

■4群 (通信工学) -2編 (アンテナ・伝搬)

8章 アンテナの信号処理

(執筆者：武田茂樹) [2013年2月 受領]

■概要■

ここでは、ダイバーシチ、アダプティブアレーアンテナ、到来方向推定、及びMIMOに関し、解説している。

【本章の構成】

8-1節において概要を述べ、8-2節においてダイバーシチについて説明する。次に、8-3節においてアダプティブアレーアンテナについて説明し、8-4節では到来方向推定について述べる。最後に8-5節において、これまでの技術の統合技術ともいえるMIMOについて述べる。

■4群 - 2編 - 8章

8-1 アレーアンテナを用いた信号処理の概要

(執筆著者：武田茂樹) [2010年8月 受領]

アレーアンテナを用いた信号処理は本節で述べるように、ダイバーシチ、アダプティブアレーアンテナ、到来方向推定、及びMIMOに分類される。

これらは一見、異なる技術ように思えるが、アレーアンテナの重み係数により受信信号の振幅と位相を制御し、それらの合成することにより、最終的には指向性を制御することに帰着し、共通の概念として考えることを意識することで理解が容易になるのではないだろうか。マルチパス伝搬環境では、到来波の入射角度は広がりをもっている。また、信号同士には相関が存在する。したがって、一見すると、得られた指向性からは物理的な動作は理解しにくいように思える。このため、マルチパス環境においては符号誤り率 (Bit Error Rate : BER) が定量的評価尺度として利用される。しかし、アレー信号処理における重み係数は伝搬環境に対して決定されるものであるから、振幅だけでなく位相も含めたアレーアンテナの指向性には重要な意味が含まれていると考えるべきである。

例えば、ダイバーシチの節で述べる選択合成ダイバーシチにおいては、アレーアンテナの重み係数を0か1かでコントロールしてアレーアンテナの位相原点に対する位相を変化させて、指向性の位相を制御していると考えることができる。その他の等利得合成や最大比合成ダイバーシチは各アンテナの振幅や位相を制御するのであるから、指向性を変化させていることは容易に理解できよう。

アダプティブアレーアンテナでは、ビーム形成や干渉抑圧特性と合わせてダイバーシチも実現できるようにアレーアンテナの重み係数を制御するものであり、やはりアレーアンテナの指向性形成の効果によるものである。

アダプティブアレーアンテナの指向性形成の機能を到来方向推定に応用したものがアレー信号処理による到来方向推定技術である。

更に、アダプティブアレーアンテナにおいて、干渉波の情報もすべて受信側で既知として所望波と干渉波の分離を行い、空間的な信号の多重化を行うものがMIMO空間多重システムと考えられ、MIMOシステムとアダプティブアレーアンテナとの密接な関係が理解できよう。更に、固有モードMIMO通信システムでは、送信側でも指向性を形成している。

送受信アンテナ間に存在する伝搬路に対して、アレーアンテナを用いた信号処理では各アンテナの重み係数を決定する。ここで述べたようにアレーアンテナの指向性を意識しながら信号処理の原理を理解することが重要である。

■4群 - 2編 - 8章

8-2 ダイバーシチ

(執筆著者：武田茂樹) [2010年8月 受領]

マルチパス伝搬環境における移動通信においてはフェージングと呼ばれる受信強度の時間的な変動が発生する。特に、フェージングに伴う受信強度の大幅な減衰を緩和する技術が、通信品質を改善するために不可欠となる。ダイバーシチ技術では、相関の低い信号強度変動を有する複数の伝搬路において、複数の伝搬路を通過した信号を適切に切り換え、もしくは合成することにより、信号強度の減衰を緩和する技術である¹⁾³⁾。まず、ダイバーシチ技術の効果を理解するために、図8・1にダイバーシチ技術として最も基本的な空間ダイバーシチを実現するためのアンテナ切り換えダイバーシチ方式の概念図を示す。また、図8・2に受信信号強度の場所的分布を示す。このとき、アンテナ間隔はそれぞれのアンテナのフェージング相関が十分に小さくなるように、十分な間隔を空けて配置されているものと仮定する。このような状況では、どちらか一方のアンテナの受信信号強度がフェージングにより低下していても、もう一方のアンテナの受信信号強度はそれよりも大きい可能性がある。したがって、各アンテナの受信信号強度を検出し、受信信号強度の大きい方のアンテナを受信アンテナとして選択することにより、受信信号強度の低下を緩和することができる。これがダイバーシチ技術の基本概念である。

