Technical Report YK-006
Jan. 04, 2018
Y. Karasawa

スペースダイバーシチ・アダプティブアレー・到来方向推定法

～アレーアンテナによる空間信号処理の三兄弟～

唐沢好男

通常の無線通信は、一対のアンテナを対向させる形で回線が組まれている。しかし、電波伝搬[1], [2]で学ぶように、伝搬途中の媒質の影響や伝搬路の遮蔽によって信号強度が低下し、通信の品質を劣化させる状態が発生する。このとき、アンテナの数を増やし、それらが協力して受信特性を向上させることができる。このような複数の素子アンテナで構成されるアンテナはアレーアンテナと呼ばれる。本稿では、アレーアンテナによる空間信号処理の三兄弟であるスペースダイバーシチ・アダプティブアレー・高分解能到来方向推定法を取り上げる。それぞれの基本的考え方と、また、それぞれを代表する最大比合成ダイバーシチ・LMS アダプティブアルゴリズム・MUSIC 法を詳しく述べる。前半で述べるスペースダイバーシチの技術については、コロナ社の「改訂　ディジタル移動通信の電波伝搬基礎」[1]の第８章に、かなり丁寧にまとめている。同書の中から、ダイバーシチ技術の最も基本的な部分を取り出し、同書の入門となるようまとめている。また、後半の、干渉波の抑圧機能を具備するアダプティブアレーと高分解能到来方向推定に関しては、同分野の専門書、例えば文献[3],[4]の入門編として利用してほしい。全体を通して、大学院レベルの教科書風にまとめている。

目次

１．アレーアンテナとその働き

空間に複数のアンテナ素子を並べて構成されるアンテナは、アレーアンテナと呼ばれる。素子アンテナは、それぞれ特性が異なっていてもよいし、同じであってもよいが、以下の説明では全て同じであることを前提にしている。

二つの方向から所望波が到来している環境において、図１のように、空間位置が異なる二つのアンテナで受信する場合を考える。２つのパスの元の送信信号は同じで $s(t)$とする。すなわちマルチパス環境（ただし遅延のばらつきは無視できる）である。アンテナ１の受信信号 x_1 は、それぞれのパスの複素振幅利得を a_1, a_2 として、次式で表される。

$$x_1(t) = (a_1 + a_2)s(t) \tag{1}$$

一方、間隔 d 離れたアンテナ２では、パスの到来方向を図に示す角度で測ってθ_1, θ_2とすると、それぞれのパスの位相の変化は、到来角度と間隔 d、周波数に依存し、受信信号 x_2 は次式となる。

$$x_2(t) = (a_1 e^{jkd\cos\theta_1} + a_2 e^{jkd\cos\theta_2})s(t) \tag{2}$$

ここで、k は電波の波数（2π/波長）である。もし、a_1 と a_2 の振幅が同じ程度であって、かつ、両者の位相差が逆相に近い場合には、受信された信号 x_1 は、非常に小さな値になる（図１の左下に示す関係）。一方、アンテナ２では、それぞれのパスの位相が逆方向に変化するので、例えば、同図の右下のような状況になって、強い信号が受信できる。

このように、一つのアンテナによる受信では、マルチパス波の位相関係によって信号強度の低下が免れないが、位置の離れた複数点にアンテナがあれば、それぞれのアンテナの受信信号の選択や合成によってこの低下を防ぐことができる。これがアレーアンテナのメリットで、次節で述べるスペースダイバーシチに活かされる。

もう一つ、図２の構成を考える。この場合は、波源も到来方向も異なる二つの信号 s_A, s_B について、s_A が受信したい信号（所望波：到来方向θ_A）、s_B がそれに妨害を与える信号（干渉波：θ_B）とする。これを、一方のアンテナの受信信号を位相ϕだけシフトさせて合成するアンテナを考える。この場合の受信出力 $y(t)$は次式で表される。

$$\begin{aligned} y(t) &= s_A(t) + s_B(t) + e^{j\phi}\left\{ e^{jkd\cos\theta_A} s_A(t) + e^{jkd\cos\theta_B} s_B(t) \right\} \\ &= \left\{1 + e^{j(kd\cos\theta_A + \phi)}\right\} s_A(t) + \left\{1 + e^{j(kd\cos\theta_B + \phi)}\right\} s_B(t) \end{aligned} \tag{3}$$

位相ϕの値を変えることによって、アンテナのパターン $g(\theta)$を次式のように制御することができ、この機能を持つアンテナはフェーズドアレーと呼ばれる。

$$g(\theta;\phi) = 1 + e^{j(kd\cos\theta + \phi)} \tag{4}$$

この位相を制御することにより、例えば、ϕ=-$kd\cos\theta_A$ にすれば、s_A を最大強度で取り込むことができる（同図の実線パターン）。その場合には、干渉波 s_B も受信されてしまうため、s_B 到来方向にアンテナパターンのヌル（その方向の利得が０）ができるようにϕ=π-$kd\cos\theta_B$ とすれば、所望波のみを取り込むことができる（同図の点線パターン）。これもアレーアンテナであるからできることであり、メリットである。この機能は、位相のみでなく、振幅・位相の両方を適応的に制御して干渉波を除去するアダプティブアレーに活かされる。

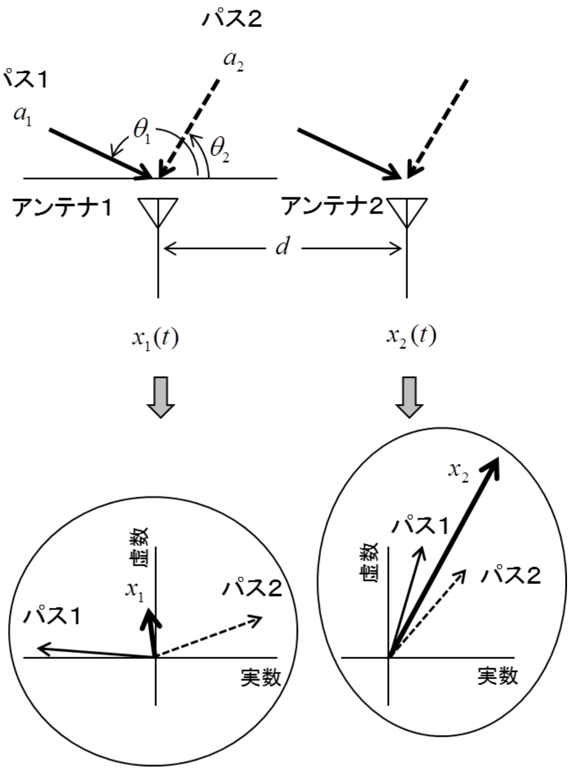


図１　空間に複数アンテナを置くことのメリット

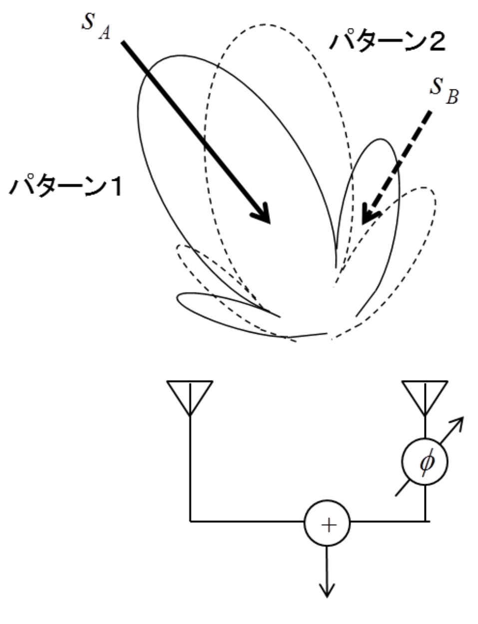


図２　フェーズドアレーアンテナによる指向性の制御

２　スペースダイバーシチ

ここでは、フェージング対策に利用されるダイバーシチの基礎的な理論を述べる。空間に置かれたアレーアンテナで電波を個別に受信して、それらを選択または合成によって、信号対雑音電力比（SN 比）の良い信号を得る方法はスペースダイバーシチと呼ばれている。合成の仕方はいろいろあるが、最大 SN 比受信を実現する理想的な合成法は “最大比合成法”と呼ばれる。ここでは、最大比合成ダイバーシチの理論を通じて、アレーアンテナによる信号レベル低下軽減技術を理解する。

２．１　ダイバーシチの分類

図１により、一つのアンテナでは信号劣化が激しい場合でも、少し離れた場所にもう一つのアンテナを置けば、どちらか一方は良好な特性であることが期待できることを述べた。このように、複数の受信信号を得る手段を設け、選択または合成によってフェージングの影響を緩和する方法はダイバーシチ (diversity) と呼ばれる。また、複数の入力信号を得る経路はダイバーシチブランチ（あるいはダイバーシチ枝）と呼ばれる。ダイバーシチの効果を得るにはブランチの信号の変動の相関が小さいこと、すなわち独立あるいは負の相関であることが望ましい。このようなブランチを得るにはつぎのような方法がある。

（１）空間ダイバーシチ（スペースダイバーシチ）
（２）周波数ダイバーシチ
（３）偏波ダイバーシチ
（４）時間ダイバーシチ
（５）パスダイバーシチ
（６）指向性ダイバーシチ

