動局端末のアンテナの角度が $\theta_M = 70^\circ$ か $80^\circ$ の場合でも、基地局の角度 $\theta_B$ を $50^\circ$ あるいは $60^\circ$ に設定すれば、適切なCNR (=15dB)が基地局から15m以内で得ることができる。したがって、基地局及び移動局端末間の距離が0~15mである場合に通信を可能にするためには、 $\theta_B$ と $\theta_M$ の角度は $60^\circ$ 及び $80^\circ$ にそれぞれ設定する必要がある。

基地局と移動局端末間の距離が15m以上である場合について考える。前の結果から、15mを超える距離で移動局端末と通信を実現するためには基地局でパッチアンテナを使用することができないと分かった。したがって、異なるビーム幅を持つアンテナ、つまりアンテナ利得が異なるアンテナが基地局で使用する場合、通信を確立するために必要なアンテナ利得がどの程度必要かを考察する。

到来方向推定の場合の結果に基づき、移動局端末アンテナの角度を $\theta_M = 80^\circ$ とする。また、基地局アンテナの角度は $\theta_B = 80^\circ$ とした。つまり、角度 $\theta_B$ 及び $\theta_M$ を固定し、基地局でアンテナのビーム幅を変化させることによりCNRを評価する。図8は、そのときのCNRを示す。シミュレーションの結果より、ビーム幅 $15^\circ$ アンテナ利得を20dBに設定したとき、基地局及び移動局端

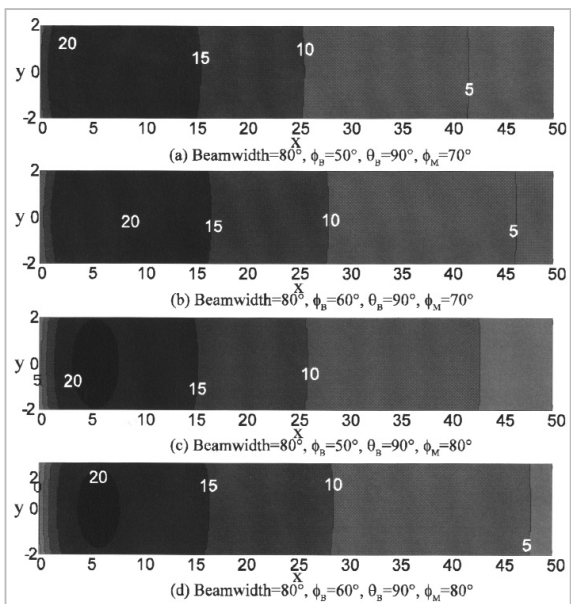


図7 通信を行う場合のCNR(片側放射システム)

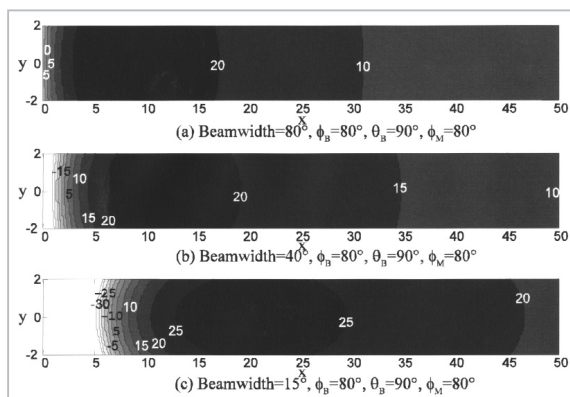


図8 狭いビーム幅のアンテナを用いた場合のCNR(片側放射システム)

末間の距離が15m以上の場合でも通信が可能であることが分かる。

## 4 ミリ波無線アクセスシステム実現のための要素技術

### 4.1 光波長多重伝送

提案されたシステムにおいて、制御局と基地局間で伝送を行う場合、アレーアンテナの各素子で送受される信号の振幅及び位相に関する情報は非常に重要である。これは到来方向推定及びアンテナビーム形成が信号の振幅及び位相によって影響されるためである。このため光波長多重(WDM, Wavelength-division-multiplexing-subcarrier)伝送は基地局と制御局間で信号を送受するために適している技術であると考えられる。そこで提案のアレーアンテナシステムで光波長多重を使用する伝送装置を開発した<sup>13)</sup>。本節ではこのシステムの詳細について述べる。

図9は、光波長多重システムの構成を示したものである。このシステムは光電気若しくは電気光の変換を波長の異なる光で変換を行う変換器、複数の光信号を合成する光カプラ、光のバンドパスフィルタ(BPF)及び増幅器で構成される。基地局から制御局へのリバースリンクでは、アレーアンテナの各素子で受信された信号はそれぞれ異なる波長を備えたレーザダイオードによって電気光変換が行われる。また、その出力は基地局の中の光カプラによって混合される。制御局では多重信号が光カプラ及びBPFによって異なる波長の光信号に分割された後、光電気変換器により元の受信信号に戻さ

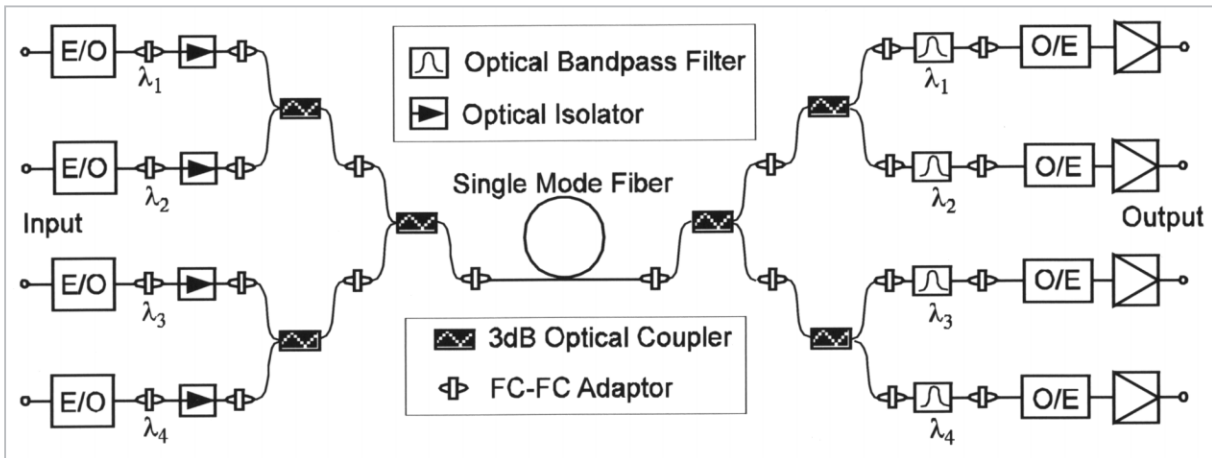


図9 WDMs 伝送システム (4 サブキャリア)