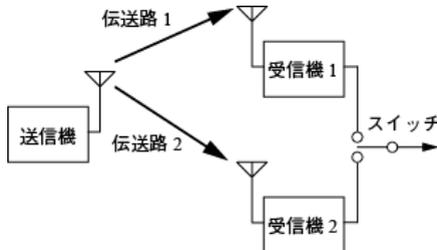


図8・1 ダイバーシチの基本概念⁴⁾

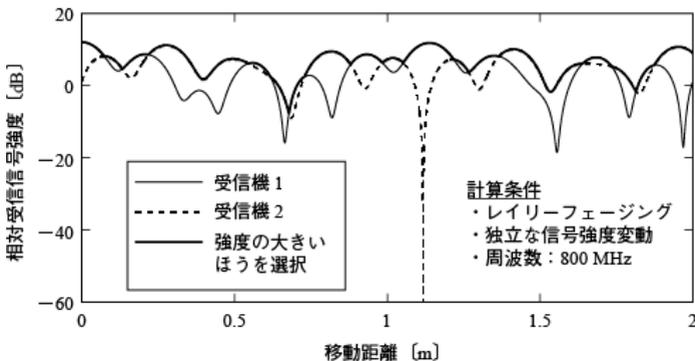


図8・2 選択合成を行った例⁴⁾

ダイバーシチ技術は関連の低い複数の伝搬路を生成する手法により、主に、空間ダイバーシチ、偏波ダイバーシチ⁵⁾、指向性ダイバーシチ、周波数ダイバーシチ、時間ダイバーシチ等に分類できる。更に、スペクトル拡散通信におけるRAKE受信のように、マルチパス伝搬パスを時間的に分離し合成するパスダイバーシチも存在する⁶⁾。また、ダイバーシチ技術における、複数の伝搬路の数をダイバーシチブランチ、またその数をダイバーシチブランチ数と呼ぶ。例えば図8・1の空間ダイバーシチ構成の場合、ダイバーシチブランチ数はアンテナ本数である2である。

次に、ダイバーシチブランチの合成法について説明する。合成法は、選択合成、等利得合成、及び最大比合成に分類できる。

選択合成は、信号強度の最も大きいダイバーシチブランチを選択する方法である。システム構成の概要を図8・3に示す。選択合成は最も簡易な合成法であるため、簡素化・低コスト化が求められる移動端末において利用される。各ダイバーシチブランチの平均受信電力が等しく、それぞれが独立なレイリー分布となるダイバーシチブランチ数 M の選択合成において、単一ブランチでの平均受信電力で正規化した受信電力の累積確率分布を図8・4に示す。ダイバーシチブランチ数の増加に伴い、累積確率分布の傾きが大きくなる。また、ダイバーシチブランチ数が少ない場合は、ダイバーシチブランチ数の増加にともなう効果は大きい。ダイバーシチブランチ数が多くなると、得られる効果が比較的小さくなることが確認できる。