空間ダイバーシチ （スペースダイバーシチ、降雨減衰のように空間的スケールが大きい場合にはサイトダイバーシチ） では、複数のアンテナを信号の変動が無相関になる程度に離して置き、その出力を選択または合成する。周波数ダイバーシチでは、異なる周波数に同じ情報を乗せて伝送路の周波数特性の違い（周波数選択性）を利用する。偏波ダイバーシチは垂直偏波と水平偏波、右旋円偏波と左旋円偏波など直交する偏波での伝送特性の違いを利用する。時間ダイバーシチでは同一情報を時間の間隔をあけて送信し、伝送路の時間的変化を克服する。パスダイバーシチは遅延広がりの大きいマルチパス環境において、各波を分離してその遅延差を調整して合成する方法であり、スペクトル拡散通信における RAKE 方式がその例である。指向性ダイバーシチは、異なる指向性のアンテナを配置して、取り込むマルチパス波が異なるようにしてブランチ間の相関を下げるものである。独立なブランチ出力を得る方法はこれ以外にもあり、また、上記の組み合わせによってより大きな改善を狙うなど幅広い応用が考えられる。

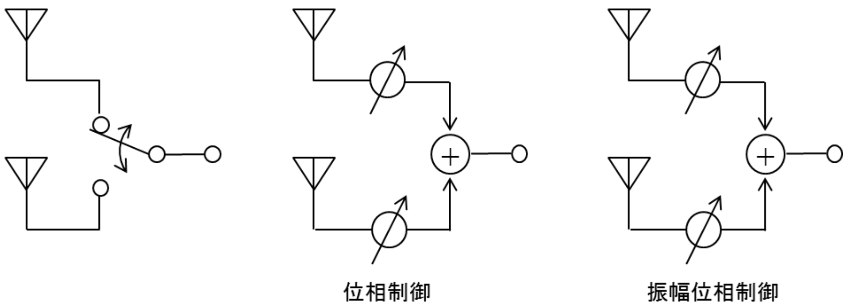
ダイバーシチブランチの信号を合成する方法には以下に示す３つの方法が代表的である。

（１）選択合成法
（２）等利得合成法
（３）最大比合成法

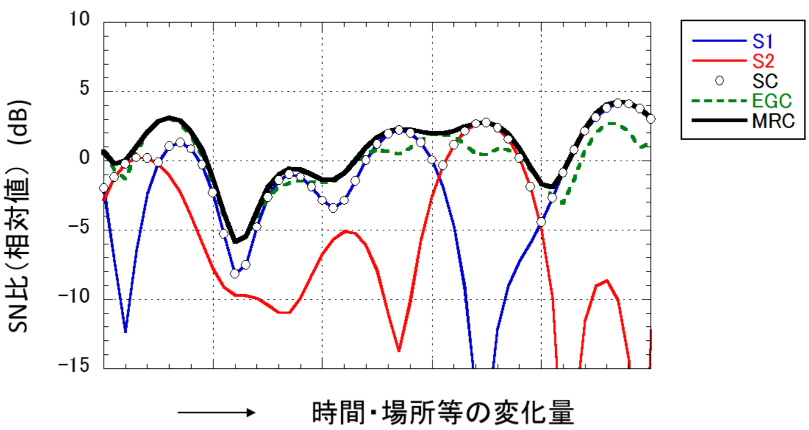
図３は２つのアンテナを用いたスペースダイバーシチにおける合成法とその合成結果のイメージを例として示している。選択合成法 (selection combining: SC) は、受信レベルが最も高い（あるいは SN 比の最も良い）ブランチを選択し、切り替えて使う方法である。等利得合成法 (equal-gain combining: EGC) は、ブランチ間の位相が同相になるように位相調整を行なった後に合成する方法である。また、最大比合成法 (maximal ratio combining: MRC) は、振幅と位相の両方を調整して、最大の SN 比となる出力を得る方法である。ブランチ数には制限がないが、２ブランチにするだけでもかなり大きな効果が得られる。また、選択合成法が構成上最も簡易であるため、２ブランチの選択合成法がよく用いられてきた。２ブランチの選択合成を、より簡易に実現する方法として、受信しているブランチのレベルがしきい値以下になったとき、自動的にもう一方のブランチに切り替えるスイッチアンドステイダイバーシチも実用的である。

最大比合成法は、原理の上で最も良好な特性を得ることができるが、振幅調整が入るため、アナログ回路で組む場合には構成が複雑になり、これまで実際に利用されることは少なかった。しかし、ダイバーシチ合成を含めて受信信号の処理がディジタル信号処理によってなされる時代に変わり、最大比合成法が積極的に取り入れられている。等利得合成も性能的には最大比合成とそれほど大きな差はない。ただし、図３(d)でも見られるように、ブランチ信号のレベル差が大きい場合には、SN 比での評価では、低いレベルのブランチからの雑音加算によって選択合成より性能が劣化する瞬間も存在する。

以降では最大比合成法に焦点を当て、原理と効果を述べる。



(a) 選択合成法 (SC)　(b) 等利得合成法 (EGC)　(c) 最大比合成法 (MRC)



(d) ブランチ信号（S1,S2）と合成後の SN 比の変化（レイリー変動の一部）

図３　ダイバーシチの合成法と合成後の SN 比

２．２　合成後の信号対雑音電力比（SN 比）の確率分布：その概要

独立にレイリ−変動する M 個のブランチで、かつおのおののブランチの平均 SN 比が等しい場合の合成後の SN 比: γ の確率分布がダイバーシチ効果を評価する基本になるのでこれを最初に示しておく。【注 : SN 比は、信号電力と雑音電力の比であるが、ここで用いている変数 Γ_0 は、搬送波電力と雑音電力の比であるので、正確には CN 比である。しかしここでは、この区別を問わない式表現であるので、一般的な言葉としての SN 比を用いている。】

以下、確率密度関数と累積分布関数をそれぞれ f, F とする。選択合成法では、合成後の SN 比の確率分布は全てのブランチの瞬時 SN 比が γ 以下となる確率から容易に求められ

$$f_{SC}(\gamma) = \frac{M}{\Gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma_0}\right) \left\{1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma_0}\right)\right\}^{M-1} \tag{5}$$

$$F_{SC}(\gamma) = \left\{1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma_0}\right)\right\}^{M} \tag{6}$$

となる。Γ_0はおのおののブランチの平均 SN 比である。

最大比合成法では次式になる。

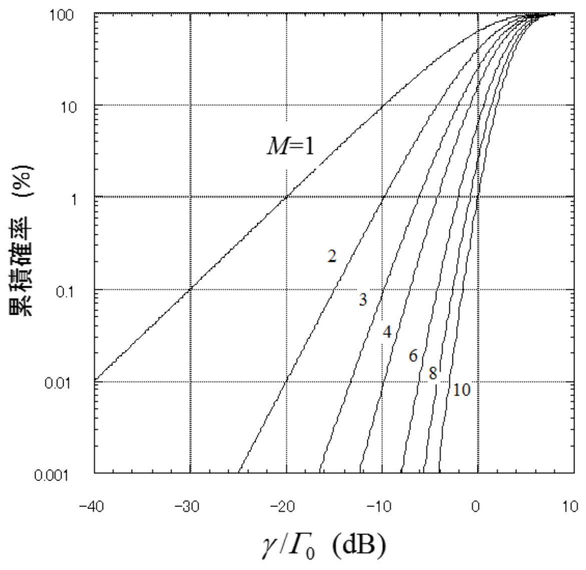
$$f_{MRC}(\gamma) = \frac{1}{(M-1)!} \frac{\gamma^{M-1}}{\Gamma_0^M} \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma_0}\right) \tag{7}$$

$$F_{MRC}(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\Gamma_0}\right) \sum_{m=1}^{M} \frac{(\gamma / \Gamma_0)^{m-1}}{(m-1)!} \tag{8}$$

式(7)の導出方法については次項で述べる。

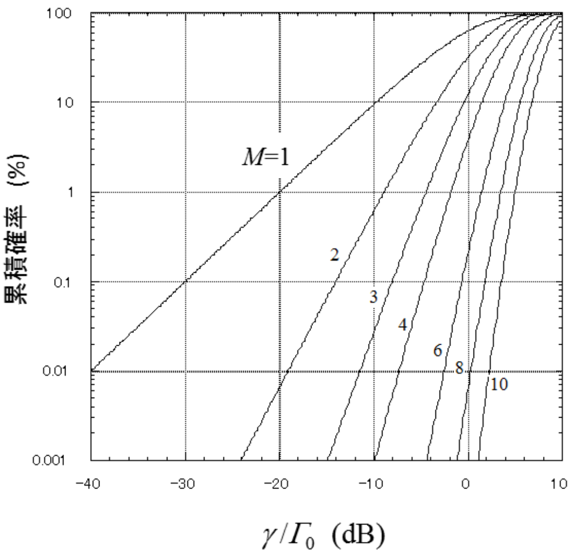
等利得合成では、上記に相当する理論式を導出するのが難しく、近似式が使われている（[1]の(8.5)式）。

図４は、三つの方式のダイバーシチ効果である。いずれの方式でも、アンテナを２本にすることの効果が大きく、アンテナの増加に対して、徐々に効果が飽和してゆく様子が分かる。原理的には、最大比合成が最も効果が大きいが、等利得合成との差はあまりなく、大きいところでも高々1dB 程度である。