れる。レーザとフォトダイオードの現時点での入手のしやすさから、このシステムの間周波数(IF)を1.5GHzに選んだ。また多重信号を分離する光BPFの特性を考慮して多重サブキャリア数を4とした。その他の仕様は表1に示す。仮に多重サブキャリアの数を2倍にすると、フォワードリンク及びリバースリンク用の光ファイバは共有することができる。この場合、信号間の干渉と光波長多重送信のコストを増加させることになる。したがって、この時点ではフォワードリンク及びリバースリンクのために別々の2本のファイバを使用することが合理的であると考えられる。

表1 光波長多重伝送の諸元

Optical wavelength	1298.3nm 1304.2nm 1308.5nm 1315.4nm
Optical Transmission Power	+9dBm
Cross-talk	< -38dB
CNR (m=20%, Bandwidth=50 MHz, Fiber length=4km)	> 43dB
Frequency	1.4-1.6GHz

#### 4.2 追尾システム用ミリ波帯アレーアンテナ

本論文のはじめに、端末局にアンテナビームを向けるために基地局が移動局端末の位置を推定しなければならないと述べた。この節では移動局端末からの信号の到来方向推定のために使用されるアレーアンテナについて述べる。ミリ波帯は周波数が非常に高いので、ミリ波帯のア

レーアンテナの製作には多くの技術が要求される。本システムではアンテナ素子としてマイクロストリップアンテナ(MSA)を使用するアレーアンテナを開発した<sup>14)</sup>。MSAは写真リソグラフィエッチング技術を使用するため正確な素子間隔を持つようなアレーアンテナを製造するために適している。図10で示されるようにこのアレーアンテナは多層構造である。このMSAは“電磁結合型マイクロストリップアンテナ”あるいは“proximity-coupledマイクロストリップアンテナ”と呼ばれる。このアンテナの中心周波数は59.5GHzである。このアンテナは、素子間隔が波長の半分であり長方形のパッチアンテナの4素子をもつリニア・アレイアンテナである。素子間の相互結合を均一化するために配列の両端にダミー素子が置かれている。放射パッチとフィードラインの間の相互作用により放射パッチには中央層のフィードラインによって供給される。

開発したアレーアンテナ及び到来方向推定ア

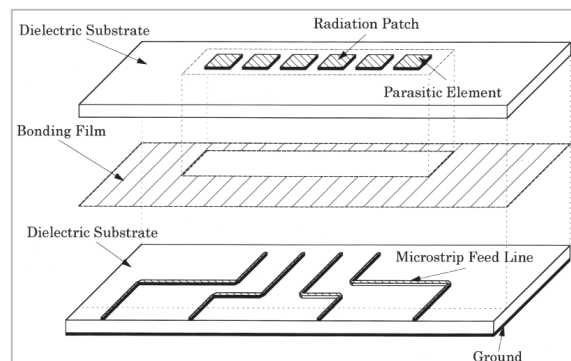


図10 マイクロストリップアレーアンテナの構造



ルゴリズムを使用して、電波暗室内で到来方向推定の実験を行った。最初に回転台上にアレーアンテナを置き、0度アンテナの角度を設定する。次に、推定値が0度となるように各受信信号の位相及び振幅の調整を行った(実際には、ベースバンド信号にて複素係数を調整することにより実現している)。この実験では、アレーアンテナとホーンアンテナ間の距離を3.5 mとし、送信電力は10dBmとした。調整の後、回転台を回転させ幾つかの角度で到来方向を測定した。その結果を図11に示す。結果より実際の到来方向と推定された到来方向間の誤差が3.2度以内にあることが確認された。また、標準偏差は1.6度だった。これにより、光波長多重伝送技術とアレーアンテナを使用したシステムが正常に動作していることが確認された。

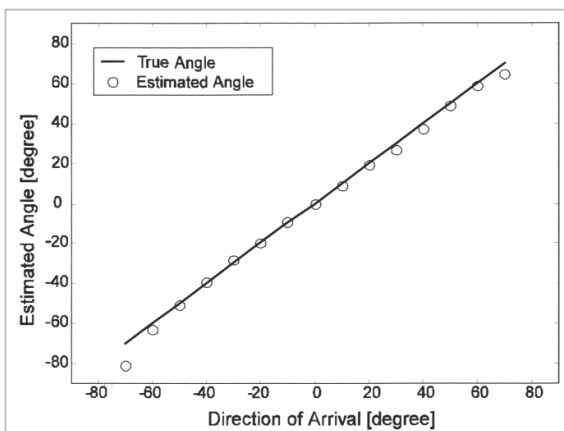


図 11 マイクロストリップアレーアンテナによる到来方向推定結果

## 5 ミリ波アクセスシステム用追尾アルゴリズム

### 5.1 移動端末局の到来方向推定

アレーアンテナを用いて基地局と特定のユーザ間の通信を最適化するために、基地局のアンテナビームを形成するためのアレーアンテナの重みベクトルを決定する方法が幾つか提案されている。一般に用いられている到来方向推定及び重み決定用のアルゴリズムは文献[16]に要約されている。適切なビーム形成方法の一つとして、信号入射の方向(到来方向)の情報を使用により重みベクトルを決定する方法がある。このような到来方向情報を基にした方法は高速

通信システムに拡張することができる。これは到来方向がフォワードリンク及びリバースリンク中の唯一の共通のパラメータであるため、両リンクにおいてビーム形成が容易に実現できる。また、参照信号などを必要とする他の重みベクトルを決定する手法では同期や復調などの処理が要求されるのに対して、到来方向情報に基づいた方法はこれらの処理を必要としないため、高速な信号を容易に扱えるためである。さらに、指向性選択可能なアンテナが基地局及び移動局端末間の通信のために使用される場合、到来方向に関する情報はアンテナの指向性を選択するのに利用できる。しかしながら、到来方向に基づいた方法は到来方向推定及び重み決定を独立して実行する必要があるため、それらの処理に対する負荷を考慮する必要がある。提案されたアクセスシステムの最も重要な特徴の一つとして、移動局端末が自動車のように高速に移動する場合でもビーム形成のための正確な到来方向推定が実時間でできるようにすることである。この章では、文献[15]で提案されている周辺散乱モデルを導入にすることにより移動局端末の追尾能力を改善する新しい方法について述べる。さらに、シミュレーションによって提案された手法の有効性を示す。

### 5.2 信号のモデル

最初に、到来方向を推定するための信号のモデルについて説明する。 $M$ 個の素子が等間隔  $D$  で直線に並べられたアレーアンテナに、 $N$ 個の狭帯域信号がそれぞれ異なる方向、 $\theta_n(t)$  から入射する場合を考える。マルチパス伝送路環境では、受信信号は以下のように記述できる。

$$y(t) = x(t) + v(t) \tag{7}$$

$$x(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{P_n} \beta_{nk} a(\theta_n(t) + \tilde{\theta}_{nk}(t)) s_n(t - \tau_{nk}), \tag{8}$$

$$x(t) = [x_1(t), \dots, x_M(t)]^T, v(t) = [v_1(t), \dots, v_M(t)]^T$$

$$a(\theta) = [1, e^{j\xi \sin \theta}, \dots, e^{j\xi(M-1) \sin \theta}]^T, \xi = 2\pi D/\lambda$$