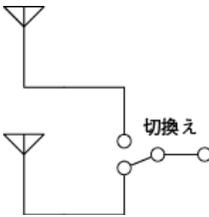


図 8・3 選択合成方式によるダイバーシチ合成⁴⁾

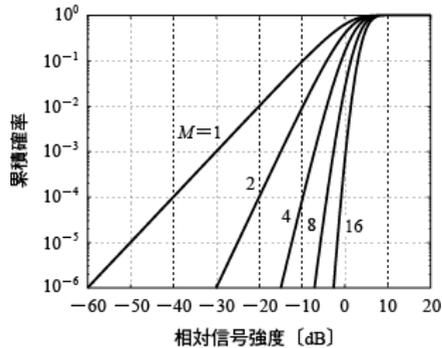


図 8・4 選択合成ダイバーシチの受信信号強度累積確率分布⁴⁾

等利得合成は、各ダイバーシチブランチの受信信号の位相を合わせて合成する手法である。図8・5にシステム構成の概要を示す。選択合成において選択されなかったダイバーシチブランチの信号も活用されるため、選択合成よりもダイバーシチの効果は大きい。しかし、他の合成方法のような受信電力の累積確率分布の理論値を導出は困難である。

最大比合成は、各ダイバーシチブランチのSN比（SNR : Signal to Noise power Ratio）に応じて重み付けを行い、位相を揃えて合成する手法である。一般的に各ダイバーシチブランチの雑音電力は等しいため、受信信号強度で重み付けすることと等価と考えてよい。最大比合成では、合成後のSN比を最大化できる。図8・6にシステム構成の概要を示す。また、図8・7に受信電力の累積確率分布を示す。ダイバーシチブランチ数が少ない場合には、選択合成

と最大比合成との間に大差はないが、ダイバーシチブランチ数の増加にともない、最大比合成の効果が大きくなる。

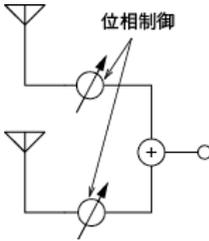


図 8・5 等利得合成方式によるダイバーシチ合成⁴⁾

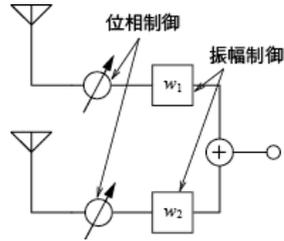


図 8・6 最大比合成方式によるダイバーシチ合成⁴⁾

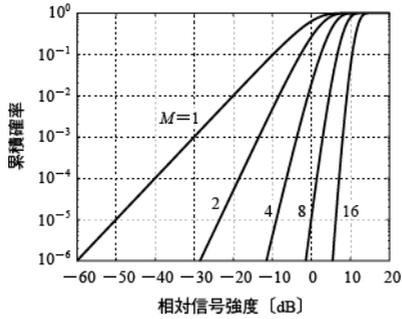


図 8・7 最大比合成ダイバーシチの受信信号強度累積確率分布⁴⁾

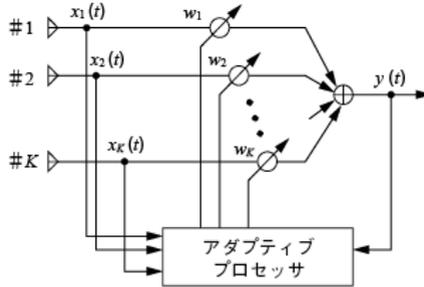
■4群 - 2編 - 8章

8-3 アダプティブアレーアンテナ

(執筆者：武田茂樹) [2010年8月 受領]

アダプティブアレーアンテナは、一般的にはアレー出力における信号対干渉雑音比 SINR (Signal to Interference and Noise power Ratio) を最大にするように各アンテナの重み係数を制御するものである。この重み係数の制御により、ビームステアリング機能やナルステアリング機能を実現し、SINR の最大化を実現する^{7)~12)}。

図8・8に K 素子アダプティブアレーアンテナの一般形を示す。図中の重み係数(ウェイト) w_k は信号の振幅と位相を調整するものである。アダプティブアレーアンテナは電波環境に関する情報を学習しながら、指向性を環境に合わせて変えていくものであり、所望波についての予備知識は必要であるが、不要波についての知識は前もって必要としない。アダプティブアレーアンテナの動作規範の中で最もよく使用されるのが、最小平均二乗誤差 (Minimum Mean Square Error : MMSE) 規範である。



