

移動通信用アダプティブアレーアンテナ —技術サーベイと展望—

A Technical Survey and Future Prospects of Adaptive Array Antennas in Mobile Communications

複数のユーザから送信された信号の空間的分離度を高めることは、セルラ移動通信システムの容量増大のためのキー技術として重要である。従来から用いられてきたセクタアンテナやチルトアンテナなどに代わって、アダプティブビームフォーミングが移動通信におけるよりコンパクトな空間的信号分離を達成し得る技術として、最近注目されてきている。本稿では、移動通信への応用という観点から従来のアダプティブアレーアンテナに関する種々の技術を概観する。アップリンク信号受信用アダプティブアレーとともに、ダウンリンク信号送信用のアダプティブアレーについても言及する。移動通信チャネルを介した超高速信号伝送では、干渉波を抑圧しながらフェージングの周波数選択性の影響を軽減することが高信頼通信のためのブレークスルーとなる。そのための、時間空間等化技術についても簡単に述べる。また、アダプティブアレーアンテナのための種々のアルゴリズムを評価するために構築したアダプティブアレーアンテナシステムテストベッドの構成を紹介する。

Making efficient use of the spatial isolation of signals transmitted from different users has long been one of the key issues for the capacity enhancement of cellular communication systems. Recently, the potential of adaptive antenna beam forming has been recognized as being effective in achieving more compactness of signal spatial isolation than conventional schemes such as sectorization and/or antenna tilting. This paper surveys adaptive antennas techniques from the view point of its mobile communications applications. Both up- and down-link beam forming algorithms and their performances are reviewed. For very high speed signal transmission over mobile radio channels, where reducing effects of fading frequency selectivity while eliminating co-channel interference is a breakthrough for reliable communications, joint time- and space-equalization technique is then briefly introduced. Configuration of the adaptive antenna system test bed constructed to evaluate various adaptive antenna algorithms is also briefly described.

松本 正 恵比根 佳雄
Tadashi Matsumoto Yoshio Ebine

はじめに

セルラ方式による移動通信システムにおいては、通信品質を確保しながら容量を増大するために、空間の効率的利用が不可欠である。このためには、より近い距離において同一周波数を繰り返し利用することが不可欠であり、従来から様々な技術が採用されてきた。より狭い角度のセクタ化アンテナ[1]の採用や、アンテナのビームチルティング[2]を用いた電波の閉じ込め

などの方法は信号の空間的分離度を高めるために有効な技術であり、より近い距離において同一周波数の繰り返し利用を可能とする。

よく知られているように、移動通信における電波伝搬は、瞬時変動、短区間変動、距離減衰の3種類の場所的な変動要素によって特徴付けられる[3]。したがって、受信信号強度は移動局の移動に伴って変化する確率変数となり、受信SIRもまた確率変数となる。このため、許容し得る干渉局との分離距離は希望移動局と干渉移動局の瞬時

瞬時の存在位置やトラフィック量によって異なるはずである。しかし、従来から同一周波数の繰り返し距離を決定する際には、確率モデルに基づく統計的手法が用いられてきた[4]。すなわち、ビット誤り率や音声品質などの伝送品質を平均受信SIRの関数としてあらかじめ評価しておき、要求される平均受信SIR値を達成し得る繰り返し距離を、距離減衰特性から求めるという手法である。この際、中央値変動に起因する要求値を満たさない確率を劣化場所率として定義することで、中央値

変動分をマージンとして見込むことを許容してきた。上記のような信号の空間的分離度を高める技術は、繰り返し距離を低減することに威力を発揮する。しかし、瞬時瞬時の移動局の存在位置やトラヒック量に依存しない静的な方法であり、統計的手法のもとでの(最悪シナリオを想定した)マージンの低減には貢献しないことになる。

一方最近、伝搬環境やトラヒックの瞬時的な変動にあわせて、動的・適応的に空間的な信号分離のパターンを変化させる手法が、セルラシステムの容量を大幅に増大し得る技術として注目を集めている。アダプティブアレーアンテナ[5]やダイナミックチャネル配置[6]などがそれで、これらは場所的・時間的にマイクロな領域に至る制御を行う。このため、セル設計においては最悪シナリオをあらかじめ想定する必要がなくなる。特に、アダプティブアレーアンテナの空間的な信号分離能力を積極的に用いた移動通信システムは空間分割多元接続方式(SDMA: Space Division Multiple Access)と呼ばれ、アンテナの指向性制御アルゴリズムから、周波数利用率の解析に至るまで多くの研究成果が報告されている[7]~[9]。さらに、アダプティブアレーアンテナとダイナミックチャネル配置の組み合わせの有効性が指摘されている[10]。

本稿では、移動通信用のアダプティブアレーアンテナについて研究開発動向をサーベイするとともに、技術的課題を明らかにする。また、NTT DoCoMo研究開発部において開発中のアダプティブアレーアンテナシステムテストベットについて概要を紹介する。

アンテナ構成

アダプティブアレーアンテナとはアンテナ技術と信号処理技術が融合した技術である。アンテナとしては劣悪な電波伝搬環境を経てきた信号・伝搬情

報を確実かつ効率的に変換する必要がある。このことを実現するためには、その目的に応じた最適なアンテナ設計を行う必要がある。アンテナ構成の技術にはアンテナ素子設計、多素子配列(アレー化)構成技術などが含まれる。

アンテナ素子

移動通信用アダプティブアレーアンテナにおいて垂直偏波に限定してアンテナ素子进行を考えると、一般的なアンテナ素子としてはダイポールアンテナがある。このアンテナ素子は比較的広帯域特性を有している。また、反射板を取り付けることにより水平面内の指向性を 60° から 180° 程度まで比較的容易に制御できる。これは、コーナーレフレクタアンテナとして有名である。平面反射板を用いると素子指向性のビーム幅は 120° ビームアンテナとなる。なお、放射素子、給電系をフォトリソグラフィック技術を用いてプリント化することにより数GHz~数十GHz帯まで設計が可能である。

マイクロストリップアンテナは放射素子幅(1/2波長幅で約 90° ビーム幅)を変えることにより水平面内指向性のビーム幅(60° ~ 120° 程度)を制御できると共にプリント化により設計・製作性に優れる。しかし、比帯域が狭い欠点がある。そこで、無給電素子を取り付けたり、マイクロストリップアンテナの給電間隔を広げることなどにより広帯域化が図れるが、アンテナ構成がやや複雑となる。なお、素子指向性のビーム幅 60° を得るためには、マイクロストリップアンテナの素子幅を広げることやコーナーレフレクタアンテナの反射板を制御する方法があるが、素子間隔が0.5波長以下にならない場合がある。電磁ホーンアンテナなどの開口面アンテナは素子間隔・素子数、要求される素子指向性、周波数、比帯域などにも依存するが、アンテナ構成上経済化が困難なため適用範囲が限られてくる。

アレーアンテナ構成技術

アダプティブアレーアンテナにおけるアレーアンテナ構成技術は、その干渉除去能力に大きく影響する。素子数、素子間隔は到来角度情報を物理的に得る重要な要因で、素子間隔が狭いと相互結合の影響を受け、素子指向性が変化して角度分解能力が低下する。また、素子間隔が広くなると同相となる角度が複数発生しグレーティングローブを形成して、これも干渉除去能力を低下させてしまう。素子数はメインローブの利得・半値幅を決定するため、信号処理における送受信機の数・処理量に直接関係する。したがって、経済性とアダプティブアレーアンテナの要求性能のトレードオフが必要になる。周波数が高くなると小さなアンテナですむという利点があるが、アレーアンテナ給電系の損失が増大するため放射素子の直下、またはこれと一体化して増幅器を配置する必要が生じてくる。また、システムの比帯域は、信号帯域内の波長で規格化した距離のアンテナ開口面積に対する比が無視できないとき問題となる。