ここで  $y(t) = [y_1(t), \dots, y_M(t)]^T$  は複素観測信号で構成される  $M \times 1$  ベクトル、 $\beta_{nk}$ 、 $\tilde{\theta}_{nk}$  と  $\tau_{nk}$

$(t) + \tilde{s}_{nk}(t)$  は  $n$  番目の信号を発信源とする  $k$  番目の到来信号のそれぞれ振幅、遅延時間及び到来方向である。また、 $P_n$  は  $n$  番目の信号源からの周辺散乱信号の総数である。 $v(t)$  は平均値 0, 分散  $\sigma_v^2$  の白色雑音で構成される  $M \times 1$  の観測雑音ベクトルであり、 $s_n(t)$  とは相関がないとする。そして  $\lambda$  は搬送波の波長である。

提案されたシステムでは、基地局が移動局端末上の高い位置に設置されるため、基地局に入射する信号の角度広がりはいと仮定する。すなわち、基地局は移動局端末の周辺物から離れていて、信号の散乱は主に移動局端末の周辺で発生すると考える。そこで、文献 [15] のモデルの使用により周辺散乱信号をモデル化する。信号の遅延は  $s_n(t - \tau_{nk}) \simeq e^{-j2\pi f_c \tau_{nk}} s_n(t)$  のように位相シフトで近似でき、式 (8) の Taylor 展開を利用すると、以下の式を得る。

$$\begin{aligned} x(t) &\simeq \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^{P_n} \beta_{nk} e^{-j2\pi f_c \tau_{nk}} \left( a(\theta_n(t)) + \tilde{d}_{nk} d(\theta_n(t)) \right) s_n(t), \\ &= \sum_{n=1}^N \left\{ \varphi_n a(\theta_n(t)) + \zeta_n d(\theta_n(t)) \right\} s_n(t) \end{aligned} \quad (9)$$

$$\varphi_n = \sum_{k=1}^{P_n} \beta_{nk} e^{-j2\pi f_c \tau_{nk}}, \quad \zeta_n = \sum_{k=1}^{P_n} \beta_{nk} e^{-j2\pi f_c \tau_{nk}} \tilde{d}_{nk}$$

$$d(\theta) = \frac{da(\theta)}{d\theta} = [0, \dots, j\xi(M-1)\cos\theta e^{j\xi(M-1)\sin\theta}]^T$$

ここで、 $f_c$  は搬送波の周波数、 $\theta_n$  は非ゼロであり、 $n$  番目の信号の複素振幅を含んでいる。そこで、ステアリングベクトルを式 (10) のように再定義する。

$$\tilde{a}(\theta_n(t)) \triangleq a(\theta_n(t)) + \gamma_n d(\theta_n(t)) \quad (10)$$

ここでは新たに散乱パラメータ  $\gamma_n = \zeta_n / \varphi_n$  を定義した。さらに、 $\gamma_n$  が小さな値をとると、式 (10) の  $\tilde{a}(\theta_n(t))$  の  $m$  番目の要素は

$$\begin{aligned} [\tilde{a}(\theta_n(t))]_m &= e^{j\xi(M-1)\sin\theta_n(t)} (1 + j\gamma_n \xi(M-1)\cos\theta_n(t)) \\ &\simeq e^{j\xi(M-1)\sin\theta_n(t)} e^{j\gamma_n \xi(M-1)\cos\theta_n(t)} \\ &= b_{mn}(t) \end{aligned} \quad (11)$$

と近似することができる。

以上より、周辺散乱を考慮したアレーアンテナ受信信号モデルを次のように定義する。

$$y(t) = x(t) + v(t) \quad (12)$$

$$x(t) = \sum_{n=1}^N b(\theta_n(t)) s_n(t) \quad (13)$$

$$b(\theta_n(t)) = [1, \dots, e^{j\xi(M-1)\xi(\sin\theta_n(t) + \gamma_n \cos\theta_n(t))}]^T \quad (14)$$

### 5.3 到来方向推定

この節では、前述の周辺散乱モデルを使用し目標が移動する場合の到来方向推定手法について述べる。このアルゴリズムの簡単な原理は図 12 で示される。サンプリング間隔  $T_s$  とインデックス  $k$  によって連続時間を  $t = kT_s$  で離散時間として扱う。ここで短時間での到来方向の軌跡を直線で近似できると仮定する。つまり

$$\theta_n(k-l) \approx \theta_n(k-l|k) = \theta_n(k) - \alpha_n(k)lT_s, \quad (15)$$

$$n = 1, \dots, N, l = 1, \dots, k-1$$

と記述する。ここで  $\alpha_n(k)$  は時間  $k$  の  $n$  番目の目標物の角速度である。また、 $j(m-1)\alpha_n(k)lT_s$  の値が非常に小さいと仮定すると、式 (11) の  $b_{mn}(k-l|k)$  を式 (16) に示すように近似を行う。

$$\begin{aligned} b_{mn}(k-l|k) &= e^{j(m-1)\xi(\sin\theta_n(k-l|k) + \gamma_n \cos\theta_n(k-l|k))} \\ &= e^{j(m-1)\xi\{\sin(\theta_n(k) - \alpha_n(k)lT_s) + \gamma_n \cos(\theta_n(k) - \alpha_n(k)lT_s)\}} \\ &\approx e^{j(m-1)\xi\{\sin\theta_n(k) + \gamma_n \cos\theta_n(k)\}} \{1 - j(m-1)\xi\alpha_n(k)lT_s \cos\theta_n(k)\} \\ &\quad \{1 + j(m-1)\xi\gamma_n \alpha_n(k)lT_s \sin\theta_n(k)\} \\ &\approx e^{j(m-1)\xi\{\sin\theta_n(k) + \gamma_n \cos\theta_n(k)\}} \end{aligned} \quad (16)$$