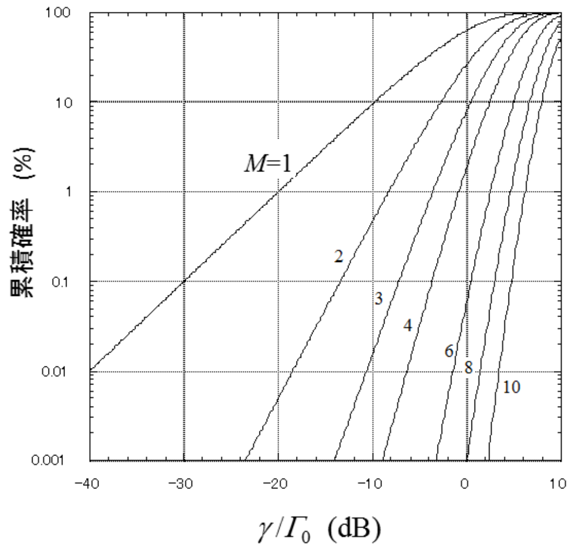


(a) 選択合成法

図４　三つの合成法のダイバーシチ効果



(b) 等利得合成法



(c) 最大比合成法

図４　（続き）

２．３　最大比合成

図５のように、信号と雑音が混じったおのおののブランチからの出力に適当なウェイトを掛けて合成し最大の SN 比を得るにはどのようなウェイトにすればよいであろうか。これを求めてみよう。この求め方にはいろいろな方法があるが[1]、この後学ぶアダプティブアレーやの[1]の９章で述べている MIMO では、原理や動作の説明にベクトルや行列の表記を用いているので、ここでもベクトルを用いた表記で導出する。

送信信号を $s(t)$とするとき、受信信号 $y(t)$は、次式で表される。

$$y(t) = \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \{ \boldsymbol{a}\, s(t) + \boldsymbol{n}(t) \} \tag{9}$$

ウェイトベクトル：　$\boldsymbol{w} \equiv (w_1, w_2, \cdots, w_M)^{\mathrm{T}}$

パス利得ベクトル：　$\boldsymbol{a} \equiv (a_1, a_2, \cdots, a_M)^{\mathrm{T}}$

雑音ベクトル：　$\boldsymbol{n} \equiv (n_1, n_2, \cdots, n_M)^{\mathrm{T}}$

ここで、上付き文字 T は転置を、H は複素共役転置を表す。

ウェイトベクトルの大きさ（ノルム）を１に正規化して考える。このとき、平均受信電力は、次式で表される。

$$\left\langle |y(t)|^2 \right\rangle = \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a} \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{w}\, P_S + P_N \tag{10}$$

$$P_S \equiv \left\langle |s(t)|^2 \right\rangle, \quad P_N \equiv \left\langle |n_m(t)|^2 \right\rangle, \ \Gamma_0 \equiv P_S / P_N$$

$$\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{w} = 1$$

ここで、記号< >は期待値を表す。

最大化したい SN 比γは次式となる。

$$\gamma = \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a} \boldsymbol{a}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{w}\, \Gamma_0 \tag{11}$$

式(11)において、ウェイトの制御によって変化する部分は $\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{a}\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}$ であるので、ここでの目的は、この量の最大化になる。最大化の常とう手段であるラグランジュの未定乗数法を使うと、次式の評価式を得る［脚注]。

$$h = \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{a} \boldsymbol{a}^H \boldsymbol{w} + \lambda (1 - \boldsymbol{w}^H \boldsymbol{w}) \tag{12}$$

これを、ウェイトベクトルで偏微分して 0 ベクトル（$\boldsymbol{0}$）と置くと、次式が得られる。

$$\frac{\partial h}{\partial \boldsymbol{w}} = 2 \boldsymbol{a} \boldsymbol{a}^H \boldsymbol{w} - 2 \lambda \boldsymbol{w} = \boldsymbol{0} \tag{13}$$

これは、以下の式で与えられる固有値問題になる。

$$\boldsymbol{R}_{aa} \boldsymbol{w} = \lambda \boldsymbol{w} \quad \left[\boldsymbol{R}_{aa} \equiv \boldsymbol{a} \boldsymbol{a}^H = \begin{pmatrix} a_1 a_1^* & a_1 a_2^* & \cdots & a_1 a_M^* \\ a_2 a_1^* & a_2 a_2^* & \cdots & a_2 a_M^* \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_M a_1^* & a_M a_2^* & \cdots & a_M a_M^* \end{pmatrix} \right] \tag{14}$$

この解は、λが行列 $\boldsymbol{R}_{aa}$ の固有値、$\boldsymbol{w}$ が固有値に属する固有ベクトル$(\boldsymbol{e})$となり、次式となる。

$$\boldsymbol{w} = \boldsymbol{e} = \frac{\boldsymbol{a}}{\sqrt{\lambda}} \qquad (15)$$

$$\lambda = \boldsymbol{a}^H \boldsymbol{a}$$

式(15)より、ウェイトベクトル $\boldsymbol{w}$ はパス利得ベクトル $\boldsymbol{a}$ に比例する量になる。信号強度の強いブランチ信号には大きいウェイトを、弱いブランチには小さいウェイトをかける、ということになる。ブランチ m の SN 比を γ_m とすると、$\gamma_m = |a_m|^2 \Gamma_0$ であるので、合成後の SN 比 γ_{MRC} は、式(11), (15)より、

$$\gamma_{MRC} = \lambda \Gamma_0 = \gamma_1 + \gamma_2 + \gamma_3 + \cdots + \gamma_M \qquad (16)$$

となり、各ブランチ信号の SN 比の和になる。

$|a_m|$ がレイリー分布であるので、各ブランチの SN 比 γ_m の確率分布は次式で与えられる指数分布である[1]。

$$f(\gamma_m) = \frac{1}{\Gamma_0} \exp\left(-\frac{\gamma_m}{\Gamma_0} \right) \qquad (17)$$

合成信号の SN 比は、上述したように、各ブランチ信号の SN 比の和となる。確率の理論（和の分布を特性関数に変換して求める方法）より、独立な指数分布の和の分布は、ガンマ分布となり、このケースでは、前述の式(7)となる。（確率分布の変換の仕方については[1], [5]を見てほしい）。図 4 (c)に見られるように、累積確率 10%以下の直線近似部分については、SN 比低下量 10dB に対して、確率が M 桁小さくなっている。この直線部分の傾きがダイバーシチ効果の指標になるので、ダイバーシチオーダと呼ばれ、M 本のアレーに対して、ダイバーシチオーダが M であると言う。

各ブランチの平均 SN 比が異なる場合、あるいは、ブランチの SN 比に相関がある場合の合成信号の SN 比の確率分布の求め方は、本稿のレベルを超えるので、それが必要な場合には、文献[1]等を見てほしい。

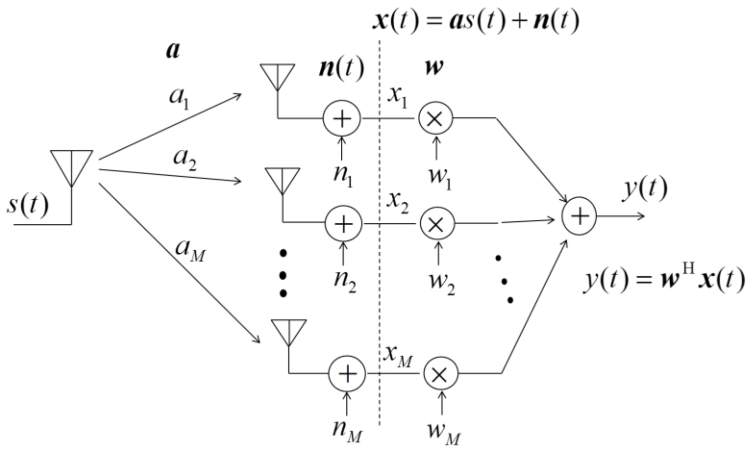


図 5　ダイバーシチブランチ信号とその合成

【脚注】ラグランジュの未定乗数法とベクトル量での微分

一定条件のもとで、目的の量を最大化する問題の解法にはラグランジュの未定乗数法がよく用いられる。変分法に基づく解析法であり、応用が広く、学んでおくと便利である。また、(13)式で行っているベクトル量による偏微分も慣れていないとわかりにくいが、成分毎に微分してベクトルに戻すと、この形になる。ただし、扱う変数が複素数であることもあって偏微分操作はかなり煩雑になる。そのため、文献[4]の付録 A には証明されている関係式を使って形式上簡単にできる方法が示されている。ここでは、本稿で出てくる形（本節と 3.2 節）についてのみ、結果を示す。$\partial G / \partial \boldsymbol{w}$ の演算において, $G=\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}$, $\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{w}$, $\boldsymbol{w}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{x}$ ($\boldsymbol{x}$ は $\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}$ を含まない任意ベクトル関数)では、それぞれ、$2\boldsymbol{x}$, $2\boldsymbol{w}$, $\boldsymbol{0}$ になる。

２．４　送信ダイバーシチ

受信側では、通信路状態の情報（channel state information: CSI）を受信信号の中に見出すことが可能であり、信号合成をその情報に基づいて行うことができるので、ダイバーシチは受信側アレーに適した信号劣化対策である。しかしながら、通信は双方向で行われるため、送信側アレーでの信号劣化対策も必要になる。送信側アレーにダイバーシチ機能を具備する方式は送信ダイバーシチと呼ばれる。

