電波到来方向推定法とそれを用いた自動追尾受信装置の開発

Development of Automatic Tracking and Receiving System Using Direction of Arrival Estimation

正会員 光山和彦[†], 正会員 鴨田浩和[†], 正会員 池田哲臣[†]Kazuhiko Mitsuyama[†], Hirokazu Kamoda[†] and Tetsuomi Ikeda[†]

Abstract

Mobile relay broadcasting requires better antenna reception techniques in order to expand the receiving area. We are developing a tracking and receiving system using a phased array antenna that can operate even in severe multipath fading conditions. Accurately estimating the direction of arrival (DOA) is key to making this system work effectively. We developed a method for estimating the DOA using pilot signals allocated to specific carriers over the bandwidth of the orthogonal frequency-division signal. We also analyzed the effects of multipath interference on estimation precision. We then fabricated a prototype system and demonstrated its capability for mobile relay broadcasting in an outdoor experiment.

キーワード：到来方向推定, OFDM, FPU, パイロット信号, フェーズドアレーアンテナ, 自動追尾受信

1. ま え が き

番組制作現場で撮影した映像を、放送局あるいは受信基地局まで高品質で伝送する設備の一つとして、FPU (Field Pick-up Unit) と呼ばれる無線伝送装置が用いられる。FPU で利用される周波数は、主に 800MHz 帯とマイクロ波帯である¹⁾。800MHz 帯の電波は回折損が小さいため、見通し外区間の多いロードレースなどの移動中継に適している²⁾。一方、マイクロ波帯の電波を移動中継で使用する場合は、送受間の見通しをできるだけ確保した上で高機能な受信アンテナを利用するなど、受信電力を向上させる工夫が必要となる。

近年、高機能な受信アンテナとして、複数のアンテナをアレー化し信号対雑音比 (SNR: Signal to Noise Ratio) あるいは信号対干渉雑音比 (SINR: Signal to Interference plus Noise Ratio) を向上させるアダプティブアレーアンテナ^{3)~7)} (AAA: Adaptive Array Antenna) の研究開発が著しい。一般に AAA は、高周波 (RF: Radio Frequency) 帯から周波数変換した中間周波数 (IF: Intermediate Frequency) 帯あるいはベースバンドの受信信号を A/D 変換し、デジタル信号処理でアレー合成を行う DBF⁸⁾ (Digital

Beam Forming) 方式を指すことが多い。一方、RF 帯で位相を合わせてアナログ信号のままアレー合成する方法は、従来からフェーズドアレーアンテナ⁹⁾ (PAA: Phased Array Antenna) と称され、前者と分類される。両者とも、指向性を伝搬環境に合わせて、ダイナミックに変化させるという意味では同義である。

AAA は、ビーム制御、最大比合成や干渉波の除去など、伝搬環境に応じたきめ細かい制御に必要な情報が、すべてデジタル信号として得られる利点がある。その反面、アレー素子毎に RF 帯から IF 帯あるいはベースバンドまで周波数変換するためのアナログ素子が必要となるため、アレー素子数の増加とともに装置規模の増大が問題となる。また、ハイビジョン信号など広帯域な信号を伝送する場合、信号処理装置に要求される回路規模も大きくなる。

一方、PAA は主ビームの方向制御のみで SNR を向上し、受信エリアを拡大することが可能である。また、RF 帯で位相合成すれば周波数変換回路は 1 系統だけでよい。特に広帯域信号を受信する場合に AAA より装置構成上の利点がある。ただし、希望波の到来方向 (DOA: Direction Of Arrival) を検出する方法は別途必要であり、衛星などの追尾に利用されるモノパルス法¹⁰⁾ から、高度な信号処理による MUSIC アルゴリズムを利用した方法¹¹⁾¹²⁾ などが提案されている。これらの方法は、マルチパスが存在する場合の精度向上などが検討課題となっている。そのため、こうした伝搬環境でも簡易に精度良く検出できる方法が望まれる。

本論文では、FPU に採用されている OFDM 方式の信

2005 年 10 月 6 日、放送技術研究会で一部発表

2007 年 6 月 18 日受付, 2007 年 10 月 12 日再受付, 2007 年 10 月 22 日採録

[†] NHK 放送技術研究所

(〒157-8510 東京都世田谷区砧 1-10-11, TEL 03-5494-3462)