$[1 - j(m-1)\alpha_n(k)lT_s \cos\theta_n(k) - \sin\theta_n(k)]$  さて、ここでモデル誤差の重み付の和である評価関数  $J(k)$  を以下のように定義する。

$$J(k) = \sum_{l=0}^{k-1} \mu_{k-l,k} \|r(k-l|k)\|^2 \quad (17)$$

$$r(k-l|k) = y(k-l) - \hat{x}(k-l|k)$$

$$\hat{x}(k-l|k) = \sum_{n=1}^N b(\hat{\theta}_n(k-l|k)) \hat{s}_n(k-l)$$

$$\mu_{k-l,k} = \rho_k \mu_{k-l,k-1}, \mu_{k,k} = 1$$

ここで  $\rho_k$  は時間  $k$  における忘却係数であり、 $0 < \rho_k < 1$  を満たす。

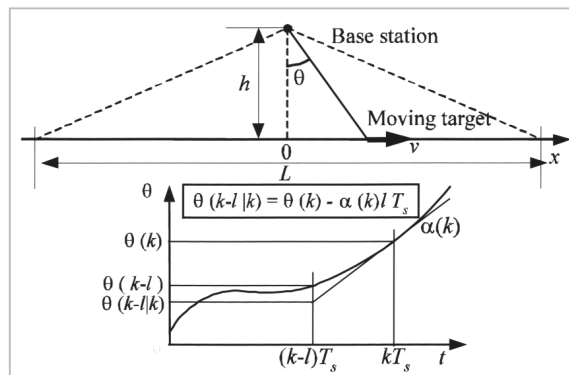


図 12 到来方向の直線近似モデル

到来方向と角速度は評価関数  $J(k)$  を最小化することにより求める。角速度  $\dot{\alpha}_n(k)$  は  $J(k)$  の線形パラメータであり到来方向  $\hat{\alpha}_n(k)$  は非線形パラメータであるため、 $\hat{\alpha}_n(k)$  は最小2乗法により求めることができ、 $\dot{\alpha}_n(k)$  はニュートン型の再帰アルゴリズムにより求めることができる。

最初に  $J(k)$  を最小化する角速度  $\dot{\alpha}_n(k)$  を求める式を導出する。具体的には  $J(k)$  を  $\hat{\alpha}_n(k)$  で微分し0とすることにより求める。したがって

$$\frac{\partial J(k)}{\partial \hat{\alpha}_n(k)} = -2 \sum_{l=0}^{k-1} \mu_{k-l,k} \operatorname{Re} \left[ r^H(k-l|k) \left\{ \hat{s}_n(k-l) \frac{\partial \hat{b}_n(k-l|k)}{\partial \hat{\alpha}_n(k)} \right\} \right] \quad (18)$$

$$= 0, \quad n=1, \dots, N$$

$$\frac{\partial \hat{b}_n(k-l|k)}{\partial \hat{\alpha}_n(k)} = e^{j(m-1)\xi[\sin \hat{\theta}_n(k) + \gamma_n \cos \hat{\theta}_n(k)]} \cdot \left[ -j(m-1)\xi l t \left\{ \cos \hat{\theta}_n(k) - \gamma_n \sin \hat{\theta}_n(k) \right\} + 2(m-1)^2 \xi^2 \gamma_n \hat{\alpha}_n(k) l^2 T_s^2 \cos \hat{\theta}_n(k) \sin \hat{\theta}_n(k) \right]$$

となり、角速度は以下の式で表される。

$$\dot{\hat{\alpha}}_n(k) = \frac{u_n(k)}{v_n(k)}, \quad n=1, \dots, N \quad (19)$$

$$u_n(k) = -\operatorname{Re} \left[ \sum_{m=1}^M c_m T_s A_n(k) \omega_{nm}^{(1)}(k) \left\{ \sum_{p=1}^N \omega_{mp}^{(1)*}(k) (c_m T_s \omega_p^{(2)}(k) f_{pm}^{(3)}(k) - j f_{pm}^{(4)}(k) + j f_{pm}^{(2)}(k)) - j \omega_{nm}^{(1)*} f_{pm}^{(4)}(k) \right\} \right]$$

$$v_n(k) = M_2 \left\{ \xi T_s |A_n(k)|^2 f_{nm}^{(5)}(k) \right.$$

$$A_n(k) = \cos \hat{\theta}_n(k) - \gamma_n \sin \hat{\theta}_n(k), \quad B_n(k) = \sin \hat{\theta}_n(k) + \gamma_n \cos \hat{\theta}_n(k),$$

$$c_m = (m-1)\xi, \quad \omega_{nm}^{(1)} = e^{j(m-1)\xi B_n(k)}, \quad \omega_n^{(2)} = \hat{\alpha}_n(k) A_n(k),$$

$$\omega_n^{(3)}(k) = \hat{\alpha}_n(k) \{ B_n(k) - j c_m A_n(k) A_n(k) \}, \quad M_2 = \sum_{m=1}^M (m-1) \omega_{nm}^{(1)} \omega_{nm}^{(1)*}$$

$$f_{nm}^{(1)}(k) = \sum_{l=0}^{k-1} \mu_{k-l,k} \nu_m^*(k-l) \hat{s}_n(k-l)$$

$$= \nu_m^*(k) \hat{s}_n(k) + \rho_k f_{nm}^{(1)}(k-1),$$

$$f_{nm}^{(2)}(k) = \sum_{l=0}^{k-1} \mu_{k-l,k} h_m^*(k-l) \hat{s}_n(k-l)$$

$$= \rho_k \{ f_{nm}^{(2)}(k-1) + f_{nm}^{(1)}(k-1) \},$$

$$f_{pm}^{(3)}(k) = \sum_{l=0}^{k-1} \mu_{k-l,k} s_p^*(k-l) \hat{s}_n(k-l)$$

$$= \hat{s}_p^*(k) \hat{s}_n(k) + \rho_k f_{pm}^{(3)}(k-1),$$

$$f_{pm}^{(4)}(k) = \sum_{l=0}^{k-1} \mu_{k-l,k} l s_p^*(k-l) \hat{s}_n(k-l)$$

$$= \rho_k \{ f_{pm}^{(4)}(k-1) + f_{pm}^{(3)}(k-1) \},$$

$$f_{pm}^{(5)}(k) = \sum_{l=0}^{k-1} \mu_{k-l,k} l^2 s_p^*(k-l) \hat{s}_n(k-l)$$

$$= \rho_k \{ f_{pm}^{(5)}(k-1) + 2 f_{pm}^{(4)}(k-1) + f_{pm}^{(3)}(k-1) \},$$

次に、評価関数  $J(k)$  を最小にする到来方向  $\hat{\alpha}_n(k)$  を考える。前述のように到来方向  $\hat{\alpha}_n(k)$  は非線形

パラメータであるため以下のようなニュートン型の再帰的アルゴリズムにより推定値を求める。

$$\hat{\theta}(k) = \hat{\theta}(k-1) - \eta H^{-1}(k) g(k) \quad (20)$$

ここで  $\hat{\theta}(k) = [\hat{\alpha}_1(k), \dots, \hat{\alpha}_N(k)]^T$  は  $N \times 1$  の到来方向ベクトルであり、 $\eta$  はステップサイズであり  $0 < \eta < 1$  を満たす。 $g(k)$  と  $H(k)$  はそれぞれ  $J(k)$  の勾配ベクトルとヘシアン行列であり以下に示される。

$$g(k) = \frac{\partial J(k)}{\partial \hat{\theta}(k)} = [g_1(k), g_2(k), \dots, g_N(k)]^T \quad (21)$$

$$H(k) = \frac{\partial^2 J(k)}{\partial \hat{\theta}(k) \partial \hat{\theta}^T(k)} = \begin{bmatrix} \dots & \dots & \dots \\ \dots & h_{pm}(k) & \dots \\ \dots & \dots & \dots \end{bmatrix} \quad (22)$$