送信側では、何らかの形で CSI を受信側からフィードバックしてもらわないと環境に応じた制御ができない。このため、送信ダイバーシチは、受信ダイバーシチに比べて難易度が高い技術である。本節では、前節までと同様に、最大比合成ダイバーシチを対象に、送信側で CSI が利用できる場合と利用できない場合について、送信ダイバーシチの方式と特徴を述べる。

（1）送信側で CSI を利用できる場合

送信ダイバーシチの基本構成を図６に示す。この場合には、図に示すように、何らかの形で CSI を送信側にフィードバックしなければならない。受信側で得た CSI を送信側に送り返すとか、TDD（Time-Division Duplex）通信のように送受で交互に同一周波数が用いられる場合には、アレー側が受信時に CSI を取得するなどいろいろの方法がある。一旦、CSI が得られれば、送信ウェイトベクトル $\boldsymbol{w}$ をチャネル特性ベクトル $\boldsymbol{a}$ に対して $\boldsymbol{w}\propto\boldsymbol{a}^*$とすることにより、受信ダイバーシチと同じフェージング抑圧性能を得ることができる。ゆえに、送信側で CSI を利用してウェイト制御ができる場合には、性能的には受信ダイバーシチと変わりはない。

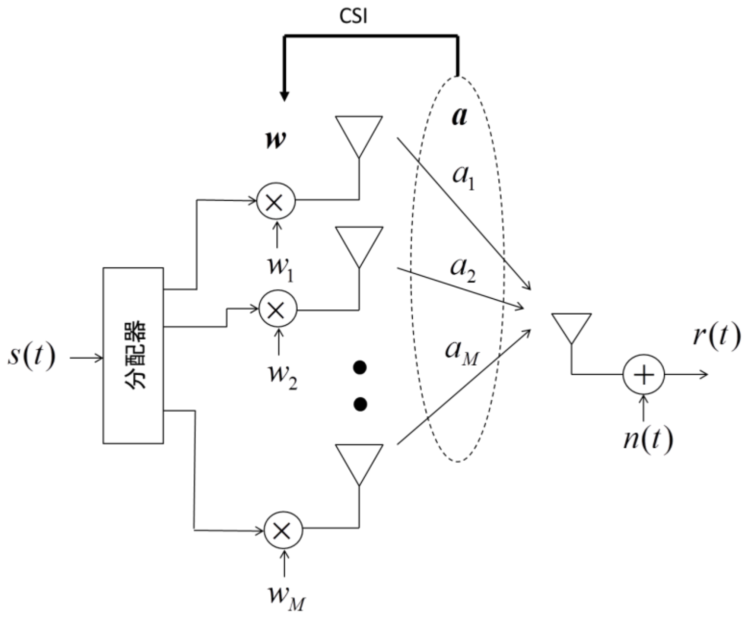


図６　送信側に CSI がある場合の送信ダイバーシチの基本構成

（2）送信側で CSI を有しない場合：時空間ブロック符号化伝送

送信側でCSIを持たずに図６の構成でのウェイトを決定しようとすると，必ず，不具合が生じる状況が存在する。例えば，送信ウェイトの値を全て同じにすれば，アンテナの指向性は正面方向にピークを持つが，同時に，どこかの方向に利得が０になるヌル点も持ってしまう。その方向が，偶然，端末の方向だとすれば，アレーにすることによってかえって性能が劣化したことになる。アンテナはむしろ１本の方が良い、ということになってしまう。複数本あるなら，そのことを生かす送信の方法はないのであろうかという問題である。“能力のあるピッチャーが、自分の場所が濃い霧に覆われ，場の状態やキャッチャーの位置がま

ったく読めない中で，どのようにボールを投げればよいか？”である。M=2の場合について、これに，答えを与えたのがAlamouti [6]である。以下に説明するように、時間領域と空間領域（アレー素子間）で連携してブロック符号化を行う方式になるので、時空間ブロック符号化（space-time block coding: STBC）と呼ばれる。

図７に示すように，送りたい信号（s_1，s_2）を二つまとめてブロックにする。最初の時間にアンテナ１からs_1を，アンテナ２からs_2を，次の時間に，アンテナ１から－s_2^*を，アンテナ２からs_1^*を送る。干渉が起きそうで心配な送り方であるが，以下で説明するような巧妙な仕掛けが働いている。この伝送における送受信信号を式で表すと，

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \tag{18}$$

となる。この式は、r_2 を複素共役の r_2^*にすると、次式のように書き換えることができる。

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} a_1 & a_2 \\ a_2^* & -a_1^* \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{pmatrix} \tag{19a}$$

$$\boldsymbol{r} = \frac{1}{\sqrt{2}} \boldsymbol{A}_e \, \boldsymbol{s} + \boldsymbol{n} \qquad \left[\boldsymbol{A}_e \equiv \begin{pmatrix} a_1 & a_2 \\ a_2^* & -a_1^* \end{pmatrix} \right] \tag{19b}$$

式（19b）は（19a）のベクトルや行列を記号に置き換えたものである。

受信側では，CSI を所有しているので，受信ウェイト行列 $\boldsymbol{W}=\boldsymbol{A}_\mathrm{e}$ とすることで、次式の信号を得る。

$$\boldsymbol{y} = \boldsymbol{W}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{r} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(|a_1|^2 + |a_2|^2 \right) \boldsymbol{s} + \boldsymbol{A}_\mathrm{e}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{n} \tag{20}$$

時間領域や空間領域で混ぜこぜにされた信号成分が，受信信号処理（＝復号）によって，s_1, s_2として完全に分離識別されていることがわかる。最大比合成という働きを保ったまま信号分離が実現している、すなわち、一方の信号を最大比合成する演算が、もう一歩の信号に対しては完全に打ち消す演算になっている。このような演算は、直交化された信号間で成立するが、この例では、等価的に作り出された伝搬チャネル行列$\boldsymbol{A}_e$が、

$$\boldsymbol{A}_e^{\mathrm{H}} \boldsymbol{A}_e = \left(|a_1|^2 + |a_2|^2 \right) \boldsymbol{I}_2 \tag{21}$$

の性質をもつことによって、伝搬路の直交化が実現できたと理解できる。送信信号に巧妙な仕掛けを行うことにより、実効的な直交伝搬環境を作りだしたわけで、非常に優れたアイデアといえる。

この手法：STBCは、受信側での最大比合成ダイバーシチに比べて、SN比が半分になるものの，フェージングによる変動幅の抑圧という意味でのダイバーシチの効果は同じになっている。送信側にCSIがないというハンディを見事に克服しているといえる。

この例のように、伝送レートを落とすことなく、完全な最大比合成を実現するダイバーシチ方式はフルレート・フルダイバーシチと呼ばれる。残念ながら、フルレート・フルダイバーシチを実現できるSTBCは、送信信号がBPSKのような実数信号点配置に対してはM=2, 4, 8が、QPSKのような複素数信号点配置で表されるものに対しては、Alamoutiが提唱したM=2のケースのみであることが調べられている。そのため、３素子以上のアレーで複素数信号点配置の変調方式を実現したい場合には、フルレートかフルダイバーシチのどちらかを、何らかの形で犠牲にしなければならない。

STBCは、受信系もアレーアンテナとすることで、より高いダイバーシチ効果を持たせることができる。これについてはMIMOの技術として発展している。

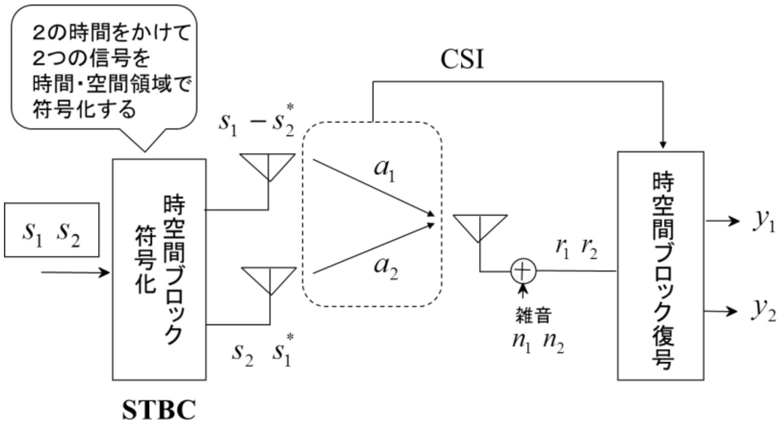


図７　STBC による送信ダイバーシチ

３　アダプティブアレー

３．１　構成と機能

前述の最大比合成ダイバーシチは、受信信号のエネルギーを最大に取り込むアンテナ指向性制御法と位置付けられる。このため、干渉波が入射してもそれを除去する機能は無い。これに対して、電波環境の変化に追随して干渉波を抑圧し、最大 SINR（Signal to Interference and Noise power Ratio: $P_S/(P_I+P_N)$）を実現するのがアダプティブアレーである。干渉波がないときのアダプティブアレーの動作は、最大比合成ダイバーシチの動作になるので、広い意味ではスペースダイバーシチもアダプティブアレーに含まれる。最も簡単な例は、図２で示したフェーズドアレーによるヌルパターン制御である。