アレーアンテナの形状は円環配置(サーキュラアレー)と直線配置(リニアアレー)がある。サーキュラアレーは絶対利得をあまり必要としないオムニセルの場合には有効な配置方法である。しかし、所要の絶対利得が高く、かつ、セクタセルの場合にはリニアアレーが適している。このとき、アレーアンテナの正面方向から広角方向に向かうに従って利得・干渉除去能力が低下することになり、素子指向性のビーム幅が影響する。

アレーアンテナ構成法の分類としてアンテナ素子スペース構成とビームスペース構成がある。アンテナ素子スペース構成は各アンテナ素子の出力のウェイトを直接制御するもので、ビームスペース構成はウェイト制御を行う前にあらかじめビーム合成し、各ビーム

の出力のウェイトを制御するものである。これには、無線周波数帯（RF段）で行う方法とベースバンドで行う2つの方法がある。前者は、パトラマトリックスなどの高周波回路で実現する方法、後者は高速フーリエ変換（FFT）などの信号処理で行う方法である。これらの構成法における技術的課題は、高周波回路の特性の均一化にある。特に高い周波数でかつ多素子のアレーを構成する場合に、素子そのものや結線における損失が大きくなるとともに、各素子における位相と振幅のバラツキを小さくすることが要求される。

いくつかの隣接する素子をRF段でグループ化・合成して一定の位相差を与えることで、素子指向性から形成される指向性よりも狭い指向性パターンを得ることができる。この方法は、サブアレー構成のアダプティブアレーアンテナとして知られている。この方法は、全素子を駆使して得られたものと同等程度の利得・干渉除去能力を持ちうる可能性がある。また、グループ化したことにより送受信機数や処理量を削減することが可能となる。この場

合、等価的にアンテナ素子としての素子間隔は広がるが、グレーティングローブの発生を押さえることが可能となる。サブアレー指向性の形成法・制御法などが今後の課題といえる。

重み付け合成の原理

セクタアンテナのビーム幅をさらに狭くするとともに、従来、高位レイヤの機能であったセクタ間チャンネル切替機能をアンテナに内蔵させることで、最良の受信状態にあるビームを次々と切り替えながら、高位レイヤの介入なしに通信を継続させることができる。選択式マルチビームアンテナと呼ばれるこの形式は、アダプティブアレーアンテナの最も簡易な方式であり、米国においていくつかの製品が発表され、またその効果が報告されている[11]～[13]。例えば、文献[11]に示されるアンテナは、120度のエリアに4本のビームを持ち、かつ互いにオーバーラップした2組のマルチビームを持つことでカスピングロスを防ぐとともにダイバーシティ受信が可能な構成にしてい

る。複数の狭ビームの形成には、パトラマトリックスが用いられている。

選択されているビームと同一方向から干渉波が到来する確率は、ビーム幅が狭くなるほど小さくなるから、ビーム選択が完全であれば選択式マルチビームアンテナは同一チャンネル干渉を低減する効果がある。しかし、干渉波の到来方向に向いたビームを誤って選択すると、逆に希望波が受信されなくなる。この現象は、複数の伝搬路が存在するマルチパス環境下で顕著になる。マルチパス環境下で選択式マルチビームアンテナがビーム選択を誤る確率と、その周波数利用効率に及ぼす影響については、文献[14]に詳しく解析されている。

一般にアダプティブアレーアンテナとは、複数のアンテナ素子を持つアレーアンテナでそれらの出力の振幅と位相を制御して合成するシステムを指す場合が一般的である。受信信号の振幅と位相を制御して合成することは、図1に示すように各アンテナ素子出力を複素重み付け合成することと等価である。重み付け合成のための重み係数ベクトルは、合成後の信号があらかじめ定められた規範を満たすように制御される。この合成のための規範によって、種々のアダプティブアレーが知られている。重み係数ベクトルは通常、Least Mean Square (LMS) やRecursive Least Square (RLS) などの適応アルゴリズム[15]～[17]によって制御される。重み係数ベクトルが規範を満たすということは、それが規範を表現する方程式の解であることを意味する。しかし収束後の重み係数ベクトルが、必要かつ十分であるということが常に保証されるわけではない。電波伝搬の環境によっては、局所解に収束してそれが希望波成分をも抑圧してしまうこともあり得る[18]。したがって、複雑な電波伝搬を呈する移動通信環境においてアダプティブアレーアンテナを評価し、またその設計を行う場合、このような現象に特に注意する必要がある。

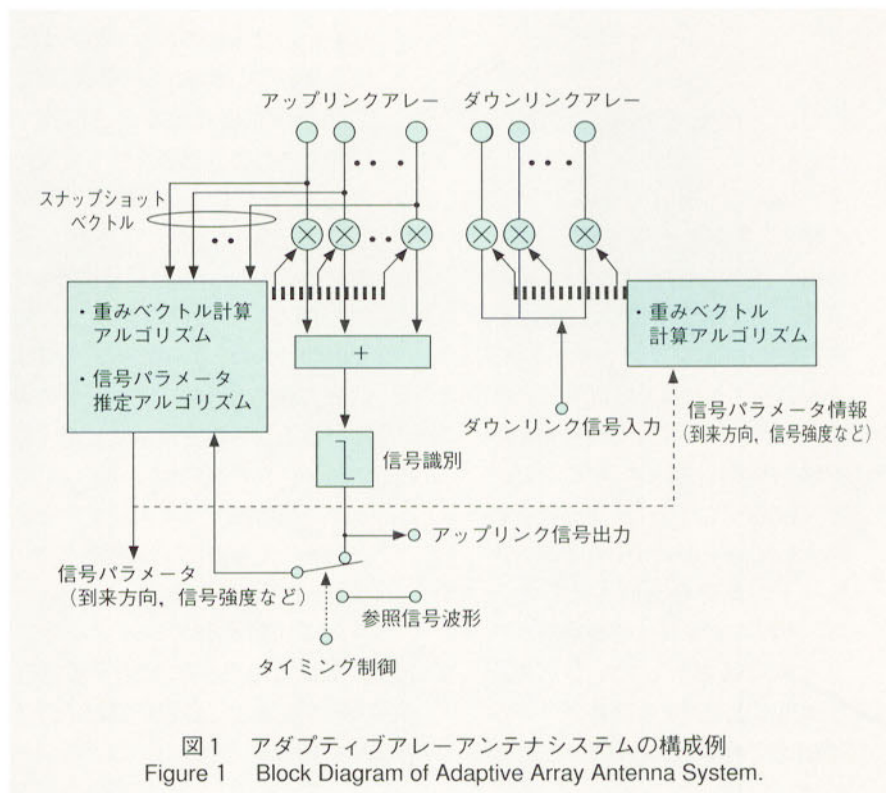


図1 アダプティブアレーアンテナシステムの構成例
Figure 1 Block Diagram of Adaptive Array Antenna System.