$$g_n(k) = -2 \operatorname{Re} \left[ \sum_{m=1}^M j c_m \omega_{nm}^{(1)}(k) \left\{ g_n(k) - \sum_{p=1}^N \omega_{mp}^{(1)*}(k) g_{pm}^{(2)}(k) \right\} \right],$$

$$h_{pm}(k) = 2 \operatorname{Re} \left[ \sum_{m=1}^M c_m^2 \omega_{nm}^{(1)}(k) \omega_{mp}^{(1)*}(k) h_{pm}^{(1)}(k) \right],$$

$$g_n^{(1)}(k) = A_n(k) f_{nm}^{(1)} + T_s \omega_n^{(3)}(k) f_{nm}^{(2)}(k),$$

$$g_{pm}^{(2)}(k) = A_n(k) f_{pm}^{(3)} + T_s [\omega_n^{(3)}(k) + j c_m A_n(k) \omega_p^{(2)}(k)] f_{pm}^{(4)}(k) + j c_m T_s^2 \omega_p^{(2)*}(k) \omega_n^{(3)}(k) f_{pm}^{(5)}(k),$$

$$h_{pm}^{(1)}(k) = A_p^*(k) A_n(k) f_{pm}^{(3)}(k) + T_s [A_n(k) \omega_p^{(3)*}(k) + A_p^*(k) \omega_n^{(3)}(k)] f_{pm}^{(4)}(k) + T_s^2 \omega_p^{(3)*}(k) \omega_n^{(3)}(k) f_{pm}^{(5)}(k).$$

これらの結果をまとめ、次の再帰的な手続きを得る：

- ① 時刻  $k-1$  における到来方向の推定値  $\hat{\alpha}(k-1)$  と角速度の推定ベクトル  $\hat{\alpha}(k-1) = [\hat{\alpha}_1(k-1), \hat{\alpha}_2(k-1), \dots, \hat{\alpha}_N(k-1)]^T$  を与える。
- ②  $\hat{\alpha}(k-1)$  と  $\hat{\alpha}(k-1)$  を使って仮の到来方向推定値  $\tilde{\alpha}(k)$  を計算する。
- ③ ステップ2で得られた到来方向推定値  $\tilde{\alpha}(k)$  と最小2乗法により複素振幅を持つ  $\tilde{s}(k)$  を推定する。
- ④  $\tilde{\alpha}(k)$  と  $\tilde{s}(k)$  を式(19)と(20)を使ってそれぞれ更新する。
- ⑤  $k$  を  $k+1$  としてステップ2に戻る。

到来方向についての評価規範の真値の周辺における convexity は、文献7)で示されている方法と同様にして示すことができる。したがって、上記の手法により正確な推定値を得るためには少なくとも初期値として真値の周辺の値を与える必要がある。このため初期推定値を得るために他の手法(例えば MUSIC<sup>17)</sup>など)を使用する。

### 5.4 散乱パラメータの推定

一般に、散乱パラメータは未知であり、観察信号を用いて推定する必要がある。式(14)の中で散乱パラメータ  $\gamma_n(k)$  は  $J(k)$  の非線形パラメータなので、散乱パラメータの推定値を得るために再帰的なアルゴリズムあるいは他の方法を適用する必要がある。文献[15]や[21]で示されているように、散乱パラメータの推定に注目した幾つかの手法が提案されている。しかしながら、[15]で示された方法は固有値分解の処理を含み計算量が多く、実時間の追尾アルゴリズムには適当ではない。また、[21]で述べている別の方法は、散乱パラメータを得るためにある程度の観察データ数と再帰的な処理を必要とする。したがって、本論文では  $J(k)$  の中の散乱パラメータを線形化することを考え、式(10)の中で使用されているモデルをわずかに修正した。

ステアリングベクトルは以下のように与えられることに注意して、

$$\bar{a}(\theta_n(t)) \triangleq a(\theta_n(t)) + \gamma_n d(\theta_n(t))$$

パラメータ  $\alpha_n$  と  $\alpha_n^l T_s$  が忘却係数により与えられる有効な時間窓の間で小さな値であると仮定する。そこで式(10)のステアリングベクトルを以下のように近似する。

$$\begin{aligned} \bar{a}(\theta_n(k-l)) &\triangleq a(\theta_n(k-l)) + \gamma_n d(\theta_n(k-l)) \\ &\approx a(\theta_n(k) - \alpha_n(k) l T_s) + \gamma_n d(\theta_n(k) - \alpha_n(k) l T_s) \\ &\approx a(\theta_n(k)) - \alpha_n(k) l T_s d(\theta_n(k)) \\ &\quad + \gamma_n \left[ d(\theta_n(k)) - \alpha_n(k) l T_s \frac{\partial}{\partial \theta_n(k)} d(\theta_n(k)) \right] \\ &\approx a(\theta_n(k)) - \alpha_n(k) l T_s d(\theta_n(k)) + \gamma_n d(\theta_n(k)) \\ &\triangleq \hat{b}(\theta_n(k-l)) \end{aligned} \quad (23)$$

この導出は、 $\alpha_n$  と  $\alpha_n^l$  について線形化するために  $\alpha_n$  と  $\alpha_n^l$  に関する高次の項を切り捨てることにより実現している。式(23)で与えられる修正の結果、パラメータ  $\gamma_n(k)$  は  $\gamma_n(k)$  を推定する同様の手法で推定することができる。

そこで式(17)と同様の新しい評価関数を再定義する。

$$J_2(k) = \sum_{l=0}^{k-1} \bar{\mu}_{k-l,k} \|\bar{r}(k-l|k)\|^2 \quad (24)$$

$$\bar{r}(k-l|k) = y(k-l) - \hat{x}(k-l|k) \quad (25)$$

$$\hat{x}(k-l|k) = \sum_{n=1}^N \hat{b}(\hat{\theta}_n(k-l|k)) \hat{s}_n(k-l) \quad (26)$$

$$\bar{\mu}_{k-l,k} = \bar{\rho}_k \bar{\mu}_{k-l,k-1}, \bar{\mu}_{k,k} = 1$$

$\gamma_n(k)$  は複素数、 $\alpha_n(k)$  が実数であることに注意をして、 $J_2(k)$  を最小化する  $\gamma_n(k)$  は、次の式を解くことにより求められる。

$$\begin{aligned} &\frac{\partial J_2(k)}{\partial \gamma_n(k)} \\ &= -2 \sum_{l=0}^{k-1} \bar{\mu}_{k-l,k} \operatorname{Re} \left[ \bar{r}^H(k-l|k) \left\{ \hat{s}_n(k-l) \frac{\partial \hat{b}_n(k-l|k)}{\partial \gamma_n(k)} \right\} \right] \quad (27) \\ &= 0, \quad n = 1, \dots, N \end{aligned}$$