[†] Science and Technical Research Laboratories, NHK

(1-10-11, Kinuta, Setagaya-ku, Tokyo 157-8510, Japan)

号¹³⁾を利用した電波到来方向推定法と、電子的にアンテナのビーム制御ができるPAAを組合せた自動追尾受信装置を提案する。提案する電波到来方向推定法では、OFDM方式の信号に伝搬路等化を目的として挿入されているパイロットを利用して、マルチパス環境であっても複雑なアルゴリズムを用いることなく、簡易にアンテナ間位相差を検出して希望波方向を求められることが特長である。

以下2章では、提案する到来方向推定方式の原理を説明し、マルチパス環境での推定誤差について解析する。3章では、伝搬路条件と推定誤差について、フェージングシミュレータを用いた室内実験で検証する。また、4章では、FPGA (Field Programmable Gate Array) を用いて試作したDOA推定装置と、PAAを組合せた自動追尾受信装置の概要を述べ、試作装置を用いた野外実験で提案方式を評価し、実験コースにおける伝搬環境の考察を行う。5章では、試作装置を実際の番組中継で利用した結果を報告する。最後に6章にて本論文をまとめる。

2. 提案する電波到来方向推定方式の原理

図1に提案するDOA推定方式の受信部構成を示す。受信信号はOFDM方式の信号とし、アンテナ素子間隔 d はRF帯における中心キャリアの半波長とする。ただし、アンテナ間位相差が、信号帯域全体にわたって一定とみなせる程度に比帯域幅は小さいものと仮定する。図1に示す2系統の受信信号を適切な周波数帯に変換した後、A/D変換を経てデジタル信号とし、パイロットキャリアを抽出してDOA推定に利用する。図2に示すように、パイロットキャリアはデータキャリアの間に、一定の間隔で信号帯域全体に挿入されているものとする¹³⁾。

a_n を n 番目のサブキャリアに割り当てられる複素信号値、 k を離散時間、 N をFFTポイント数、 θ_d を希望波の到来方向、 U を希望波を除いたマルチパスの数、 ρ_u 、 ϕ_u 、 τ_u 、 θ_u をそれぞれ第 u 番目のマルチパスの振幅、位相、遅延時間、到来方向とすると、アンテナ1とアンテナ2の1有効シンボル分の受信信号 $b_{k,1}$ 、 $b_{k,2}$ は、離散時間で表現すると次式のようになる。

$$b_{k,1} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j \frac{2\pi n k}{N}} + \sum_{u=1}^U \rho_u e^{j \phi_u} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j \frac{2\pi n (k - \tau_u)}{N}} \quad (1)$$

$$b_{k,2} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j \frac{2\pi n k}{N}} \cdot e^{j \pi \sin \theta_d} + \sum_{u=1}^U \rho_u e^{j \phi_u} \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{j \frac{2\pi n (k - \tau_u)}{N}} \cdot e^{j \pi \sin \theta_u} \quad (2)$$

ただし、送受信機を含めた信号経路は線形であり、電力増幅器の非線形特性などの影響はないものと仮定する。ま

図1 DOA推定方式の受信部構成
Receiver configuration for DOA system.

図2 パイロットキャリアの配置
Diagram of pilot carrier allocation.

た、FFT窓位置は希望波の有効シンボルに完全に一致するものとする。ここで、希望波とは受信電力の最も大きい到来パスを経た信号を指す。式(1)、(2)をFFT演算により周波数領域へ変換すると、 n 番目のサブキャリアの複素信号値 $a'_{n,1}$ 、 $a'_{n,2}$ は、次式で得られる。

$$a'_{n,1} = \sum_{k=0}^{N-1} b_{k,1} e^{-j \frac{2\pi n k}{N}} = a_n + \sum_{u=1}^U \rho_u e^{j \phi_u} \cdot a_n e^{-j \frac{2\pi n \tau_u}{N}} \quad (3)$$

$$a'_{n,2} = \sum_{k=0}^{N-1} b_{k,2} e^{-j \frac{2\pi n k}{N}} = a_n e^{j \pi \sin \theta_d} + \sum_{u=1}^U \rho_u e^{j \phi_u} \cdot a_n e^{-j \frac{2\pi n \tau_u}{N}} \cdot e^{j \pi \sin \theta_u} \quad (4)$$