図８はアダプティブアレーの基本構成である。図に示す通り、３つの部分よりなる。一つは、アレーのウェイト制御部をどういう構成にするかである。例えば、アンテナのウェイトだけを制御する場合（図９のような）は、アンテナパターンの制御（空間信号処理）であり、狭帯域信号の受信処理に適している。アンテナの各ブランチにタップ付遅延回路（トランスバーサルフィルタ）を入れて波形等化機能を含め、時空間でウェイトを制御する場合には、広帯域信号の受信処理（時空間信号処理）になる。

二つ目は規範である。受信信号の何に着目して、それをどうしたいかという目的を決める部分である。規範は大別して二つある。最小平均二乗誤差（Minimum Mean Square Error: MMSE）規範と最尤系列推定（Maximum Likelihood Sequence Estimation: MLSE）規範である。MMSE は外部からの参照信号（送信パイロット信号のレプリカ）と実際のアレー応答（ウェイトにより合成した信号）との二乗平均誤差が最小となることを目的とする規範、MLSE は伝送路推定に基づき、得られた受信波形になることが最も高い確率の送信符号系列を推定する規範である。

三つ目は最適化アルゴリズム（アダプティブアルゴリズム）である。規範に基づき、具体的にそれを実現する方法である。MMSE に対しては、最急降下法に基づく LMS (Least Mean Square)アルゴリズムと、一定時間内の過去のサンプル値を用いて最適化を図る再帰的最小二乗法 : RLS (Recursive Least Squares)アルゴリズムがよく用いられる。LMS は演算規模が小さいが収束に時間がかかること、RLS は演算は複雑であるが収束が速いことが特徴である。

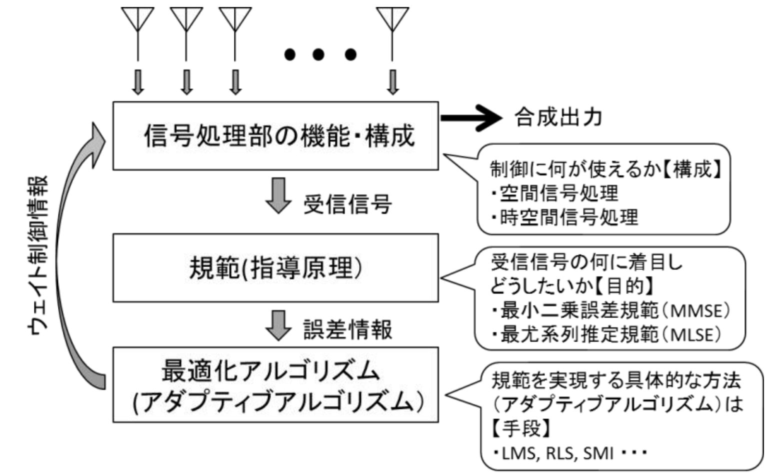


図８　アダプティブアレーの基本構成

３．２　MMSE 規範と最適化アルゴリズム

図９を用いて、MMSE の考え方を数式で示す。各部の信号やウェイトの表記は図５と共通である。

受信信号 $y(t)$と参照信号 $p(t)$の誤差信号 $e(t)$は次式で与えられる。

$$e(t) = y(t) - p(t) = \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{x}(t) - p(t) \tag{22}$$

二乗平均誤差は次式となる。

$$\begin{aligned}\left\langle |e(t)|^2 \right\rangle &= \left\langle \left| \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{x}(t) - p(t) \right|^2 \right\rangle \\ &= \left\langle |p(t)|^2 \right\rangle - \boldsymbol{w}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{p}_{xp}^* - \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{p}_{xp} + \boldsymbol{w}^{\mathrm{H}} \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w}\end{aligned} \tag{23}$$

$$\boldsymbol{p}_{xp} \equiv \left\langle \boldsymbol{x}(t) p^*(t) \right\rangle = \left(\left\langle x_1(t) p^*(t) \right\rangle \quad \left\langle x_2(t) p^*(t) \right\rangle \quad \cdots \quad \left\langle x_M(t) p^*(t) \right\rangle \right)^{\mathrm{T}}$$

$$\boldsymbol{R}_{xx} \equiv \left\langle \boldsymbol{x}(t) \boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}(t) \right\rangle = \begin{pmatrix} \left\langle x_1(t) x_1^*(t) \right\rangle & \left\langle x_1(t) x_2^*(t) \right\rangle & \cdots & \left\langle x_1(t) x_M^*(t) \right\rangle \\ \left\langle x_2(t) x_1^*(t) \right\rangle & \left\langle x_2(t) x_2^*(t) \right\rangle & \cdots & \left\langle x_2(t) x_M^*(t) \right\rangle \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \left\langle x_M(t) x_1^*(t) \right\rangle & \left\langle x_M(t) x_2^*(t) \right\rangle & \cdots & \left\langle x_M(t) x_M^*(t) \right\rangle \end{pmatrix}$$

ここで、$\boldsymbol{R}_{xx}$ は雑音を含んだポート信号間の相関を $M\times M$ の行列（エルミート行列の性質を持つ）で表したもので、相関行列（あるいは共分散行列）と呼ばれる。

最適ウェイトは、式(23)で与えられる二乗誤差の極小値、すなわち、ウェイトでの微分値の 0 ベクトルを与えるところになるため、次式になる（ベクトルの偏微分については 2.3 節末の脚注参照）。

$$\frac{\partial \left\langle |e(t)|^2 \right\rangle}{\partial \boldsymbol{w}} = -2 \boldsymbol{p}_{xp} + 2 \boldsymbol{R}_{xx} \boldsymbol{w} = \boldsymbol{0} \tag{24}$$

これより、ウェイトの最適解 $\boldsymbol{w}_{opt}$ は

$$\boldsymbol{w}_{opt} = \boldsymbol{R}_{xx}^{-1} \boldsymbol{p}_{xp} \tag{25}$$

となる。この最適解はウィーナー（Wiener）解と呼ばれる。図９の上部に示したアンテナパターンは、最適解で制御されたパターンのイメージ図である。原理上、*M* 本のアンテナを用いて *M*-1 波の干渉波を消すことができる。

前述のとおり、この解を受信信号から逐次求めてゆくアダプティブアルゴリズムとして、LMS, RLS などがある。LMS の場合には、最急降下法に基づく次式でウェイトが更新されてゆく。

$$\boldsymbol{w}(i+1)=\boldsymbol{w}(i)-\mu\boldsymbol{x}(i)e^{*}(i) \tag{26}$$

ここで、μはステップファクタで、環境の変化速度や収束速度に依存して決められる量である。

図１０は、LMS アルゴリズムの収束に至る動作の一例を示す。４素子半波長間隔直線上アレーアンテナ（M=4）として、一つの所望波（D: 75°入射）、二つの干渉波（I_1: 40°；I_2: 110°）に対して動作させている。ウェイトの初期値 $\boldsymbol{w}(1)=(1, 1, 1, 1)/2$ から時間とともに目的のパターン（所望波を取り込み、干渉波を受け付けないパターン）へと変化してゆく様子が分かる（図では、μ=0.02 に対して、ステップ数 1, 20, 80 について示している）。ステップごとのアンテナパターンは $\boldsymbol{w}^{\mathrm{H}}(i)\boldsymbol{v}(\theta)$ ($\boldsymbol{v}(\theta)$: 方向ベクトルと呼ばれ $\boldsymbol{v}(\theta)=(1, \exp(j\phi), \exp(j2\phi), \exp(j3\phi))^{\mathrm{T}}$；$\phi=kd\sin\theta$)で求められる。ステップファクタ$\mu$の値を大きくすると、収束は早くなるが、動作が不安定になる。図では、μ=0.01, 0.02, 0.05 について平均的な変化を実線や点線で示している。実際の収束はμ=0.02 の場合で示しているように、大幅に振れながら徐々に収束値に近づく（この場合は SN 比を 20dB に設定しており、この値（=-20dB）に近づいて飽和する)。図１０のようなウェイト学習中はデータが送れないため、実際には、学習とデータ送信を交互に行って、環境の時間変動に追従するように動作させる。

ここでは、詳細な説明はしないが、信号処理部の構成に時間遅延素子も含めた時空間フィルタが構成できれば、アダプティブ制御によって、遅延波信号も取り込んで、SINR を高めることができる。そのような構成で理想的に動作したときのアンテナの各所望遅延波の取り込みと、干渉波に対する抑圧のアンテナパターンイメージを図１１に示す。