る。

表1は、種々のアダプティブアレーアンテナの方式を、合成のための規範で分類した一例を示している。以下では、それらの特徴について概観する。

■比較的低速な信号伝送を対象としたアダプティブアレー

(1) アップリンク

① 希望波の参照信号波形が既知の場合

希望波参照信号波形が既知であれば、その参照波形と合成後の信号波形との平均二乗誤差を最小とする重みベクトルを用いることで、干渉波の到来方向に指向性のヌルを形成し、合成後の信号におけるその影響を除去できる。このような最適重みベクトル w は、

$$w = R^{-1}d \quad (1)$$

のように与えられる。ここで、行列 R は各アンテナ素子における受信信号サンプル値を並べたベクトル x (=スナップショットベクトルという)の自己相関行列で、

$$R = \langle x^H x \rangle \quad (2)$$

である。また、ベクトル d はステアリングベクトルと呼ばれ、

$$d = \langle s x^* \rangle \quad (3)$$

で与えられる。ただし、 s はアレーの希望応答波形で、希望波の参照信号波形に等しい。これらの式において $\langle \cdot \rangle$ はアンサンブル平均を意味するが、フェージングが十分緩慢であれば、これらは時間平均で置き換えることができ、それぞれ

$$R = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x^H(i)x(i) \quad (4)$$

$$d = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s(i)x^*(i) \quad (5)$$

表1 アダプティブアレーアルゴリズムと特徴
Table 1 Summary of Adaptive Array Antenna Algorithms.

送/受	条件	規範	アルゴリズム	
受信アレー	非ブラインド	希望波参照波形既知	平均二乗誤差最小	SMI, LMS, RLSなど
		希望波到来方向既知	合成後SINR最大	Applebaum
		拘束条件既知	拘束条件付電力最小化	DCMP
	到来波数=素子数-1 希望波電力<干渉波電力	拘束条件付電力最小化	Power Inversion	
受信アレー	ブラインド	一定包絡線 希望波電力>干渉波電力	一定包絡線からの誤差最小	CMA
送信アレー	非ブラインド	全パスの到来方向既知	干渉ユーザダウンリンク信号平均電力和一定値以下、かつ希望ユーザダウンリンク信号平均電力最大	DAO-Based
		希望波参照波形既知		Subspace法

を用いることができる。ただし、 i はタイミングインデックスである。式(4)の R は、実験的相関行列(Empirical Autocorrelation Matrix)と呼ばれる。

最適ベクトル w を求めるためには、式(4)の逆行列を直接演算で求めるDMI(Direct Matrix Inversion)法[15]のほかに、式(2)で現われる $\langle x^H x \rangle$ の平均化処理を省いて $x^H(i)x(i)$ で置き換えることで、解が式(1)の最適重みベクトルに収束する一次のベクトル差分方程式、

$$w(i+1) = w(i) + \gamma x^*(i)[s(i) - x^H(i)w(i)] \quad (6)$$

を導くことができる。ただし、 γ は収束速度を制御するパラメータで、ステップサイズと呼ばれる。このアルゴリズムは、LMSアルゴリズム[16]と呼ばれる。また、スナップショットベクトルの実験的相関行列 R の演算において、式(4)の代わりに忘却係数 λ を導入して過去の $x^H(i)x(i)$ ほど指数的にその影響を低減させることで、やはり解が式(1)の最適重みベクトルに収束するアルゴリズムが導出できる。このアルゴリズムはRLSアルゴリズム[17]とよばれ、LMSアルゴリズムと比較し

て高速収束するが演算量が多くなってしまふ。そこでアルゴリズムの初期収束はRLSアルゴリズムを用い、その後はLMSアルゴリズムに切り替えるという方法が提案されている[19]。

さて、式(5)の計算ではアレーの希望応答波形 s が必要となる。ところが、通信の本来の目的は受信側で未知の情報を波形に置き換えて(キャリアを変調して)伝送することであり、したがって、受信側では希望波の参照信号波形は厳密には未知である(換言すれば、すべてのタイミングにおいて希望波参照信号波形が受信側で既知であれば、通信を行う必要がない)。しかし、有限の記号数からなるアルファベットを用いる通信方式では、参照信号波形 s が取り得る信号点の候補は受信側で既知であり、候補の中から受信信号に最も近いユークリッド距離にある信号点を選ぶことが『識別』という処理に他ならない。そこで、送信側ではユニークワード系列を一定周期ごとに送信して、受信側ではこのユニークワード系列が送信されているタイミングではその系列に対応する信号波形を、また、情報系列が送信されているタイミングではアレー出力を『識別』した候補の信号点

を、それぞれ希望応答波形 s として用いる。ただし、ユニークワード系列の送信タイミングとその波形は受信側で既知とする。ユニークワード系列のシンボル数はアレーのアンテナ素子数によって、また、必要となるユニークワード系列の送信頻度は想定する移動局の最大移動スピードによって異なる。この場合、アルゴリズムの収束が早いほど、少ないシンボル数のユニークワード系列で高速の移動局スピードに追従できる。しかし、上述のように演算量が増える欠点がある。最近、LMSやRLSアルゴリズムに代わって、高速収束可能な他のアルゴリズムが試みられたり[20]、[21]、RLSアルゴリズム自体の追従特性をさらに高める試みがなされている[22]。

参照波形と合成後の信号波形との平均二乗誤差を最小とするアダプティブアレーアンテナの利点は、移動通信における伝搬環境のように複数の伝搬路が存在すると、希望波のパス成分を合成するように動作することである。したがって、信号伝送特性の改善効果が得られる。アダプティブアレーアンテナによるこのような効果はパスダイバーシティと呼ばれる。ただし、干渉波の到来波数と希望波の到来波数の和がアンテナ素子数を超えると、すべての干渉波方向に指向性ヌルを向け、かつすべての希望波パス成分を合成することはできなくなる。その場合のアダプティブアレーの動作は文献[23]、[24]に解析されている。

② 信号の到来方向が既知の場合

希望波の到来方向 θ が既知の場合（到来方向推定アルゴリズムについては付録参照）には、アレー出力における信号電力対干渉プラス雑音電力比（SINR）を最大

とするように指向性を制御できる。そのための最適重みベクトル w は、

$$\begin{aligned} w^H R w &\rightarrow \min \\ \text{Subject to } d^H w &= \text{const.} \end{aligned} \quad (7)$$

なる拘束条件付最適化問題の解に等しい。ここで、ステアリングベクトル d は

$$d = a_v(\theta) \quad (8)$$

で与えられ、この計算において希望波到来方向 θ が既知であることが用いられる。 $a_v(\theta)$ はアップリンクアレーにおけるアレーレスポンスベクトルで、ある空間的参照点における複素振幅を1としたときの、放射角 θ 方向に対する各アンテナ素子における相対的複素振幅を並べたベクトルに他ならない。式(6)の最適化問題の解は μ を定数として、

$$w = \mu R^{-1} d \quad (9)$$

で与えられる[25]。ただし、 R は各アンテナ素子出力サンプルにおける干渉波成分と雑音成分を並べたベクトルの自己相関行列であるが、実際にスナップショットベクトル $x(i)$ からこれを求めることはできない。しかし、式(9)で R の代わりに式(2)の R を用いても特性は漸近的に等価であることが示されている[25]。