式(3)、(4)より、各サブキャリアの信号値は、希望波成分を表す右辺第1項と、マルチパス成分を表す右辺第2項との線形和となる。仮にマルチパスがなく希望波のみ存在する伝搬路である場合($\rho_u = 0$)、図3(a)に示すように、各サブキャリアは受信システム毎にそれぞれ複素平面上の信号値 a_n 、あるいは $a_n e^{j \pi \sin \theta_d}$ を示すため、アンテナ間位相差を容易かつ正確に求めることができる。

一方、遅延波1波が存在する周波数選択性伝搬路である場合、図3(b)に示すように各サブキャリアは複素平面上で希望波のみ存在する図3(a)の信号値を中心とすればらつき、サブキャリア毎に観測したアンテナ間位相差はそれぞれ異なる値を示す。遅延波が複数存在する場合でも、おおむね図3(a)の信号値を中心として分布する傾向がある。

そこで、同一信号値 a_p で変調されている P 個のパイロ

図 3 サブキャリアの信号値分布
Distribution of each sub-carrier's signal value.

トキャリアを抽出し、それらを平均することで希望波のみ存在する場合の信号値 a_p , $a_p e^{j\pi \sin \theta_d}$ を受信系統毎に推定して、アンテナ間位相差を求める。推定値の解析式を式 (5), (6) に示す。

$$a'_{avg,1} = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} a'_{p,1}$$

$$= a_p \cdot \left[1 + \sum_{u=1}^U \rho_u e^{j\phi_u} e^{-j\frac{\pi(P-1)\tau_u}{N}} \cdot \frac{\sin(\frac{\pi\tau_u P}{N})}{P \sin(\frac{\pi\tau_u}{N})} \right] \quad (5)$$

$$a'_{avg,2} = \frac{1}{P} \sum_{p=0}^{P-1} a'_{p,2}$$

$$= a_p e^{j\pi \sin \theta_d} \cdot \left[1 + \sum_{u=1}^U \rho_u e^{j\phi_u} e^{-j\frac{\pi(P-1)\tau_u}{N}} \cdot \frac{\sin(\frac{\pi\tau_u P}{N})}{P \sin(\frac{\pi\tau_u}{N})} e^{-j\pi(\sin \theta_d - \sin \theta_u)} \right] \quad (6)$$

推定値として得た式 (5), (6) から、次式により希望波の到来方向を推定する。

$$\tilde{\theta}_d = \sin^{-1} \left(\frac{1}{\pi} \arg \frac{a'_{avg,2}}{a'_{avg,1}} \right) \quad (7)$$

式 (7) の記号 $\arg$ は、複素数の偏角を表す。式 (5) および式 (6) の右辺第 2 項は、全パイロットキャリアにわたって平均した後の残留誤差成分であり、式 (7) で得られる希望波の DOA 推定値に誤差を与える要因となる。ここで、 τ_u は離散時間サンプルで表された遅延時間であり、式 (5), (6) 中の $\sin(\frac{\pi\tau_u P}{N})/P \sin(\frac{\pi\tau_u}{N})$ は、 $\tau_u = 0$ のとき最大値が 1 を示し、 τ_u の増大に伴い変動しながら減衰する関数となる。

式 (5) ~ (7) に注目して、推定誤差が増大する伝搬路条件を定性的に述べると、“マルチパスの振幅 ρ_u と、希望波と遅延波の到来角度差 ($\theta_d - \theta_u$) が大きく、かつ遅延時間 τ_u が小さい場合”といえる。

この伝搬路条件は、遅延時間差の小さい多重波がさまざまな方向から到来する伝搬環境であり、移動受信で考慮すべき伝搬路条件である。一方、想定する基地局受信の場合、到来する多重波が方向性をもつことから¹⁴⁾¹⁵⁾、上記の伝搬

図 4 室内実験系統図
Block diagram of indoor experiment.

表 1 主な信号諸元
Specification of the transmitted signal.

項目	値	項目	値
占有帯域幅	17.12 MHz	有効シンボル長	50.07 μ s
FFT ポイント数	1024	ガードインターバル長	6.26 μ s
全キャリア数	857	パイロットキャリア数	108
キャリア間隔	19.97 kHz	パイロットキャリア間隔	159.76 kHz

表 2 伝搬路条件
Propagation condition.