$x(t)$: 入力信号, w : ウェイト (重み係数),
 $y(t)$: 合成出力信号

図8・8 アダプティブアレーの一般構成⁴⁾

アダプティブアレーアンテナの重み係数は、一般的には複素数として扱われる。すなわち図8・8の一般構成において、各アンテナ素子における受信信号 $x_k(t)$, 及び重み係数 w_k はいずれも複素数であり、それぞれベクトル表示して、

$$\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_k(t)]^T \tag{8・1}$$

$$\mathbf{W} = [w_1, w_2, \dots, w_k]^T \tag{8・2}$$

と表すと、アレー出力は、

$$y(t) = \mathbf{X}^T(t) \mathbf{W}^* = \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t) \tag{8・3}$$

となる。ただし、 t は時間、 k はアンテナ番号、 $*$ は複素共役、添え字 T 及び H は、それぞれ行列の転置及び複素共役転置を表す。また $E[\cdot]$ は期待値を意味する。

MMSE アダプティブアレーアンテナでは、参照信号 $s(t)$ とアレーの出力信号 $y(t)$ の誤差を最

小化することで最適ウェイトを導出する。参照信号と出力信号の誤差を $e(t)$ とすると、二乗誤差の期待値は以下の式で与えられる。

$$\begin{aligned} E[e(t)]^2 &= E[s(t) - y(t)]^2 \\ &= E[s(t) - \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t)]^2 \\ &= E[s(t)]^2 - \mathbf{W}^T \mathbf{r}_{xs}^* - \mathbf{W}^H \mathbf{r}_{xs} + \mathbf{W}^H \mathbf{R}_{xx} \mathbf{W} \end{aligned} \quad (8 \cdot 4)$$

ここで、 \mathbf{r}_{xs} は参照信号と入力ベクトルとの間の相関ベクトルで、次式で定義される。

$$\mathbf{r}_{xs} = E[X(t)s^*(t)] \quad (8 \cdot 5)$$

また、 \mathbf{R}_{xx} は相関行列であり、次式で定義される。

$$\mathbf{R}_{xx} = E[\mathbf{X}(t)\mathbf{X}^H(t)] \quad (8 \cdot 6)$$

式(8・4)はウェイトベクトルの二次関数であるため、平均二乗誤差を最小化するウェイトベクトル \mathbf{W} の値は式(8・4)のウェイトベクトルに関する勾配を 0 と置くことによって得られる。すなわち、

$$\nabla_{\mathbf{W}} E[e(t)]^2 = -2\mathbf{r}_{xs} + 2\mathbf{R}_{xx} \mathbf{W} = 0 \quad (8 \cdot 7)$$

が得られる。上記より、最適ウェイトは以下の式で与えられる。この式はウィーナ解と呼ばれる。

$$\mathbf{W}_{\text{opt}} = \mathbf{R}_{xx}^{-1} \mathbf{r}_{xs} \quad (8 \cdot 8)$$

MMSE アダプティブアレーアンテナの最適化アルゴリズムとして、最急降下法に基づく LMS (Least Mean Square) アルゴリズム、入力信号と参照信号の有限のサンプル値を用いて相関ベクトルや相関行列を求めるための期待値演算を時間平均で代用して式(8・8)からウェイトを求める SMI (Sample Matrix Inversion) アルゴリズム、SMI アルゴリズムの相関行列の逆行行列演算に要する演算量を削減するために逆行行列の補助定理を用いる RLS (Recursive Least Square) アルゴリズムが知られている。LMS アルゴリズムは SMI アルゴリズムや RLS アルゴリズムと比較して一回の更新に必要な演算量は少ないが、最適値への収束に必要な更新回数が増加する。