解 w が $\mu R^{-1} d$ に収束する一次のベクトル差分方程式は、

$$w(i+1) = w(i) + \mu y d^* - \gamma x^*(i) x(i) w(i) \quad (10)$$

で与えられる[26]。このベクトル差分方程式はApplebaumアルゴリズムと呼ばれ、LMSやRLSと同様にスナップショットベクトル $x(i)$

が得られるごとに処理を進めることができる。ただし、 μ はステップサイズである。

さて式(6)の意味は、『アレー出力の信号電力対干渉プラス雑音電力比を最大とすることは、希望波到来方向に対するアレーの指向性を一定値に保ったまま、アレー出力の電力を最小にすること』に他ならない。このことは、『マルチパス伝搬によって既知の方向 θ 以外の方向からも希望波成分が到来した場合には、これらの方向に対して指向性ヌルを向けてしまうことを意味する。したがって、マルチパス環境下においてもパスダイバーシティによる伝送特性の改善効果は期待できない。また、既知である到来方向 θ が実際の希望波の到来方向からずれると、同様の理由で希望波成分を抑圧するような指向性パターンが形成されてしまう。到来方向 θ 以外の方向から到来するパスに対して形成される指向性ヌルは、パスの信号電力が大きいほど深くなるから、 θ からずれた到来角を持つ希望波の電力が大きいと結果的にアレー出力では干渉波成分の方が大きな電力を持つこともあり得る。次章に述べるように、希望波到来方向情報に基づくアダプティブアレーのこのような欠点を解決するためのいくつかの試みがなされている。

③ その他の方式

アレーの指向性パターンに種々な拘束を科すことで、上述した希望波成分の抑圧を避けることができる。例えば、複数の方向に対して指向性パターンを所定値に保つ、あるいは、ある方向の指向性パターンと同時にその微係数を所定値に保つ、といった拘束条件の下でアレー出力電力を最小とする。これらの方式は、DCMP (Directionally Constrained Mini-

mization of Power) 法と呼ばれる。このような拘束条件下での最適重みベクトルに解が収束するようなアルゴリズムが知られている[27]。

さて、以上述べてきたアルゴリズムは希望波参照波形、あるいは、希望波到来方向に関する事前知識を前提としていた。これに対して、もっとラフな知識、例えば希望信号の変調方式に関する知識だけを用いる方式が知られている[28], [29]。これらはブラインドアルゴリズムと呼ばれる。中でも、希望信号が一定包絡線変調を用いる場合に適用可能なCMA (Constant Modulus Algorithm) アルゴリズムは、アレー出力における一定包絡線からの誤差を最小にすることを規範とし、移動通信に用いることを目的として多くの研究結果が報告されている[29]~[31]。

(2) ダウンリンク

今まで述べてきたように、受信用のアダプティブアレーアンテナについては多くの研究が行われており、移動通信への応用を目的とした基礎研究についても一部は完成に近い。しかし、基地局で送信アンテナの指向性パターンを適応的に制御して送信する方式についての研究は少なく、未完成の部分が多い。特に、アップリンクとダウンリンクで異なる周波数を用いるFDD (Frequency Division Duplex) システムでは、両者のチャネル複素包絡線変動の相関が低くなるために、アップリンクの信号受信の過程で得られたチャネル情報がダウンリンクの信号送信のために有効に利用できない。このことが、ダウンリンク送信ビームフォーミングを困難にする最大の理由である。同一周波数をアップリンクとダウンリンクで時間的に切り替えて用いるTDD (Time Division Duplex) システムでは、切り替えの時間間隔が十分に短くチャネルの変動が無視できれば、

アップリンクの最適重みベクトルをそのまま用いてダウンリンクの信号送信を行うことで移動局におけるSIRを大きく改善できることが報告されている[32]。以下では、PDC方式のようなFDDシステムに適用可能なダウンリンク送信用アダプティブアレーについて概観する。

① 到来波に関するパラメータ推定値を用いる方法

図1に示されるように、送信ビームは各アンテナ素子における送信信号を複素重み付けして送信することで形成される。基地局において希望波と干渉波の各パスの到来方向と平均受信電力がわかれば、最適送信指向性パターンが形成できる。ここで送信指向性パターンの最適性は、ある基地局から希望移動局ユーザに向けて送信されるダウンリンク信号に着目したとき『他の干渉ユーザ(複数)が受信するダウンリンク信号成分の平均電力の和を一定値以下に保持しながら、希望移動局ユーザが受信するダウンリンク信号平均電力を最大にすること』と定義される[33]。この定義に基づく最適指向性パターンを形成する最適重みベクトルは、

$$\langle \mathbf{R}_D \rangle \mathbf{w} = \lambda_{\max} \langle \mathbf{R}_D \rangle \mathbf{w} \quad (11)$$

なる一般固有値問題の最大固有値 λ_{\max} に対応する固有ベクトル \mathbf{w} で与えられる[33]。ここで $\langle \mathbf{R}_D \rangle$ と $\langle \mathbf{R}_U \rangle$ はそれぞれ、

$$\langle \mathbf{R}_D \rangle = \left[\sum_{j=1}^{L_D} \sigma_{d_j}^2 \mathbf{a}_D(\theta_{d_j}) \mathbf{a}_D(\theta_{d_j})^H \right] \quad (12)$$

$$\langle \mathbf{R}_U \rangle = \frac{\sigma_s^2}{P_T} \mathbf{I}_M + \left[\sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{L_u} \sigma_{u_{ki}}^2 \mathbf{a}_U(\theta_{u_{ki}}) \mathbf{a}_U(\theta_{u_{ki}})^H \right] \quad (13)$$

で与えられる。また、 θ_{d_j} と $\theta_{u_{ki}}$ はそれぞれ、希望波第 j パス ($1 \leq j \leq L_D$)、第 k 干渉ユーザ ($1 \leq k \leq K$) の第 1 パス ($1 \leq i \leq L_u$) の基地局からの放

射角であり、 $\sigma_{d_j}^2$ と $\sigma_{u_{ki}}^2$ はそれらの規格化平均電力である。また、 P_T はダウンリンク送信パワー、 σ_s^2 は各移動局の雑音電力である。明らかに θ_{d_j} と $\theta_{u_{ki}}$ はアップリンクにおけるこれらの到来角と、また $\sigma_{d_j}^2$ と $\sigma_{u_{ki}}^2$ はアップリンクとダウンリンクで同一なので、アップリンク信号受信の過程でこれらのパラメータが推定できれば $\langle \mathbf{R}_D \rangle$ と $\langle \mathbf{R}_U \rangle$ が構成できる。結果的に上記の定義を満たす最適重みベクトルが求まる。 $\mathbf{a}_D(\theta)$ はダウンリンクアレーレスポンスベクトルである。

ただし、この最適性は平均の意味で定義されているから、「(1) アップリンク」の項で述べたパスタイバーシティ効果のような信号受信特性の改善効果は期待できない。しかし、それでも送信アンテナのビームパターンに形成される他の干渉ユーザ(複数)の各パス方向に対するヌルによって、不要方向にダウンリンク信号成分が放射されなくなる。この動作は各基地局で独立して行われ、結果として各移動局におけるダウンリンク短区間SIRが改善される。

この方法によるダウンリンク短区間SIRの改善効果を評価するために、半波長最小アンテナ素子間隔の8素子のサーキュラアレーを仮定して計算機シミュレーションを行った。ただし、干渉リミットな環境を想定して $\sigma_s^2=0$ とした。正則配置の六角形セル133個の内、繰り返しパターンから定まる同一周波数セルを評価対象とし、各移動局はそれらの中で面的に一様分布となるように配置した。移動局の配置は試行ごとに変化させ、すべての移動局と着目する一つの基地局との間でパスを発生させた。パス数は1~5で一様分布するものとし、パス数の

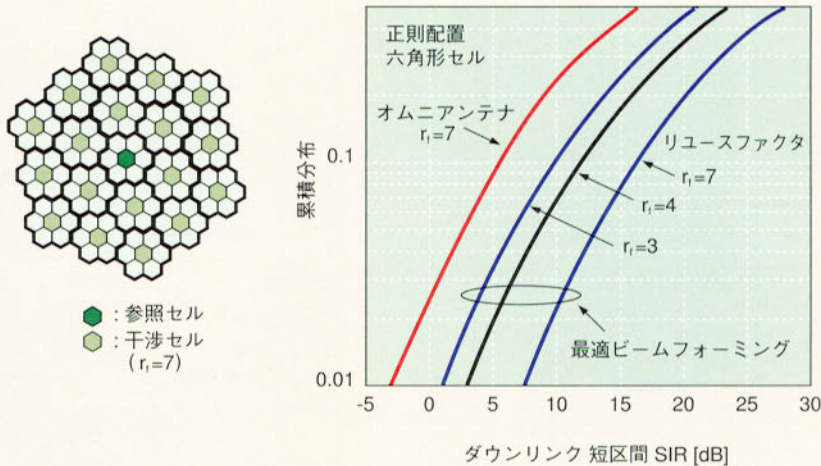


図2 ダウンリンク短区間SIRの分布
Figure 2 Down-Link SIR Distributions.