伝搬路条件	希望波到来角度 (度)	遅延波到来角度 (度)	DUR (dB)
伝搬路 A	0	5	3
伝搬路 B	0	30	3
伝搬路 C	0	5	3
		-3	5
伝搬路 D	0	30	3
		-20	5

路条件を満たすケースは少ないと考える。3 章では、以上の解析を定量的に検証するため、実信号を用いた室内実験を行う。

3. 特性評価

3.1 DOA 推定精度の室内実験

2 章で述べた伝搬路条件での推定誤差を検証するため、フェージングシミュレータを用いた室内実験を行った。実験系統図を図 4 に示す。送信装置は、番組素材伝送用に規格化されている OFDM 方式の信号¹³⁾を IF 帯の 130MHz で出力する。主な信号諸元を表 1 に示す。パイロットキャリアは、データキャリアの間に 8 本おきに挿入されている。次に、送信装置の出力信号を 2 分岐し、所望の伝搬路を擬似的に生成するフェージングシミュレータに入力する。フェージングシミュレータでは、電力減衰量、遅延時間や位相を個別に設定した到来パス毎の信号を合成して出力することができる。受信側では、フェージングシミュレータの出力信号を、IF 帯の 20MHz に周波数変換し、80MHz のサンプリング速度で 2 系統同じタイミングで A/D 変換した後、提案する方式による希望波の到来方向推定を行う。

擬似的な伝搬路条件として、希望波 1 波、遅延波 1 波が到来する 2 波モデル (伝搬路 A, B) と、希望波 1 波、遅延波 2 波が到来する 3 波モデル (伝搬路 C, D) のパラメータを表 2 に示す。ここで、伝搬路 A, C は各波の到来角度差が小さく、伝搬路 B, D は到来角度差が大きいケースで

(a) 伝搬路 A

(b) 伝搬路 B

(c) 伝搬路 C

(d) 伝搬路 D

図 5 各伝搬路条件における推定誤差
DOA estimation error under each propagation condition.

ある。SNR は、いずれの場合も 30dB とした。

3.2 実験結果

各伝搬路条件において、遅延波の遅延時間に対する DOA 推定誤差の測定値を図 5 に示す。図 5(a), (b) では、実信

号のパイロットキャリアがデータキャリアの間に 8 本おきに挿入されていることを考慮して、式 (7) から解析的に求めた計算値を参考として表示した。2 章で述べたとおり、到来角度差が小さい伝搬路 A, C では、遅延波の DU 比や遅延時間に関わらず推定誤差が小さくなることが確認できる。一方、到来角度差の大きい伝搬路 B では、遅延時間が約 60ns 以下の場合に推定誤差が大きく、遅延時間の増大とともに周期的な変動を繰り返しながら推定誤差は減少することがわかる。これは、パイロットキャリアの遅延波による位相回転量が、 2π の整数倍であれば信号点のばらつきが均一になり、それ以外では周期的に偏るためである。特に信号帯域幅の逆数である約 60ns 以下の遅延時間では、位相回転量が 2π 以下で信号点の偏りが最も大きくなり、推定誤差も増大する。遅延波が 2 波到来する伝搬路 D では、各遅延波の遅延時間が約 60ns 以上であれば、伝搬路 B と同様に推定誤差が小さくなり、複数の遅延波がある場合でも提案する方式が適用できることを実信号を用いて確認した。

4. 野 外 実 験

高所に設置された受信基地局では、推定誤差が増大する 2 章で述べた伝搬路条件は少なく、提案方式を追尾受信に利用して受信特性の改善が期待できると考える。本章では、提案方式と PAA を組合せた自動追尾受信装置を試作し、試作装置を用いた野外実験を実施して提案方式を評価するとともに、本実験における伝搬環境について考察する。

4.1 実験装置

提案する DOA 推定方式を実環境で評価するため、PAA と組合せた自動追尾受信装置（以下、PAA 自動追尾受信装置とする）を試作した。図 6 に試作装置の構成を示す。試作装置は、主に PAA 部、周波数変換部と DOA 推定/制御部に分けられる。