規範や最適化アルゴリズムについては、ここで述べなかった多くの方法がある。詳細は、アダプティブアレーの専門書[3], [4]で学んでほしい。

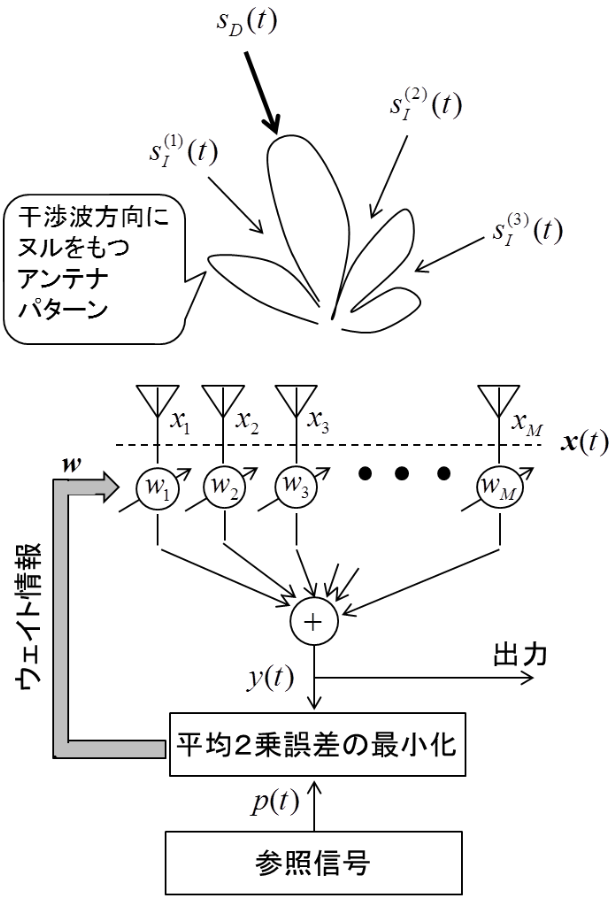


図９　MMSE 型アダプティブアレーの動作

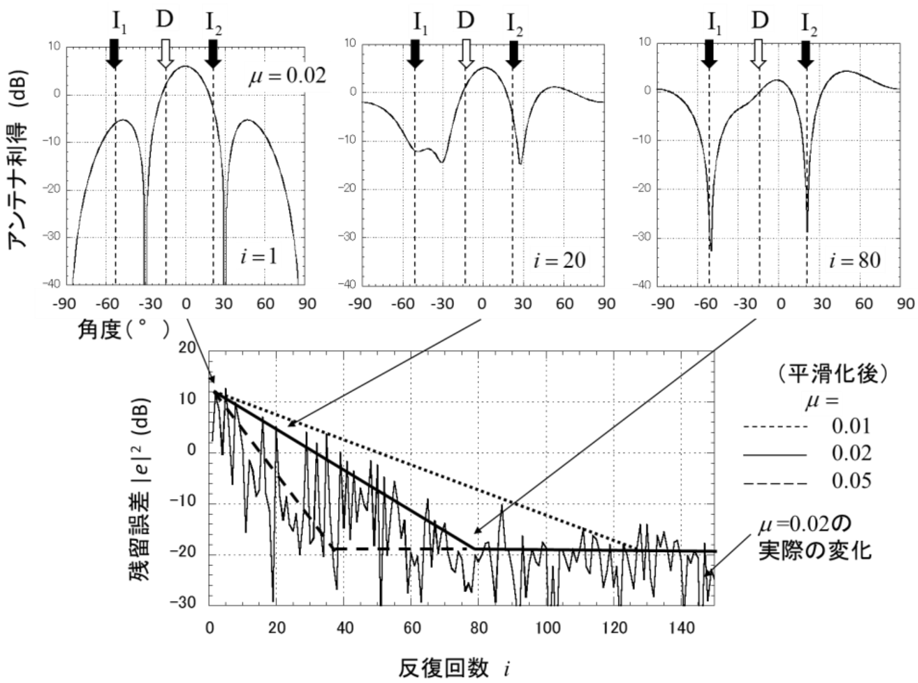


図１０　LMS アルゴリズムの動作の一例（半波長間隔４素子直線アレー）

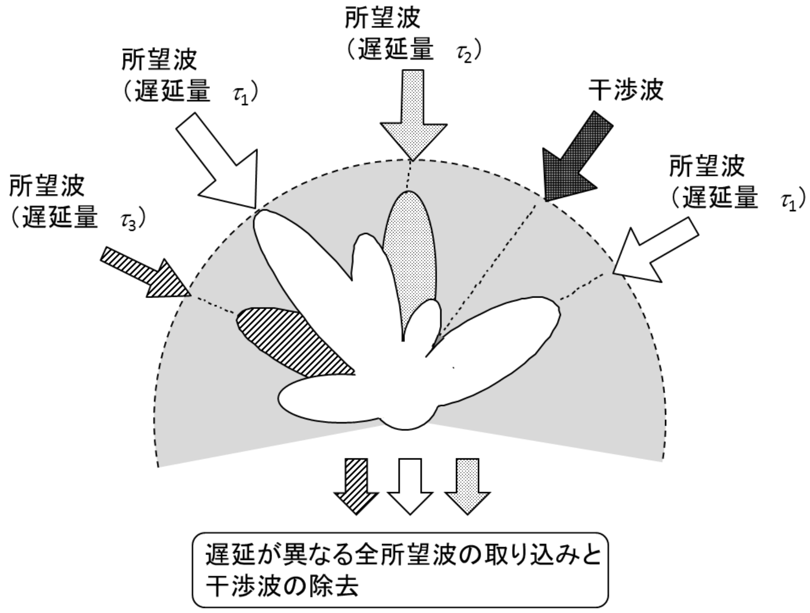


図１１　時空間信号処理アダプティブアレーの理想動作イメージ

４．高分解能到来方向推定法

４．１　MUSIC 法：アイデアの源泉

電波の到来方向を知りたいと思うときどうしたらよいだろうか？指向性の強いアンテナ、例えば開口径の大きいパラボラアンテナで空間を走査すれば、最も受信強度が大きくなる方向が定められる。その方向が到来方向である。しかしこれだとその精度は、アンテナのビーム幅のオーダ（ピーク付近を細かく読んでも、ビーム幅の 1/10 とか）にしかならない。それに対して、同じサイズのアンテナでも、例えば百倍も千倍も高精度に、しかも複数の波を高分解能に推定できる方法がある。ただし、構成はアレーアンテナ。その代表的な方法が MUSIC (MUltiple SIgnal Classification)法である。信号処理の傑作、これを考え出した人は R. O. Schmidt、1986 年の論文[7]である。本章では、これを取り上げる。

たとえ話から入りたい。ある村を暴風が襲った。どの家も甚大な被害を受けたが、一軒だけびくともしない家があった。その不思議を探ろうとこの家を調査してみたところ、ある方向が極めて頑丈な壁になっていることが分かった。そうか、風はこの方向から吹き付けていたのだと知ることができた。これから学ぶ MUSIC 法も同じである。

M 素子のアレーアンテナで受信する場合を考える。前章のアダプティブアレーで学んだように、素子信号間の相関の全部の組み合わせが $M\times M$ の行列で表される（式(23)の相関行列：$\boldsymbol{R}_{xx}$）。これを相関行列という。この行列の固有値解析をすると、M 個の固有値（値の大きい順に$\lambda_1, \lambda_2, \cdots, \lambda_M$）のうち、到来信号の数 $L(\leq M\text{-}1)$だけ大きな値の固有値が現れる。残りの $M\text{-}L$ 個は、雑音の平均電力に比例する小さな値の、しかも同じ値になる。すなわち、

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \cdots \geq \lambda_L > \lambda_{L+1} = \lambda_{L+2} = \cdots \lambda_M \tag{27}$$

の関係である。

到来波の電波の電力はこの L 個の固有値に全て含まれている。それぞれの固有値には、固有ベクトルが対応する。固有ベクトルはその固有値の電力を受信するアンテナのウェイトになる。詳しい理論は次節で

述べるが、この段階ではそういうものだと思ってほしい。

普通、電波の到来方向を調べようと思うときは、電波の電力が含まれた L 個の固有値を調べに行きたいと思うであろう。MUSIC 法は逆に、電波の電力を含まない M-L 個の固有値に着目するのである。固有値が電波の影響を受けないと言うことは、電波が来ているのに、何も受信しないということ。電波の影響を受けない M-L 個の固有ベクトルが作り出すアンテナパターンを調べようと言うことである。この M-L 個の固有ベクトルから M-L 種のアンテナパターンが描ける。それを全部重ねてみる。実際に電波が到来している方向はその全てでヌル点になっていると解釈できる。アンテナパターンのヌル点は鋭い落ち込みになっている。このアンテナパターンを上下反転させれば、その落ち込みがピークになり、電波の到来方向に向いていることになる。このようにして、電波の到来方向が同定できる。受信強度の最大方向を求めるのとは比べ物にならない精度になる。頭の丸いピーク方向に答えを求めるのではなく、楔形のヌル点方向を見ると言う発想である。図１２は上述の MUSIC 法の原理をまとめている。