増減の結果として対数正規分布（標準偏差 $\sigma = 6.5\text{dB}$ ）に従う短区間平均値を発生させた。この短区間平均値を、移動局と基地局の間の距離から定まる距離減衰量（距離減衰定数 $\alpha = 3.5$ ）に乗じることで、各パスの平均受信電力を求めた。それとは別に各パスの基地局への到来角を求めた。基地局において、各パスの平均受信電力と到来角を用いて式(12)と式(13)から $\langle \mathbf{R}_D \rangle$ と $\langle \mathbf{R}_D \rangle$ を計算し、式(11)の一般固有値問題を解いて最適重みベクトルを求めた。この処理をさらにすべての基地局で行って、求めた最適重みベクトルを用いてダウンリンク信号を送信したときの各移動局における短区間SIRを評価した。

図2に、ダウンリンク短区間SIRの累積分布を示す。パラメータは、リユースファクタ r_f であり、比較のためオムニアンテナを用いて送信する場合の短区間SIRの累積分布も示してある。この方法によるダウンリンク送信用アダプティブアレーを用いると、同一周波数を3セルで繰り返しても、オムニアンテナで7セル繰り返す場合よりも良い短区

間SIR分布が得られることがわかる。

このように、アップリンク信号受信の過程において、アップリンクとダウンリンクで共通のパラメータを直接推定することにより、ダウンリンク最適指向性パターンが形成できる。特に、到来角情報を直接用いて $\langle \mathbf{R}_D \rangle$ と $\langle \mathbf{R}_D \rangle$ を推定するので、アップリンクとダウンリンクの周波数が異なるFDD方式においても、アップリンクアレーレスポンスベクトル $\mathbf{a}_u(\theta)$ とは独立にダウンリンクアレーレスポンスベクトル $\mathbf{a}_D(\theta)$ が形成できる。このことは、アップリンクとダウンリンクで同一のアンテナ素子を用いて最適指向性パターンが形成できることを意味する。しかし、マルチパス環境において希望波と干渉波のすべてのパス成分の到来角と平均電力を推定することは困難であり、実用的とは言えない。近似的に、希望波の最も強いパス成分の方向に向けて送信するという方法が検討されている[34]~[36]。

② サブスペース法

上記の方法では、基地局において希望波と干渉波の各パスの到

来方向と平均受信電力を推定し、それらを用いて自己相関行列 $\langle \mathbf{R}_D \rangle$ と $\langle \mathbf{R}_D \rangle$ を求め、式(11)の固有値問題を解くことで最適重みベクトルを得た。これに対して、サブスペース法ではアップリンク信号受信の過程で $\langle \mathbf{R}_D \rangle$ と $\langle \mathbf{R}_D \rangle$ を直接推定する[37]、[38]。したがって、到来角推定に伴う困難は生じない。文献[38]の方法は、アップリンク希望波信号の誤り検出結果（CRCなどの誤り検出符号による）を用いて誤りのないフレームだけを抽出し、これらを用いて希望波成分に対するアップリンクアレーレスポンスベクトルを推定する。次に、希望波成分のみの自己相関行列を構成し、これをスナップショットベクトルの自己相関行列から差し引くことで干渉プラス雑音成分の自己相関行列を分離する。得られた自己相関行列から式(11)の一般固有値問題を解くことで最適重みベクトルを得る。この方法は極めて簡便で、実用的と言える。また、相関行列を分離する過程は、符号分割多元接続方式CDMAにおける逆拡散過程と多くの類似点があり、CDMA用アダプティブアレーにも適用できる。文献[39]にはそのためのアルゴリズムが示されている。

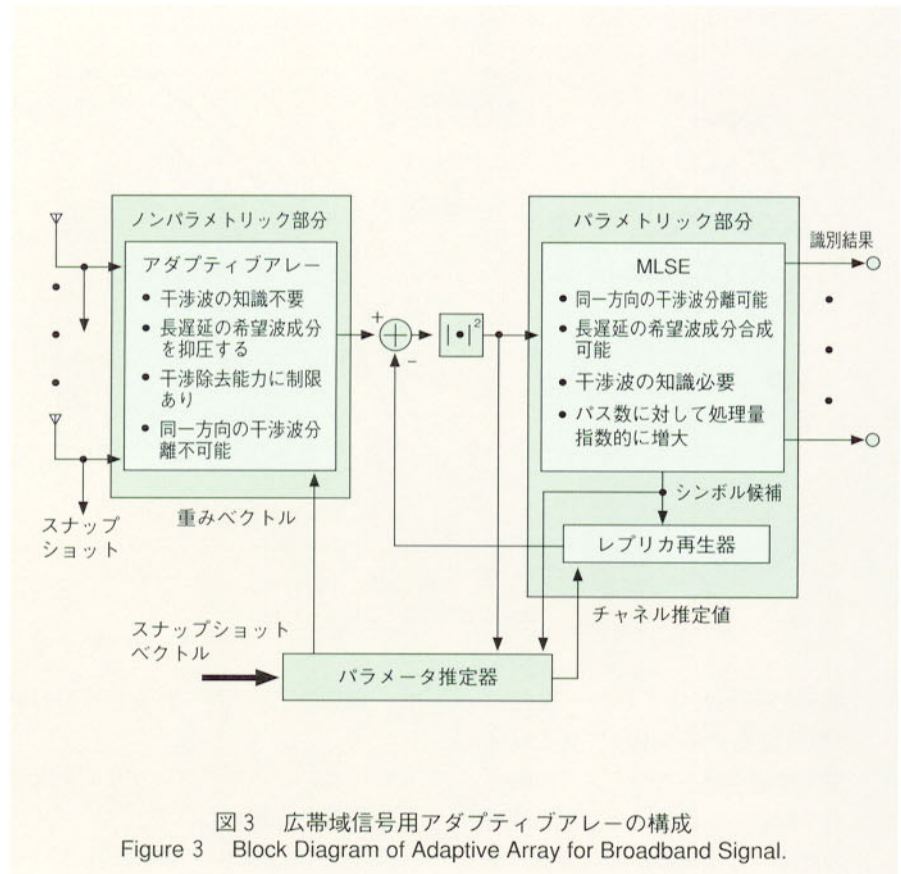
サブスペース法は各パスの到来方向情報を用いないが、これはアップリンクとダウンリンクでアレーレスポンスベクトルが同一であることを要求する。このことは、同一形状のアンテナがアップリンクとダウンリンクで個別に必要となり、これらが互いに干渉することなく十分近い位置に設置されなければならないことを意味する。このようなアンテナハードウェアの構成法が今後の課題と言える。