PAA 部は、図 7 のように 4×8 個の方形パッチアンテナでアレーを構成しており、垂直方向の四つのアンテナ素子をアンテナ背面で合成する。合成後の 8 系統の信号をそれぞれ低雑音増幅器により増幅した後、6 ビットデジタル移相器を経て合成し、一つの受信信号とする。したがって、アンテナのビーム制御は水平方向に限られる。各アンテナ素子はブロードな指向性をもつため、試作した PAA では ± 60 度程度までビーム制御することができる。60 度までビーム制御した場合の利得低下は、0 度方向に対して約 2.4dB である。図 8 にビーム制御角 0 度における PAA の水平面アンテナ指向性特性を示す。ただし、各アンテナ素子は垂直偏波で、水平方向の素子間隔は半波長である。

図 9 に示す DOA 推定/制御部は、提案する推定方式を搭載した FPGA で希望波の到来方向を推定して、移相器制御信号を出力する。ここで、DOA 推定/制御部への入力には、PAA 部の中央 2 系統のアレー素子で受信して分岐した後、周波数変換部で中心周波数を 20MHz に変換した信

図 6 試作した自動追尾受信装置の構成
Structure of the prototype tracking and receiving system.

図 7 試作した PAA 部
Prototype PAA unit.

表 3 各追尾受信装置の諸元
Specification of each tracking and receiving system.

追尾受信装置	PAA 自動追尾受信装置	パラボラ自動追尾受信装置
受信アンテナ	4 × 8 素子パッチアレー	直径 0.3m パラボラ反射鏡
アンテナ利得	20 dBi (0 度方向制御時)	22 dBi
ビーム幅	12° (0 度方向制御時)	10°
制御方式	電子制御	機械制御
制御方向検出	DOA 推定	GPS の位置情報

号である。この信号を、4 倍のサンプリング速度の 80MHz で A/D 変換する。

一方、GPS の位置情報に基づき、機械的にパラボラ反射鏡アンテナを移動送信局方向に制御して受信する装置（以下、パラボラ自動追尾受信装置とする）を用いた実験も行った。パラボラ自動追尾受信装置は、PAA 自動追尾受信装置を評価するための比較用リファレンスとして用いる。PAA 自動追尾受信装置とパラボラ自動追尾受信装置の諸元を表 3 に示す。パラボラ自動追尾受信装置では、移動送信局の位置情報を携帯電話を用いて受信基地局まで伝送する。また、PAA のビーム制御と同様にパラボラ反射鏡アンテナの制御は水平方向に限られる。

4.2 実験方法

移動送信局は、中心周波数 7.044GHz、帯域幅 13.6MHz の OFDM 方式の信号を、送信電力 0.5W、送信高 1.5m で利得 4dBi のコーリニアアンテナから出力し、図 10 に示す

図 8 アンテナ指向性特性（周波数 7.044GHz）
Beam pattern of PAA (Frequency 7.044GHz).

図 9 試作した DOA 推定／制御部
Prototype DOA and control unit.

図 10 野外実験測定コース
Test course of outdoor experiment.

コースを A 地点から、B 地点を経由して C 地点まで時速約 4km で向かう。地点 A と地点 C は見通し内伝搬であるが、その他の全地点は建物等に遮蔽された見通し外伝搬である。なお、図中括弧内の数字は、移動送信局と受信基地局間の直線距離を表す。

一方、受信基地局は、地上高約 30m のビル屋上に設置し、PAA 自動追尾受信装置とパラボラ自動追尾受信装置で同時に受信する。実験で使用した PAA とパラボラ反射鏡アンテナでは、利得で 2dB、ビーム幅に 2 度の違いがある。

4.3 実験結果

希望波推定方向 (DOA) と、GPS で測定した移動送信局の方向 (GPS) を、受信基地局から見た角度で送信地点毎に図 11 に示す。ここで、受信基地局から見て A 地点を基準の 0 度とし、右側を正の角度、左側を負の角度とした。移動送信局が区間 AB を移動する間は、DOA と GPS の各

図 11 推定した希望波到来方向と GPS で測定した送信局方向
Direction of the estimated desired signal and the transmitting point measured by GPS.

図 12 各追尾装置の受信電力
Received power of each tracking and receiving system.