この結果、散乱パラメータは以下のように推定できる：

$$\operatorname{Re}\{\hat{\gamma}_n(k)\} = \frac{\bar{u}_n^R(k)}{\bar{v}_n(k)}, \quad n = 1, \dots, N$$

$$\operatorname{Im}\{\hat{\gamma}_n(k)\} = \frac{\bar{u}_n^I(k)}{\bar{v}_n(k)}, \quad n = 1, \dots, N$$

$$\bar{u}_n^R(k) = \operatorname{Re} \left[ \sum_{l=0}^{k-1} \bar{\mu}_{k-l,k} \left\{ \bar{r}(k-l|k) + \hat{s}_n(k-l) \hat{b}_n(k-l|k) \right\}^H \left\{ \hat{s}_n(k-l) d(\theta_n(k)) \right\} \right]$$

$$\bar{u}_n^I(k) = \operatorname{Re} \left[ \sum_{l=0}^{k-1} \bar{\mu}_{k-l,k} \left\{ \bar{r}(k-l|k) + \hat{s}_n(k-l) \hat{b}_n(k-l|k) \right\}^H \left\{ j \hat{s}_n(k-l) d(\theta_n(k)) \right\} \right]$$

$$\bar{v}_n(k) = \bar{M}_2 \left\{ \xi \cos \hat{\theta}_n(k) \right\}^2 \sum_{l=0}^{k-1} \bar{\mu}_{k-l,k} |\hat{s}_n(k-l)|^2,$$

$$\bar{M}_2 = \frac{M(M-1)(2M-1)}{6}$$

### 5.5 シミュレーション結果

シミュレーションでは、素子間隔が搬送波の波長の半分であり、等間隔に配置された4素子の直線配置アレーアンテナを使用する。また、観察信号は50個の周辺散乱波を含み入射角が標準偏差の正規分布とする。入射角の標準偏差は文献[22]に基づき2°、5°及び8°とした。他のシミュレーション条件は表2に示す。

このシミュレーションでは、自由空間伝搬損失とドップラー効果だけを考慮し、目標物(移動局端末)の移動とともに各アンテナ素子の出力のCNRが変化するようにした。

以下のシミュレーションでは端末が  $x = -25\text{m}$  の場所においてCNRが1素子当たり5dBとなるように設定した。

図13は、移動局端末が一つの場合の真の到来方向(破線)、提案の手法(実線)による推定結果を示す。このとき到来方向の標準偏差は  $\sigma = 5^\circ$ 、初期化速度として  $\omega = 0\text{m/s}^2$  と  $-10\text{m/s}^2$  を与えた。図14には、本手法と文献[8]により得られた到来方向推定値の2乗誤差をそれぞれ実線及び1

表2 シミュレーション諸元

Modulation scheme	QPSK
Wavelength	5mm
Pattern of the element antenna	Isotropic
Sampling rates	5kHz
Initial velocity of the mobile	25m/s
Step size	0.30
Forgetting factor	0.98
Base station height h	5m
Service distance L	50m
Standard deviation	2°, 5°, 8°

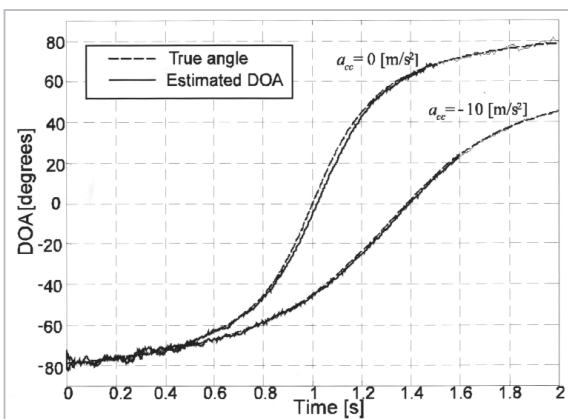


図13 単一移動局の到来方向推定結果

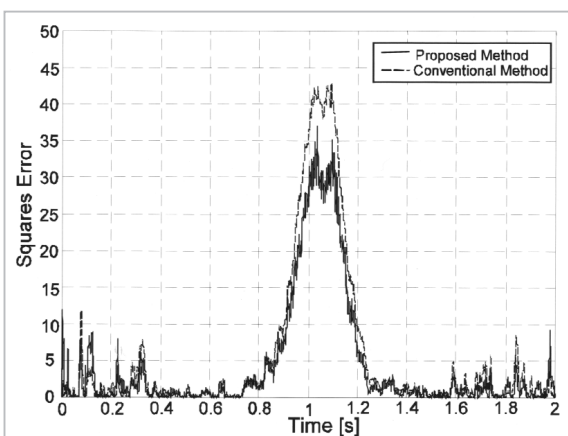


図14 推定結果の平均2乗誤差  $a_{cc}=0\text{m/s}^2$

点鎖線で示す。また、これらのシミュレーションでは、初期の到来方向及び初期の角速度は既知であると仮定した。表3には、このときの平均

2乗誤差 (MSE) を示す。

図13の結果より、提案のアルゴリズムは少ないアンテナ素子数にもかかわらず、移動端末局を正確に安定して追尾できることが示されている。図14の結果では、文献[8]の手法と比較して提案の手法がより正確に到来方向を推定できることが分かる。また表3の結果から、提案の手法は周辺散乱の影響が軽減できることが確認された。

## 6 野外実験

### 6.1 追尾用信号処理装置

実時間による到来方向推定を実現するために、信号処理装置 (DSP) を使用して提案のアルゴリズムを実行した。図15で示されるように、DSP装置は、A/D変換器、アルゴリズム実行用のメインプロセッサ及びシステムの制御やコンピュータの間のインターフェースなどに利用されるサブプロセッサ (TMS320C40) から構成される。メインプロセッサとしてコンパック以前のDEC) アルファ-500-MHzプロセッサが使用されている。また、計算の処理量に応じてメインプロセッサは追加することが可能である。

実際の野外実験を行う前に、開発した追尾システムの性能を確認するためにアレーデータシミュレータを構築し予備実験を行った。このアレーデータシミュレータはアレーアンテナで受信されるデータを模擬的に出力することができ、仮想の移動局端末からの信号の到来方向及び強度を時間と共に変化させることができる。図16に速度が180km/hに設定された仮想移動局端末を追尾した結果を示す。このときアンテナ高は5m、サンプリング周波数は5kHz、CNRは3dBとした。また、この実験では周辺散乱は考慮していない。この実験により追尾システムが正確に実時間で到来方向を推定できることが確認さ

表3 到来方向推定値の平均2乗誤差

A <sub>acc</sub> =0m/s <sup>2</sup>	=2°	=5°	=8°
提案の手法	1.97	4.38	4.91
文献[8]の手法	2.81	5.70	8.76