■高速伝送用アダプティブアレー

高速伝送になるに伴い、信号帯域幅がチャンネルのコヒーレンス帯域幅よりも大きくなると、希望波、干渉波ともチャンネルの周波数選択性に起因する時变的符号間干渉を受けるようになる。本項では、このことがアダプティブアレーの構成法にどのように影響するかについて述べるとともに、現在知られている、いくつかの高速伝送用のアダプティブアレーについて概観する。

高速伝送では、移動局からの送信信号は多くのパスに別れて基地局で受信される。これらの伝搬遅延時間の差はシンボル長を大きく超えるため、受信信号は数シンボルにわたる符号間干渉を受ける。高信頼伝送のためには、これらのパス成分を合成することが必要となり、したがって、高速伝送用のアダプティブアレーでは干渉波成分を抑制するとともに、これらの希望波パス成分を合成することもその重要な役割となる。干渉波もまた遅延時間の異なる多くのパスに分れて受信されるため、アダプティブアレーが希望波成分を合成しながらかつ除去し得る干渉波数を超える数のパス成分が到来する。さらに、干渉波の一部のパスは希望波の一部のパスと非常に近い到来角を持つ可能性がある。

このような過酷な伝搬環境の下で、アダプティブアレーが希望波成分を合成しつつ干渉波成分を抑制するためには、参照信号そのものを固定波形パターンではなく、時変符号間干渉を受けた波形とする必要がある。このことは、アダプティブアレーの後段に信号に関する知識を用いた（パラメトリックな）信号推定器を接続することで実現できる[40]～[43]。図3にその構成を示す[43]。パラメトリック信号推定器は、最尤系列推定器MLSE（Maximum Likelihood Sequence Estimator）とレプリカ再生器で構成される。希望波と一部の干渉波はMLSEによって同時検出される。レプリカ再生器によって、同時検出された希望波と干渉波成



分の符号間干渉を受けた合成波形が再生され、この波形がアダプティブアレーの参照信号として使われる。

アダプティブアレーそのものは、干渉波に関する知識を必要としない（ノンパラメトリックな）干渉キャンセラといえるが、上述のように合成し得る希望波数と除去し得る干渉波数に制限がある。同時検出された希望波と干渉波成分の符号間干渉を受けた合成波形を参照信号として用いれば、アダプティブアレーはこれを希望信号とみなして、残りの干渉波成分を除去するように動作する。残りの干渉波のパス数が、アダプティブアレーが除去できる干渉波数に等しいかそれ以下であれば、全体として上記の目標が達成される。

パラメトリック信号推定器には同時検出する信号数に制約を受けないが、MLSEの複雑さは信号数に対して指数的に増大する。したがって、伝搬環境に応じてノンパラメトリックとパラメトリックな部分への役割分担が実用上

重要となる。また、MLSEの代わりに判定帰還型等化器DFE（Decision Feedback Equalizer）を用いる方法もいくつか提案されている[21]、[44]。これらの方法は、全体の性能と複雑さを最適化する上で有効である。

図3のような構成の下で、アダプティブアレーの重みベクトルとパラメトリック信号推定器におけるレプリカ再生器のタップ係数は、適応アルゴリズムによって一元的に制御される。この場合の最適性規範は、アダプティブアレー出力とレプリカ再生器出力の平均二乗誤差を最小化することである。このために、前述「比較的低速な信号伝送を対象としたアダプティブアレー」で述べたLMSやRLSアルゴリズムが適用できる。ただし、すべての重み係数とすべてのタップ係数がゼロになる自明解への収束を防ぐために、拘束条件を科す必要がある。また、そのためにアルゴリズムを一部修正する必要がある。文献[41]には、レプリカ再生器タップ係数のノルムを拘束する方法が

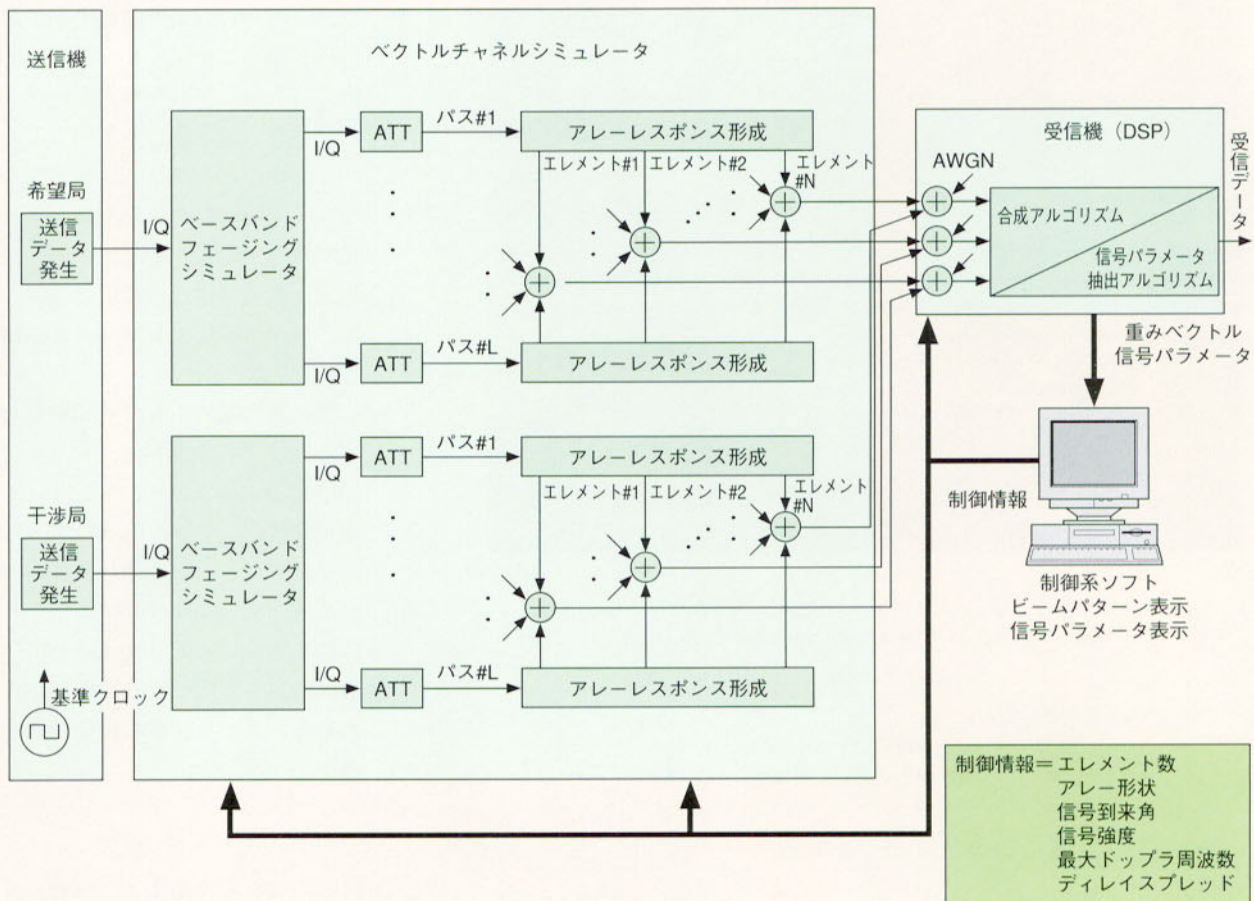


図4 アダプティブアレーアンテナシステムテストベッド
Figure 4 Block Diagram of Adaptive Array Antenna System Test Bed.