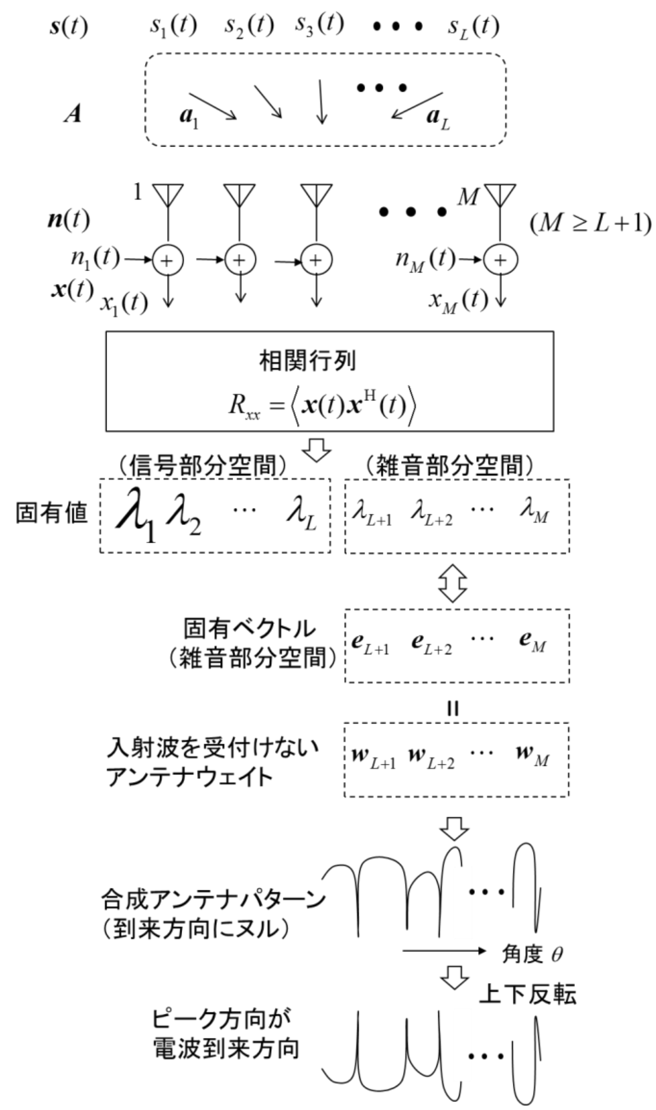


図１２　MUSIC 法早分かり（各記号の説明等は次節で）

４．２　MUSIC 法の原理と実際

以下、MUSIC 法の原理を数式を用いて説明する。ベクトル等の表記は図１２に従う。

アレーアンテナ数 M より一つ以上少ない L 個の異なる入力信号を考える（$M \geq L+1$）。無相関である必要はなく、一部に独立な信号が含まれていればよい（すなわち、完全相関以外の有相関であってよい）。アレーアンテナの出力ベクトル $\boldsymbol{x}$ は、雑音成分 $\boldsymbol{n}$ も含めて次式で表される。

$$\boldsymbol{x}(t) = \boldsymbol{A}\boldsymbol{s}(t) + \boldsymbol{n}(t) \tag{28a}$$

$$\boldsymbol{x}(t) \equiv \left(x_1(t) \quad x_2(t) \quad \cdots \quad x_M(t)\right)^{\mathrm{T}} \tag{28b}$$

$$\boldsymbol{s}(t) \equiv \left(s_1(t) \quad s_2(t) \quad \cdots \quad s_L(t)\right)^{\mathrm{T}} \tag{28c}$$

$$\boldsymbol{A} \equiv \left(\boldsymbol{a}(\theta_1) \quad \boldsymbol{a}(\theta_2) \quad \cdots \quad \boldsymbol{a}(\theta_L)\right) \tag{28d}$$

$$\boldsymbol{a}(\theta) = \left(\exp\{j\phi_1(\theta) \quad \exp\{j\phi_2(\theta) \quad \cdots \quad \exp\{j\phi_M(\theta)\right)^{\mathrm{T}} \tag{28e}$$

$$\phi_m(\theta) = kd_m \cos\theta \tag{28f}$$

$$\boldsymbol{n}(t) \equiv \left(n_1(t) \quad n_2(t) \quad \cdots \quad n_M(t)\right)^{\mathrm{T}} \tag{28g}$$

ここで、L 個の電波の到来方向を直線配置アレーアンテナのベースラインから図った角度をθ_1～θ_L としている。式(28f)は、素子アンテナ m の基準アンテナ位置（例えばアンテナ１の位置）からの距離を d_m としている。また、ベクトル $\boldsymbol{a}$ は方向ベクトル、行列 $\boldsymbol{A}$ は方向行列と呼ばれる。

相関行列は次式で表される。

$$\begin{aligned} \boldsymbol{R}_{xx} &\equiv \left\langle \boldsymbol{x}(t)\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}(t)\right\rangle = \boldsymbol{A}\boldsymbol{S}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}} + P_N\boldsymbol{I} \\ \boldsymbol{S} &\equiv \left\langle \boldsymbol{s}(t)\boldsymbol{s}^{\mathrm{H}}(t)\right\rangle \end{aligned} \tag{29}$$

ここで、$\boldsymbol{S}$ は信号成分の相関行列（行列サイズ $L\times L$）、$\boldsymbol{I}$ は単位行列（行列サイズ $M\times M$）、P_N は平均雑音電力である。

相関行列 $\boldsymbol{R}_{xx}$ に対する以下の固有値方程式から、固有値λとそれに属する固有ベクトル $\boldsymbol{e}$ を求める。

$$\boldsymbol{R}_{xx}\boldsymbol{e} = \lambda\boldsymbol{e} \tag{30}$$

相関行列は、ij 成分と ji 成分が複素共役の関係にあるエルミート行列であり、かつ、対角要素が全て非負の実数であるので、M 個存在する固有値も全て非負の実数になる。式(27)でも示したように、この固有値を大きい順にλ_1～λ_Mとし、それぞれの固有値に属する固有ベクトルを $\boldsymbol{e}_1$～$\boldsymbol{e}_M$とする。雑音電力が 0（$P_N=0$）のときは、L 番目までの固有値が非負の値を持つが、$L+1$～M 番目の固有値は 0 になる。すなわち $\boldsymbol{R}_{xx}$の行列のランクは L である。このことから、入射波の電力は、L 番目までの固有値に全て取り込まれていることになる。それらの固有値に属する固有ベクトルで与えられるアンテナ合成ウェイト $\boldsymbol{w}_m=\boldsymbol{e}_m$ ($m=1, 2, \cdots, L$) が信号電力を取り込んでいるのである。ゆえにこの固有ベクトルで張る L 次元の空間は信号部分空間である。$P_N>0$ の場合には、式(29)の展開式から、固有ベクトルは変わらないまま、それぞれの固有値は P_Nだけ大きくなる。すなわち、$L+1$ 番目から M 番目の固有値は P_Nとなり、それらの固有ベクトル $\boldsymbol{e}_{L+1}$～$\boldsymbol{e}_M$で与えられるアンテナ合成ウェイト $\boldsymbol{w}_{L+1}$～$\boldsymbol{w}_M$は、入射波を受け付けないアンテナパターンを作る。これらの固有ベクトルが張る M-L 次の空間は雑音部分空間である。その M-L 個のアンテナパターンを一つ一つ描いてみれば、電波到来方向については、全てでヌルが形成されていることになる。ただし、その一つ一つには、偶然に到来方向以外にもヌルができている可能性がある。このため、共通にヌルをもつ全部の電力パターンを平均化させることにより、真の到来方向のみにヌルを作ることができる。このアンテナパターンは以下の式で与えられる。

$$G(\theta) \propto \sum_{m=L+1}^{M} \left| \boldsymbol{e}_m^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta) \right|^2 \tag{31}$$

到来方向をピークで指し示すには、上記アンテナパターンのヌル点方向がピークになるようにすればよく、これはすなわち、アンテナパターンを上下反転させればよい。最終的に求めたい到来方向推定は、$\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\boldsymbol{a}(\theta)$を掛けて正規化し、以下の計算式による。

$$\begin{aligned} P(\theta) &= \frac{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\boldsymbol{a}(\theta)}{\sum_{m=L+1}^{M} \left| \boldsymbol{e}_m^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta) \right|^2} \\ &= \frac{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\boldsymbol{a}(\theta)}{\boldsymbol{a}^{\mathrm{H}}(\theta)\boldsymbol{E}_N \boldsymbol{E}_N^{\mathrm{H}} \boldsymbol{a}(\theta)} \end{aligned} \tag{32}$$

$$\boldsymbol{E}_N \equiv \left(\boldsymbol{e}_{L+1} \quad \boldsymbol{e}_{L+2} \quad \cdots \quad \boldsymbol{e}_M \right)$$

この方式の欠点は、到来方向が数値で求まらず、式(32)の計算によってピークサーチをしなければならない点である。また、ピーク角度はあくまで方向を指し示すものであって、入射波の強度の情報が得られないことである。ただし後者については、以下の方法によって信号強度を同定することができる。

入射波の数 L と到来角度θ_1～θ_L が、上記の方法によって定まったとする。これより、式(28d)の方向行列 $\boldsymbol{A}$ が定まる。各到来波の強度は測定値から求められる相関行列と雑音電力を用いて

$$\boldsymbol{Q} = (\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}(\boldsymbol{R}_{xx} - \sigma^2 \boldsymbol{I})\boldsymbol{A}(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A})^{-1} \tag{33}$$

を求める。この行列 $\boldsymbol{Q}$ の対角成分に各到来波の受信電力が現れる[4]。さらに、アンテナ出力ベクトル $\boldsymbol{x}(t)$ と方向行列 $\boldsymbol{A}$ を用いて、入射信号 $\boldsymbol{s}(t)$を最尤推定法により分離できる。

$$\tilde{\boldsymbol{s}}(t) = (\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{x}(t) \tag{34}$$

式(34)で、$\boldsymbol{x}(t)$の係数である$(\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}\boldsymbol{A})^{-1}\boldsymbol{A}^{\mathrm{H}}$ は信号を分離するためのウェイト係数行列 $\boldsymbol{W}^{\mathrm{H}}$ であり、これを$(\boldsymbol{w}_1, \boldsymbol{w}_2, \cdots, \boldsymbol{w}_L)^{\mathrm{H}}$ とすれば、それぞれのウェイトが L 個の到来波を選択受信するアレーウェイトになる。