方向はほぼ一致したが、区間 BC では両者に違いがみられた。この区間では、GPS の連続的な変化に対し、DOA はステップ状の不連続な変化を示し、特に受信基地局から見て -24 度と -37 度方向を中心に推定値が分布した。

次に、移動送信局が区間 AC を移動した場合の受信電力変動を図 12 に示す。区間 AB ではパラボラ反射鏡アンテナの平均受信電力（パラボラ-GPS）が PAA の平均受信電力（PAA-DOA）より 0.9dB 大きかったが、区間 BC では PAA がパラボラ反射鏡アンテナの平均受信電力より 4.3dB 大きくなった。区間 BC では移動送信局近傍にある建物の遮蔽により、移動送信局と異なる方向から到来する反射波が支配的になったためと考える。つまり、希望波である反射波方向を推定できた PAA では、主ビームで希望波を捕捉して受信電力を維持できたが、遮蔽された移動送信局方向に制御されたパラボラ反射鏡アンテナでは、主ビームで希望波を捕捉できずに受信電力が低下したためと説明できる。

以上より、提案する推定方式で希望波到来方向を正確に推定し、PAA 自動追尾受信装置により受信特性が改善できることを確認した。これにより、本実験環境と同様な高所における基地局受信では、到来角度差の大きいパスをほぼ同時に受信して、推定誤差を原理的に増大させる伝搬路条

件は少なく、提案する推定方式を用いた追尾受信は有効であると考ええる。

5. 番組放送中継への利用

試作した装置を、ハイビジョンワイヤレスカメラ用の追尾受信設備として実際の番組中継で使用した。送信周波数はマイクロ波帯である。PAA 自動追尾受信装置を 17 番と 18 番ホールの中に配置された中継車の上に設置し、選手を撮影しながら移動するハイビジョンワイヤレスカメラの電波を受信する。図 13 と図 14 に、ゴルフコースの見取り図と中継車上に設置した PAA 自動追尾受信装置をそれぞれ示す。受信基地局としての高さは約 4m と低く、ホール間を仕切る林の中にあるため、周辺の木やプレハブ小屋による遮蔽がある厳しい伝搬環境である。推定誤差を増大させる伝搬路条件を満たすケースも多く存在すると想定されるため、出力される推定値に対し時間方向の平均化処理のほか、急激に大きく推定値が変化した場合に安定した制御を維持するためのソフトウェア処理を追加した。図 15 にソフトウェア処理のフローチャートを示す。また、追尾できる範囲を拡大するため、PAA の有効追尾範囲である ± 60 度以内に到来波が入るよう PAA を機械的に回転制御する装置を組合せた。

ハイビジョンワイヤレスカメラが、選手とともに 17 番ホールのフェアウェイ付近から 18 番ホールのグリーンまで移動したときのアンテナ制御角度を図 16 に示す。ここで、横軸は時間、縦軸のアンテナ制御角度は機械的に回転した角度と PAA で電子的にビーム制御した角度の和を表す。プレー中などは同じ位置で待機する場合もあるが、図

図 13 ゴルフコース見取り図
Sketch of the golf course.

図 14 中継車に設置した自動追尾受信装置
Automatic tracking and receiving system on the broadcasting van.

図 15 ソフトウェアの処理フロー
Flow of the software processing.

図 16 制御した追尾方向
Controlled tracking direction.

16 は、それらをすべてを含めた連続時間の観測結果である。各回でハイビジョンワイヤレスカメラの移動経路は異なるため完全に一致することはないが、ホール間を移動するという大きな動きは同じである。図 16 から、各回ともに急激な制御角度の変化はなく、ハイビジョンワイヤレスカメラの動きに応じてほぼミス操作なく安定した追尾受信ができることを確認した。

6. む す び

FPU に採用されている OFDM 方式の信号を利用した電波到来方向推定法を提案し、推定誤差が生じる伝搬路条件を解析的に示した。また、フェージングシミュレータを用いた実信号による室内実験で、推定誤差が増大する具体的な伝搬路条件を検証した。