表2 アダプティブアレーアンテナシステムテストベッドの主な諸元
Table 2 Major Specifications of Adaptive Array Antenna System Test Bed.

項目	仕様
信号形式	複素ベースバンド (I/Qベクトル表現)
ビット幅	23ビット
サンプリング	24Msamples/sec
干渉波数	最大4
バス数	希望波干渉波とも最大2
バス間遅延時間	最大5.2 μ sec (42nsecきざみ)
ドップラ周波数	最大2000Hz
素子数	最大8
アレー形状	リニアおよびサーキュラ
その他の機能	<ul style="list-style-type: none"> ・雑音発生/加算 ・信号強度可変 ・DSPインタフェース ・WSインタフェース

アダプティブアレー アンテナシステム テストベッド

NTT DoCoMo研究開発部では、基盤技術研究促進センターの融資を受けて、高速伝送用アダプティブアレーのためのアルゴリズム開発と性能評価を目的とした複素ベースバンドアダプティブアレーアンテナシステムテストベッドを構築している。図4にその構成を示す。このシステムはリアルタイムで動作する複素ベースバンド系で、すべての信号は同相成分 (I-ch成分) と直交成分 (Q-ch成分) で表現される。表2にシステムの主な諸元を示す。アレーの形状はリニアアレーとサーキュラアレーが選択可能になっている。最

示されている。また、文献[42], [43]には、タップ係数の一つを固定値に拘

束する方法が示されている。

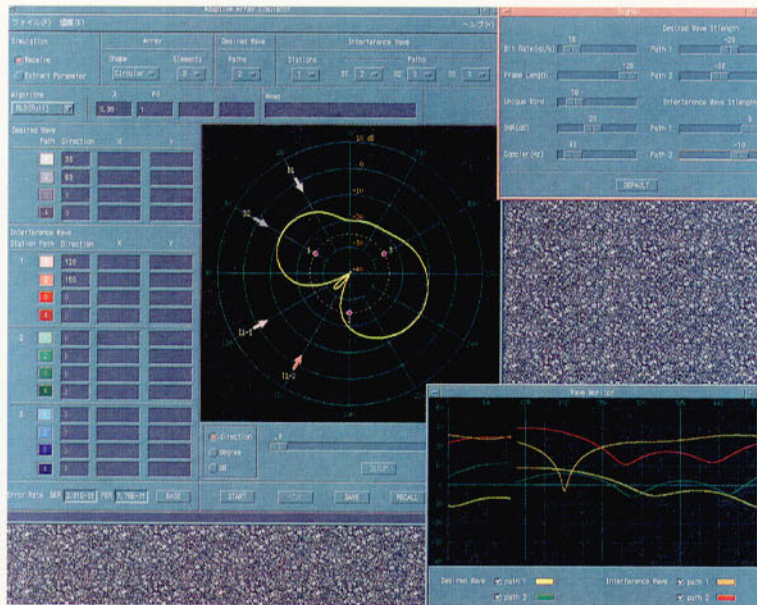


図5 アダプティブアレーアンテナシステムテストベッド出力画面
Figure 5 Visual Output of Adaptive Array Antenna System Test Bed.

表3 到来方向推定アルゴリズムと特徴
Table 3 Summary of DOA Estimation Algorithms.

L=素子数, M=分離可能な波数

アルゴリズム	適用条件	コヒーレントソースの分離可能性	アレー形状に対する制約
MUSIC	M<L	不可	なし
Min-Norm	M<L	不可	なし
WSF	なし	可	なし
Root-MUSIC	M<L	不可	あり
ESPRIT	M<L	可	あり
Root-WSF	なし	可	あり

大ドップラ周波数や遅延波プロファイル、希望波電力対干渉波プラス雑音電力比、アンテナ素子数などのパラメータはすべて制御系に接続されたワークステーションから制御される。

アルゴリズムはデジタル信号プロセッサDSP (Digital Signal Processor) 上で動作し、その結果はワークステーションに出力され、各部の波形の他に指向性パターンや誤り率などが表示される。図5に表示画面の一例を示す。

まとめ

本稿では、移動通信用のアダプティブアレーアンテナの研究開発動向をサ

ーベイした。ダウンリンク用送信アダプティブアレーと高速伝送用アダプティブアレーについては、その技術的問題点の所在を明らかにし問題解決のための技術動向を紹介した。また、NTT DoCoMo研究開発部において開発中のアダプティブアレーアンテナシステムテストベッドについて紹介した。今後、研究開発の進展にあわせて結果を本誌に報告していく。

付録一信号到来方向推定について

本文で述べてきたように、信号の到来方向推定は種々のアダプティブアレーで重要な役割を果たす。MUSIC[45]やESPRIT[46]に代表されるこれらの

アルゴリズムは、元来、ソナーやレーダーのための技術として開発されてきた。これらの到来方向推定アルゴリズムは、極めて単純なチャンネルモデルを仮定したり、アレー形状を特殊な形に限定したりする場合が多い。これらのいくつかのアルゴリズムを実際のフィールドで評価した結果が報告されているが[47]、[48]、複雑なマルチパス伝搬路となる移動通信環境でユニバーサルに使用可能なアルゴリズムは知られていない。

移動通信環境における到来方向推定アルゴリズムの優劣は、マルチパス伝搬に起因するコヒーレントソースの分離可能性と、アレー形状に対する制限に集約される。現在知られている主な到来方向推定アルゴリズムとそれらの特徴を表3にまとめてある[49]。これらの特質を考慮したうえで、条件に合わせたアルゴリズムの選択が必要となる。

文献

- [1] 斎藤, 立川編集: “移動通信ハンドブック”, オーム社, pp.225-227, 1995.
- [2] 藤井, 石田: “アンテナビームチルティングによる移動通信同一チャンネル干渉低減”, 1990年秋季信学全大, B-247.
- [3] W.C.Y.Lee: “Mobile Communications Engineering”, McGraw-Hill, 1982.
- [4] K.Feher (Editted): “Advanced Digital Communications”, Prentice-Hall, pp.543-566, 1987.
- [5] A.S.Acampora and J.H.Winters: “Special Series on Local Wireless Communications: System Applications for Wireless Indoor Communications”, IEEE Communications Magazine, Vol. 25, No.8, pp.11-20, August, 1996.
- [6] I.Katzela and M.Naghshineh: “Channel Assignment Scheme for Cellular Mobile Telecommuni-