以下、具体的な信号処理例を示す。

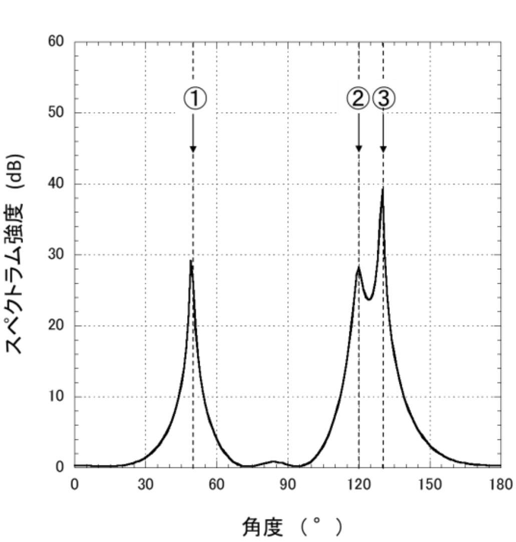
半波長間隔で直線状に配置された６素子アレー（M=6）を用いる。これに、到来角度①50°，②120°,③130° から３波が入射する。信号は±１の乱数系列で、それぞれの振幅を 1 (0dB), 2 (6dB), 4 (12dB)とする。素子ごとの平均雑音電力 P_N は-10 dB とする。SN 比に換算すると、上記の３波は、10dB, 16dB, 22dB である。

MUSIC 法での信号処理は、受信アンテナの出力信号 $\boldsymbol{x}(t)$を得てから後のことであるが、その信号つくりのために、式(28)で定める方向行列 $\boldsymbol{A}$ を用いて $\boldsymbol{x}(t)$の作成からはじめる。実際には、スナップショット的にデータを作るので $\boldsymbol{x}(i)$ (i=1, 2, …, N)とする。

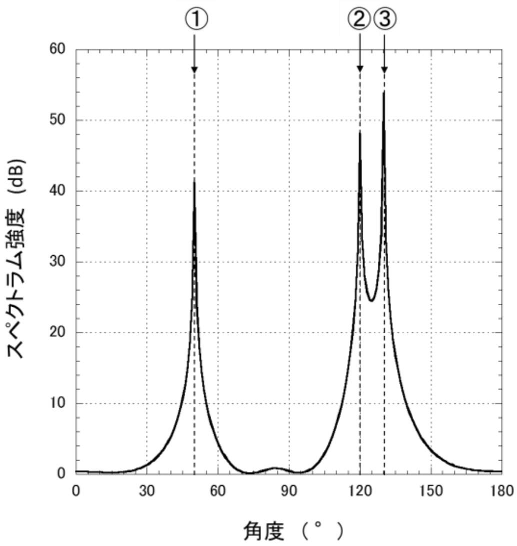
スナップショット数 N をパラメータにして$<\boldsymbol{x}(i)\boldsymbol{x}^{\mathrm{H}}(i)>$で相関行列 $\boldsymbol{R}_{xx}$ を作る。次に、$\boldsymbol{R}_{xx}$ の固有値と固有ベクトルを求める。このケースでは、固有値は N=100 程度でほぼ安定した値になり、110, 11.2, 4.9, 0.13, 0.10, 0.09 が得られた。第３固有値までが、雑音電力（0.1）に比べて十分大きな値になっており、到来波数 L は 3 であると判定できる。そこで、雑音部分空間を張る固有ベクトル $\boldsymbol{e}_4, \boldsymbol{e}_5, \boldsymbol{e}_6$ を用いて、式(32)により MUSIC スペクトルを求める。図１３がその結果である。(a)はスナップショット数が十分でない代表として N=10 を、(b)は十分な数の例として N=1000 の場合を示している。両図とも、与えたとおりの到来方向（①50°，②120°,③ 130°）を指し示しているが、スナップショット数が足りないと、②の推定に見られるように分解能が甘くなっている様子がわかる。要は、スナップショット数が少ないと、入力データの部分的な相関や雑音の影響で、平均値として求められる相関行列 $\boldsymbol{R}_{xx}$ が安定しないためである。このため、実際の信号処理

では、スナップショットの数を大きめにとるのが良いであろう。*N*=100 と 1000 の場合に、正しく推定された到来角度を用いて、(33)式で入力信号の電力を求めると、①16.07 (*N*=100), 16.02 (*N*=1000)、②3.89 (100), 3.97 (1000)、③0.99 (100), 1.00 (1000)となり、設定電力が①16, ②4, ③1 であったので、*N*=100 程度で十分な推定ができることがわかる。図１４は、(34)式により③の到来波を選択受信するウェイトでアンテナパターンを書いたものである。図より、①と②を受信せず、かつ、最尤法によりアレーアンテナの残りの自由度を使って最大利得で③波を受信するパターンが実現できていることがわかる。

ここでは、入力データをシミュレーションによって作っているので、誤差要因がない理想的なデータを使ったことになる。実際には、アレーアンテナの素子の特性の不ぞろいやアンテナ間のカップリングなどにより MUSIC スペクトルには多かれ少なかれシミュレーションには含まれない誤差が生じる。そのため、測定に際しては、既知の方向の電波を受信する等によるキャリブレーションが重要になる。



(a)　*N*=10



(b)　*N*=1000

図１３　MUSIC 法に到来方向推定（６素子半波長間隔アレーの場合）

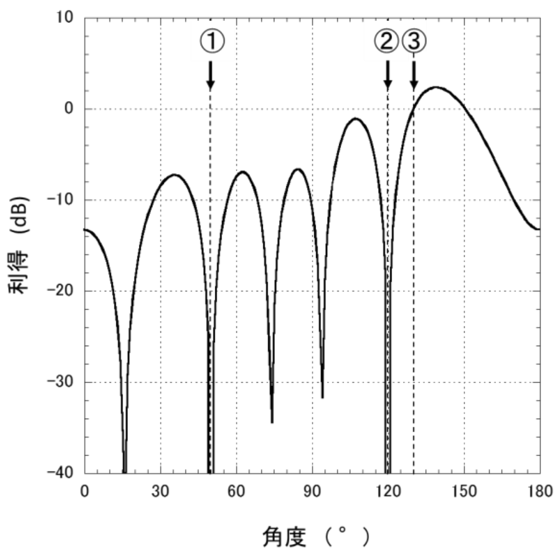


図１４　信号選択のためのアンテナパターン（①、②を除去し③を選択）

５．さらに深く学びたい人のために

本稿では、空間信号処理の三兄弟：スペースダイバーシチ・アダプティブアレー・到来方向高分解推定法について、それぞれの最も基本となる方式（最大比合成ダイバーシチ・MMSE 規範/LMS アルゴリズム・MUSIC 法）を詳しく解説した。そういう意味では、どれもイロハのイである。一方、これら空間信号処理の技術には、その基礎研究や応用において膨大な歴史と奥行きがある。以下、さらに広く・深く学びたい人のために、技術のキーワードを挙げておきたい。

（１）スペースダイバーシチ

・ブランチ信号間に相関がある場合（MRC による改善量の推定法）
・ブランチ毎に SN 比が異なる場合（不等電力最大比合成）
・送信ダイバーシチでの STBC：３素子以上の伝送方法は（準直交 STBC など）
・仲上・ライスフェージングの最大比合成
これらについては、文献[1]に詳しくまとめている。

（２）アダプティブアレー

・最尤系列推定（LMSE）規範に基づくアダプティブアレー
・参照信号を必要としない規範やアダプティブアルゴリズム（たとえば CMA）
・より収束速度の速いアダプティブアルゴリズム（RLS など）
・広帯域信号を扱うアダプティブアレー（時空間信号処理アダプティブアレー）
文献[3], [4]に詳しい記述がある。

（３）高分解能推定法

・送信源を同じにするマルチパス波（コヒーレント波）の到来角度推定（空間平均法）
・信号部分空間に着目した高分解推定法（ESPRIT 法など）
・広帯域信号を用いた遅延時間領域での高分解能推定法（周波数領域の相関行列）
・仮想アレー（少ない実アンテナ数）による高分解推定法
上記３項目（仮想アンテナ以外）については文献[4]を、仮想アレーについては文献[8]を見てほしい。

参考文献

[1] 唐沢好男, 改訂 ディジタル移動通信の電波伝搬基礎, コロナ社, 2016.
[2] 唐沢好男, “無線通信の電波伝搬：移動伝搬理解とシミュレーション技法の壺,” 私報 TR-YK-004, pp. 1-34, 2017. 11., http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/TR-YK-004_Propagation.pdf
[3] 菊間信良、アダプティブアンテナ技術、オーム社, 2003.
[4] 菊間信良, アレーアンテナによる適応信号処理, 科学技術出版, 1998.
[5] 唐沢好男, “伝搬モデルに現れる確率分布：レイリーフェージングからマッシブ MIM まで,” 私報 TR-YK-005, pp. 1-36, 2017.12., http://www.radio3.ee.uec.ac.jp/ronbun/TR_YK_005_Probability_distribution.pdf
[6] S.M. Alamouti：“A simple transmit diversity technique for wireless communications”, IEEE Jour. Selec. Areas Commun., vol.16, no. 8, pp. 1451-1458, 1998.
[7] R.O. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation,” IEEE Trans. Antennas and Propagat., vol. AP-34, no. 3, pp. 276-280, 1986.
[8] P. Phommasac and Y. Karasawa, "Simplified multipath propagation measurement scheme for DOA and delay based on virtual array technique," IEICE, Trans. Commun., vol.E98-B, no.5, pp.814-823, 2015.