れた。

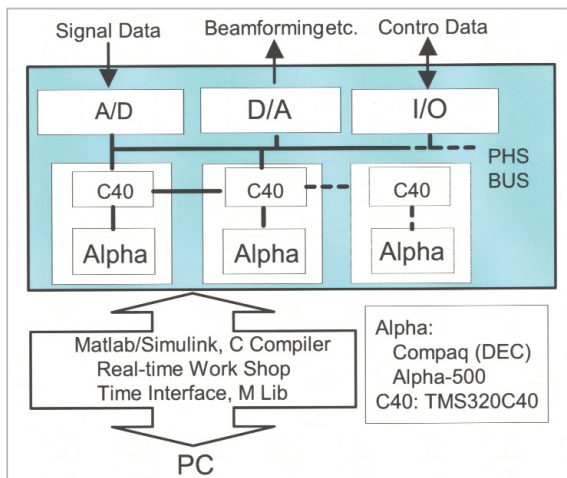


図 15 到来方向推定とビーム形成のための DSP

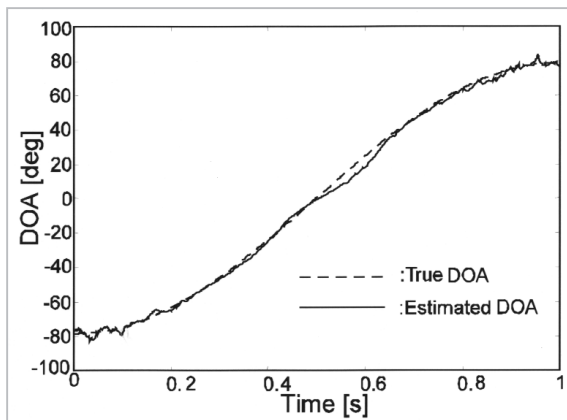


図 16 DSPを使った到来方向推定 (CNR=3dB)

## 6.2 実験システム

追尾アルゴリズムの有効性及び提案したミリ波帯広帯域無線アクセスシステムの実現性を確認するために、テストコースにて野外実験を行った<sup>20)</sup>。図 17 は、実験システムの構成を示す。移動局端末は信号発生器とマイクロストリップアンテナを装備している。

基地局は、アレーアンテナ、周波数変換装置、E/O変換器及びマルチプレクサから構成される。基地局は 4 で述べたマイクロストリップ型アレーアンテナを装備している。制御局は、デマルチプレクサ、O/E変換器、直交検波器、A/D変換器、DSP及びPCから構成される。5 で提案された追尾アルゴリズムは、DSPに実装されている。また、到来方向の推定結果はPCに保

存される。この実験では周辺散乱を考慮しない推定モデルを使用した。これは周辺散乱を考慮したモデルでは到来方向と角速度の推定と同時に散乱パラメータを推定する必要があり、現在の構成では計算量に制限があったためである。図 18 に基地局及び移動局端末の位置関係、図 19 にはこのときの実験の様子を写真を示す。この実験では、測定装置の構造上の理由から道路わきに基地局アンテナを設置した。3 の基地局と移動局端末のアンテナ構成について考察したように、基地局アンテナの設置角度は移動局端末の方向へ  $\theta_B = 45^\circ$  の角度で設置し、垂直方向へは  $\theta_B = 45^\circ$  の角度に設置した。また、移動局端末の到来方向推定に必要な理論値の CNR より多少のマージンを見込み、移動局端末のアンテナの角度を  $\theta_M = 90^\circ$  に設定した。移動局端末及び基地局アンテナの高さはそれぞれ 2m と 4.7m とした。搬送波の周波数は 59.5GHz、中間周波数は 1.5GHz、また、受信信号のサンプリング周波数は 1kHz である。送信信号は無変調信号を使用した。

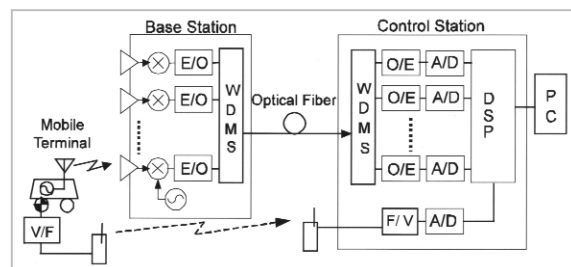


図 17 実験システムの構成

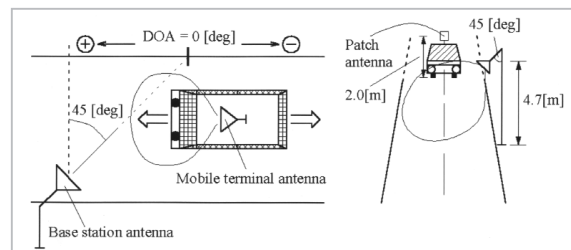


図 18 基地局と移動局の位置構成

## 6.3 野外実験の結果

実験で得られた移動局端末からの信号の到来方向推定値を図 20 及び図 21 に示す。細い線は実際の角度であり、太い線は推定された角度を示す。水平軸は時間(秒)を示し、垂直軸は基地局アンテナで受信される信号の到来方向を示す。

図20の結果で示されるように、移動局端末を基地局の周りを約10km/hで移動させた。移動局端末が基地局から遠く離れると、到来方向の推定が変動していることが分かる。これは距離による信号の減衰のためCNRが低くなるためと考えられる。この結果より5°の誤差内で到来方向が推定できていることが分かる。

図21では、移動局端末が基地局の真下の地点から80m離れた地点まで移動し、その地点から基地局に近づくように移動した。このとき移動局端末の速度は、基地局の近くにおいて約55km/hに達した。このように移動局端末が高速に移動しても、本システムは実時間で移動局の軌道を正確に追尾できることが確認された。