- ication System : A Comprehensive Survey”, IEEE Personal Communications, Vol.3, No.3, pp.10-31, June, 1996.
- [7] S.C.Swales, M.A.Beach, D.J.Edwards and J.P.McGeehan : “The Performance Enhancement of Multibeam Adaptive Base-Station Antennas for Cellular Land Mobile Radio Systems”, IEEE Trans.VT., Vol.39, No. 1, PP.56-67, 1990.
- [8] S.C.Swales, M.A.Beach and D.J. Edwards : “Multi-Beam Adaptive Base-Station Antennas for Cellular Land Mobile Radio Systems”, Proc.of IEEE VTC '89, pp.341-348, 1989.
- [9] J.H.Winters : “The Impact of Antenna Diversity on the Capacity of Wireless Communications Systems”, IEEE Trans. COM., Vol.COM-42, pp.1740-1751, February/March/April 1994.
- [10] Arogyaswami Paulraj : “Antenna Array Signal Processing with Applications to Mobile Communications”, Proc.of Tutorial Session “ Smart Antenna in Wireless Cellular Networks”, ICC '95, 1995.
- [11] R.A.Shade and A.M.Kowalski : “Intelligent Antennas for Cellular Communications”, Proc.of 1994 Adaptive Antenna Systems Symposium, Long Island, pp.29-36, 1994.
- [12] M.Frerking and M.Austine : “ BellSouth / Celwave Smart Antenna Field Trial and Analysis of a Switched Beam System”, Proc.of 2nd Workshop on Smart Antennas in Wireless Mobile Communications, Stanford, 1995.
- [13] Y.Li, M.J.Feuerstein and D.O. Reudink : “Performance Evaluation of a Cellular Base Station Multibeam Antenna”, IEEE Trans. VT.Vol.46, No.1, pp.1-9, Feb. 1997.
- [14] T.Matsumoto, S.Nishioka and D.Hodder : “Beam-Selection Performance Analysis of a Switched Multibeam Antenna System in Mobile Communications Environments”, IEEE Trans.VT., Vol.46, No.1, pp.10-20, Feb.1997.
- [15] J.Winters : “Signal Acquisition and Tracking with Adaptive Array in the Digital Mobile Radio System IS-54 with Flat Fading”, IEEE Trans.VT., Vol.42, No.4, pp.377-384, Nov. 1993.
- [16] B.Widrow and S.D.Stearns : “Adaptive Signal Processing”, Prentice-Hall, pp.99-116, 1985.
- [17] S.Haykin : “Adaptive Filter Theory”, Prentice-Hall, pp.477-507, 1991.
- [18] J.E.Hudson : “Adaptive Array Principles”, IEE Electromagnetic Wave Series 11, Peter Peregrinus Ltd., pp.155-194, 1989.
- [19] 府川, 鈴木 : “逐次最小二乗形最尤系列推定 (RLS-MLSE) —最尤推定理論の移動無線への応用—”, 信学論 (B-II), J76-B-II, No.4, pp.202-214, Apr.1993.
- [20] J.G.Proakis : “Digital Communications”, McGraw-Hill, pp.648-683, 1989.
- [21] 田野 哲 : “アレーアンテナに適用した次元拡大高速カルマンDFE”, 1997年信学ソサイエティ大会, B-5-57.
- [22] 府川, 鈴木 : “無線伝搬路の高次状態モデルによる逐次最小二乗形最尤系列推定—RLS-MLSEの適応性能向上—”, 信学論 (B-II), J75-B-II, No.4, pp.415-423, July 1992.
- [23] 鈴木 : “最小二乗合成ダイバーシティ受信における干渉除去特性—MMSEと誤り率特性—”, 信学論 (B-II), J47-B-II, No.12, pp.637-645, Dec.1991.
- [24] R.T.Compton, “Adaptive Antennas : Concepts and Performance”, Prentice-Hall, pp.81-93, 1988.
- [25] *ibid.*, pp.45-57.
- [26] *ibid.*, pp.72-73.
- [27] *ibid.*, pp.361-376.
- [28] J.R.Treichler and B.G.Agee : “A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals”, IEEE Trans. ASSP., Vol.31, No.2, pp.459-472, Apr. 1983.
- [29] 唐沢, 猪股 : “通信用デジタルビームフォーミングー見えてきたインテリジェントアンテナとしての将来—”, 信学会誌, Vol.78, No.9, pp.899-906, Sept.1995.
- [30] T.Ohgane, T.Shimura, N. Matsuzawa and H.Sasaoka : “An Implementation of a CMA Adaptive Array for High Speed GMSK Transmission in Mobile Communications”, IEEE Trans. VT., Vol.42, No.3, pp.282-288, Aug.1993.
- [31] T.Ohgane, N.Matsuzawa, T. Shimura and M.Mizuno : “BER Performance of CMA Adaptive Array for High-Speed GMSK Mobile Communication — A Description of Measurements in Central Tokyo”, IEEE Trans.VT., Vol.42, No.4, pp.484-490, Nov. 1993.
- [32] 富里, 松本 : “TDD移動通信システムにおけるアダプティブ送信アレーの効果”, 1997年信学総全大, B-5-87.
- [33] G.G.Raleigh, S.N.Diggavi, V.K.Jones and A.Paulraj : “A Blind Transmit Antenna Algorithm for Wireless Communication”, Proc.of ICC '95, pp.1494-1499.
- [34] U.Martine : “A Directional Radio Channel Model for Densely Built-Up Urban Areas”, Proc of EPMCC '97, 1997.

- [35] P.Zetterberg and B.Ottersten :
"Spectrum Efficiency of Base-Station Antenna Array System for Spatially Selective Transmission", Proc.of IEEE VTC '94, pp.1517-1521, 1994.
- [36] G.Xu and H.Lin : "An Effective Transmission Beamforming Scheme for Frequency-Division-Duplex Digital Wireless Communication Systems", Proc.of IEEE Int'l.Conf.on ASSP, Detroit, pp.1729-1732, 1995.
- [37] G.G.Raleigh and A.Paulraj : "Time Varying Vector Channel Estimation for Adaptive Spatial Equalization", Proc.of Globecom '95, pp.218-224, 1995.
- [38] H.Asakura and T.Matsumoto : "Cooperative Signal Reception and Down-Link Beam Forming in Cellular Mobile Communications", to appear in IEEE Trans.VT.
- [39] A.F.Naguib and A.Paulraj : "Recursive Adaptive Beamforming for Wireless CDMA", Proc.of IEEE ICC '95, pp.1515-1519, 1995.
- [40] J.W.Modestino and V.M.Eyuboglu : "Integrated Multielement Receiver Structures for Spatially Distributed Interference Channels", IEEE Trans.IT., Vol.IT-32, No.2, pp.195-219, March 1986.
- [41] 藤井 正明 : "アダプティブアレーアンテナとMLSEの結合処理によるマルチパス分離・合成法に関する一検討", 信学技報, RCS95-97, 1995.
- [42] 府川 和彦 : "アダプティブアレーと非線形干渉キャンセラとの従属構成法とその特性", 1997年信学総全大, B-5-204.
- [43] K.Fukawa and T.Matsumoto : "A New Joint Array Signal Processing Structure and Maximum Likelihood Sequence Estimation in Mobile Radio Communications", Proc.of 4th Workshop on Smart Antennas in Wireless Mobile Communications (SAW '97), 1997.
- [44] 鈴木 博 : "ディジタル移動通信における適応ダイバーシティ等化方式の構成と特性", 1990年信学春季総全大, SB-1-9.
- [45] R.O.Schmidt : "Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation", IEEE Trans.AP., Vol.AP-34, No.3, pp.276-280, March, 1986.
- [46] A.Paulraj, R.Roy and T.Kailath : "ESPRIT-A Subspace Rotation Approach to Estimation of Parameters of Cissoids in Noise", IEEE Trans.ASSP., Vol.ASSP-34, No.5, pp.1340-1342, 1986.
- [47] G.Xu, W.J.Vogel, H.P.Lin, S.S.Jeng and G.W.Torrence : "Experimental Studies of Space-Division-Multiple-Access Scheme for Spectral Efficient Wireless Communications", Proc.of Super-Com/ICC '94, pp.800-804, 1994.
- [48] J.Fuhl, J-P.Rossi, and E.Bonek : "High-Resolution 3-D Direction-of-Arrival Determination for Urbane Mobile Radio", IEEE Trans.AP., Vol.AP-45, No.4, pp.672-681, April 1997.
- [49] T.Krim and M.Viberg : "Two Decades of Array Signal Processing Research", IEEE Signal Processing Magazine, pp.67-94, July 1996.