提案方式を実環境において評価するため、電子的にアンテナのビーム制御ができる PAA を組合せた自動追尾受信装置を試作し、見通し外伝搬であっても強い反射波の到来方向を正確に推定して良好に受信できることを、GPS による自動追尾受信装置との野外における比較実験で確認した。同時に、高所での基地局受信では推定誤差が生じる伝搬路条件は少なく、本推定方式が有効であることの見通しを得た。また、基地局高が低く遮蔽も断続的に存在する厳しい伝搬環境であっても、安定した追尾受信が可能であることを実際のゴルフ中継番組で示した。

最後に、ゴルフ中継番組において、ご協力頂いた中継グループをはじめ、関係各位に感謝申し上げます。

〔文 献〕

- 1) 池田: "ハイビジョン素材伝送技術", NHK 技研 R&D, 73, pp.10-17 (May, 2002)
- 2) 岡部, 池田, 渋谷: "QAM-OFDM 方式を用いた 800MHz 帯ハイビジョンデジタル FPU の開発", 2001 年映像学年次大, 20-8, pp.298-299 (2001)
- 3) A.J. Paulraj and C.B. Papadias: "Space-time processing for wireless communications", IEEE Trans. Signal Process., 14, 6, pp.49-83 (Nov. 1997)
- 4) J. Salz and J.H. Winters: "Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio", IEEE Trans. Vehicular Tech., 43, 4, pp.1049-1057 (Nov. 1994)
- 5) 竹内, 木村, 濱住, 渋谷: "ISDB-T 用アダプティブアレーの開発ー MMSE アダプティブアレーの放送波中継への応用ー", 映像学誌, 60, 1, pp.66-75 (2006)
- 6) 横田, 山本, 神野, 木村, 加藤, 佐田, 近, 橘: "PHS 用アダプティブアレーアンテナ基地局装置の開発", 平 10 年信学ソ大, B-5-74, (1998)
- 7) 菊間: "アレーアンテナによる適応信号処理", 科学技術出版 (1998)
- 8) T. Haruyama, N.Kojima, I.Chiba, Y. Oh-hash, N.Orime and T.Katagi: "Conformal array antenna with digital beam forming network", IEEE Antennas & Prop., 2, pp.982-985 (1989)
- 9) S.Ohmori: "Vehicle antennas for mobile satellite communications", IEICE Trans., E74, 10, pp.3210-3221 (Oct 1991)
- 10) 電子情報通信学会 (編): "アンテナ工学ハンドブック", オーム社, pp.153-195 (2001)
- 11) 辻, 辛, 吉本, 佐野: "周期定常を利用したアレーアンテナにおける到来波数と方向推定", 信学論, J81-B-II, 1, pp.19-28 (1998)
- 12) 堀, 菊間, 稲垣: "OFDM 伝送方式における同期のとれた到来波の方向推定", 信学技報, AP2003-261, pp.65-70 (2003)
- 13) "テレビジョン放送番組素材伝送用可搬型 OFDM 方式デジタル無線伝送システム", 社団法人電波産業会, 標準規格 ARIB STD-B33 1.1 版 (Nov. 2005)
- 14) 小園, 坂上: "陸上移動通信における基地局ダイバーシチの相関係数スペース及び指向性ダイバーシチ", 信学論, J74-B, 4, pp.476-482 (1987)
- 15) H. Omote, Y. Ohta, M. Mikami and T.Fujii: "Arrival Angle Profile Model in Wideband Mobile Communication", Proceedings of the 2006 IEICE General Conference, B-1-17, pp.17 (2006)

みつやま かずひこ
光山 和彦 1999 年, 京都大学大学院工学研究科修士課程修了。同年, NHK に入局。放送技術局を経て, 2002 年より, 放送技術研究所に勤務。番組中継用無線伝送技術の研究に従事。正会員。

かもだ ひろかず
鴨田 浩和 1997 年, 東京工業大学大学院総合理工学研究科修士課程修了。同年, NHK に入局。長野放送局を経て, 2001 年より, 放送技術研究所に勤務。マイクロ波高機能デバイス, ミリ波イメージングシステムの研究に従事。正会員。

いけだ てつおみ
池田 哲臣 1984 年, 室蘭工業大学電子工学科卒業。同年, NHK に入局。旭川放送局を経て, 1989 年より, 放送技術研究所に勤務。地上デジタル放送伝送方式, 番組中継用伝送方式の研究に従事。現在, 放送技術研究所 (システム) 主任研究員。正会員