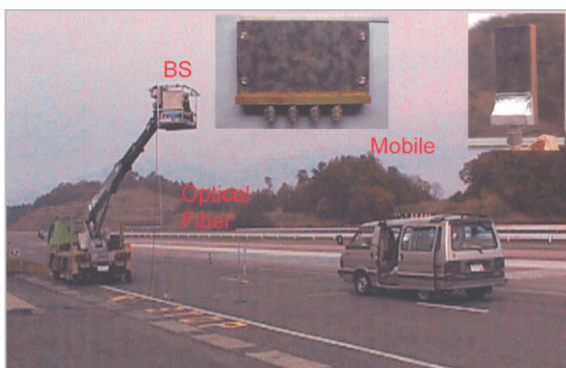


図19 野外実験

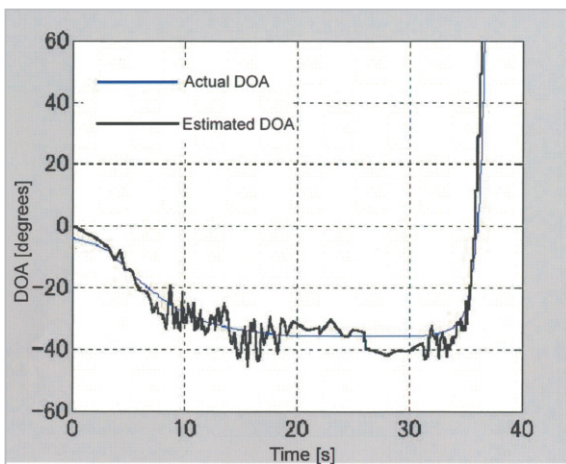


図20 野外実験における到来方向推定結果1

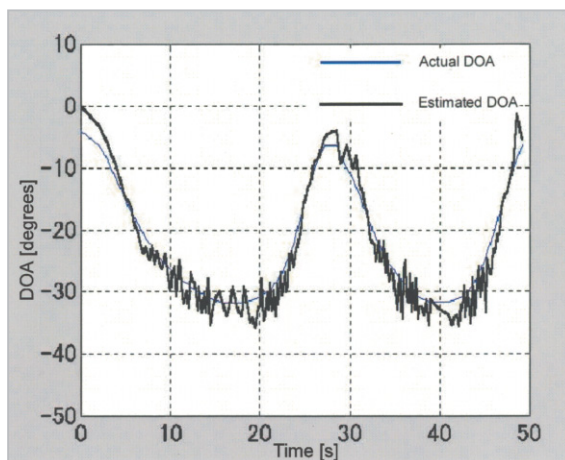


図21 野外実験における到来方向推定結果2

## 7 むすび

本論文では、ミリ波帯広帯域無線アクセスシステムを提案し、ミリ波帯アレーアンテナを備えた移動局端末追尾システム及び光波長多重伝送システムを開発した。さらに、マルチパス伝送路における周辺散乱モデルを使った新たな移動局追尾アルゴリズムを提案した。ミリ波帯アレーアンテナと光波長多重伝送システムを使用した移動局端末からの信号の到来方向を推定する幾つかの実験を行い、提案のシステムの有効性を確認した。今後は追尾システムとデータ伝送の両方を含む研究に注目する予定である。

## 参考文献

- 1 "Introduction to Mobile and Wireless ATM," *IEEE Communications Magazine*, Vol. 35, No. 11, Nov. 1997.
- 2 "Wireless ATM," *IEEE Personal Communications*, Vol. 3, No. 4, Aug. 1996.
- 3 M. Umehira, M. Nakura, H. Sato, and A. Hashimoto, "ATM Wireless Access for Mobile Multimedia: Concept and Architecture," *IEEE Personal Communications*, Vol. 3, No. 5, Oct. 1996.
- 4 H. Matsue, M. Umehira, and A. Hashimoto, "Future trend of broadband wireless access systems and their core technologies," MWE'96, WS10-1, 1996.
- 5 A. Plattner, "Technology and Demonstrator of the RACE Project 'Mobile Broadband System'," *1994 IEEE MTT-S Digest*, paper WEID-4, pp. 639-642, 1994.
- 6 S. Yoshimoto, T. Iwama, H. Tsuji, and J. Xin, "Millimeter-wave broadband wireless access system," MWE '96, WS7-3, 1996.
- 7 H. Kagiwada, H. Ohmori, and A. Sano, "A recursive algorithm for tracking DOA's of moving targets by using linear approximations," *IEICE Trans. Fundamentals*, Vol. E-81A, 1998.
- 8 Y. Okada, H. Tsuji, H. Kagiwada, and A. Sano, "Millimeter-wave broadband wireless access system with tracking technology of moving targets," *Proc. 1998 IEEE VTC Conf.*, pp. 2057-2061, Ottawa, 1998.
- 9 Y. Okada, H. Tsuji, S. Yoshimoto, H. Kagiwada, and A. Sano, "Tracking Method of Moving Targets for Millimeter-Wave Multimedia Mobile Access Communications System," *Technical Report of IEICE*, Vol.RCS97, No.194, pp. 83-88, 1997.
- 10 H. Tsuji, Y. Hase, Y. Okada, M. Hirakawa, and N. Ohmi, "Development of fast mobile tracking system for broadband wireless access," *Technical Report of IEICE*, Vol.RCS98, No.56, pp.37-42, 1998.
- 11 H. Tsuji, M. Jansson, A. Sano, and M. Kaveh, "A new approach for tracking mobiles with local scattering modeling," *Proc. of IEE EUSIPCO2000 Conf.*, Tampere, Finland 2000.
- 12 S. Komaki and E. Ogawa, "Trends of Fiber-Optic Microcellular Radio Communication Networks," *IEICE Trans. Electron.*, Vol.E-79C, No.1, pp.98-104, Jan. 1996.
- 13 T. Shimura, M. Hirakawa, Y. Okada, N. Ohmi, A. Kamemura, H. Tsuji, and S. Yoshimoto, "Optical wave-length division multiplexed subcarrier transmission for array antenna control," *Technical report of IEICE*, Vol.MW97-45, pp.63-68, 1997.
- 14 N. Ohmi, M. Hirakawa, Y. Okada, H. Tsuji, and S. Yoshimoto, "Measurement of the Array Antenna for Millimeter-Wave Multimedia Mobile Access Communication System," *IEICE Soc. Conf.*, B-5-131, Japan, 1997.
- 15 D. Asztely, B. Ottersten, and A. Swindlehurst, "A generalized array manifold model for local scattering in wireless communications," *Proceedings of IEEE international conference on acoustics, speech and signal processing*, Munich, Germany, Apr. 1997, Vol.V, pp.4021-4024.
- 16 L. C. Godara, "Application of antenna arrays to mobile communications, part II: beam-forming and direction-of-arrival considerations," *Proc. of IEEE*, Vol.85, No.8, pp.1195-1245, Aug. 1997.
- 17 R. O. Schmidt, "Multiple emitter location and signal parameter estimation." *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, Vol. 34, pp. 276-280, 1986.
- 18 Y. T. Lo and S. W. Lee, "Antenna Handbook," Vol.1, Kluwer Academic Publishers, Jan. 15, 1993.
- 19 R. C. Johnson and H. Tasik (editor), "Antenna Engineering Handbook," McGraw-Hill. 2nd. Edition, Jan. 1993.
- 20 H. Mitsuru, Y. Okada, N. Ohmi, N. Tago, H. Tsuji, and H. Ogawa, "Field experiments of direction-of-arrival estimation for millimeter-wave mobile access communication system," *Proc. the 2000 IEICE general conf.*, B-5-106, Mar. 2000.
- 21 K. Yamada and H. Tsuji, "Array antenna beamforming method using local scattering model," *Technical*



report of IEICE, No. RCS2000-213, Mar. 2001.

- 22 T. Inoue and Y. Karasawa, "Two-dimensional RAKE reception scheme for DS/CDMA systems in DBF antenna configuration," Proc. 47th VTC, pp. 2228-2232, May 1997.
- 23 J. G. Proakis, "Digital Communications," McGraw-Hill, 2nd. Edition, 1989.



つじ ひろゆき  
**辻 宏之**  
 無線通信部門 横須賀無線通信研究センター無線アクセスグループ主任研究員 博士(工学)  
 無線通信における信号処理



お がわ ひろよ  
**小川 博世**  
 無線通信部門 横須賀無線通信研究センター無線アクセスグループリーダー 工学博士  
 マルチメディア無線アクセスの研究