最後に、MMSE アダプティブアレーアンテナの基本特性を計算機シミュレーションにより示す。図 8・9 に SMI アルゴリズムを用いた場合の指向性を示す。サンプル数は 100 である。この計算では、4 素子半波長間隔のブロードサイドリニアアレーを用いた。到来する波は、所望波と干渉波の 2 波として、それぞれの波には相関がないものとする。所望波電力 P_s 及び干渉波電力 P_i はそれぞれ 1 とし、雑音電力 P_n は 0.01 とした。すなわち入力 SNR は 20 dB である。また、所望波と干渉波と到来方向である θ_s 及び θ_i は、図 8・9(a)では、 $\theta_s = 0^\circ$ 、 $\theta_i = 60^\circ$ とし、(b)では $\theta_s = 0^\circ$ 、 $\theta_i = 10^\circ$ とした。変調方式は所望波、干渉波ともに QPSK (Quaternary Phase Shift Keying) とした。ウェイト制御を行わず、所望波の方向に主ビームを向ける同相励振の特性も合わせて示した。

図 8・9(a)及び(b)のいずれの条件においても干渉波方向に深いナールが形成されており、干渉

波が抑圧されていることが確認できる。特に図 8・9(b)のように所望波と干渉波の入射角度が近接する場合、同相励振による指向性では干渉波が抑圧できないのに対して、アダプティブアレーアンテナでは、干渉波を抑圧している。

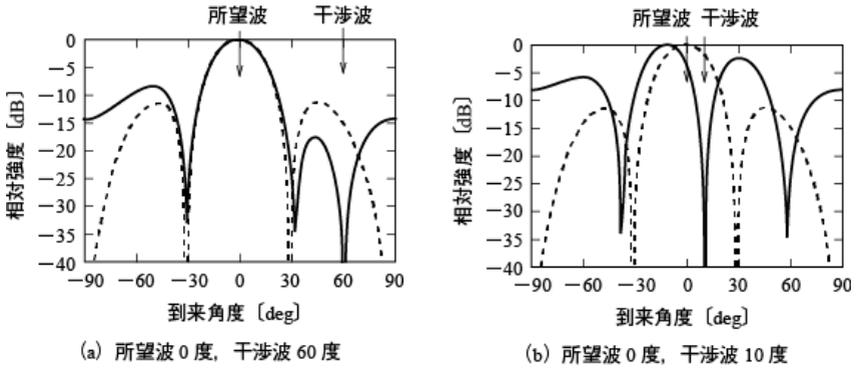


図 8・9 MMSE-SMI アダプティブアレーの指向性例 (サンプル数=100) ⁴⁾

次に、LMS と RLS アルゴリズムの収束速度を比較する。図 8・10 に計算回数に対する出力 SINR 特性を示す。LMS と RLS とも重み係数の初期値を $\mathbf{W}(0) = [1, 0, 0, 0]^T$ とした。LMS のステップサイズは収束後の安定性を考慮して 0.02 とした。また RLS において相関行列の初期値は対角要素が 0.01 の対角行列とし、忘却係数は 1 とした。いずれのアルゴリズムにおいても、計算回数の増加にともない、出力 SINR が上昇する。また RLS は LMS より収束速度が高速である。特に所望波と干渉波の到来方向が近接する場合、収束速度の差が大きくなる。

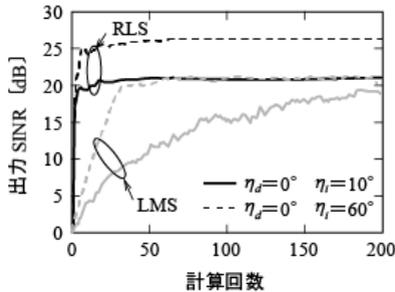


図 8・10 LMS, RLS アルゴリズムによる計算回数と出力 SINR の関係の例 (入力 SNR = 20 dB, 入力 SIR = 0 dB) ⁴⁾

■4 群 - 2 編 - 8 章

8-4 到来方向推定

(執筆者：武田茂樹) [2010年8月 受領]

ここでは、到来方向推定を目的としたアレーアンテナによる信号処理について述べる。ここで紹介する到来方向推定法の特徴を表 8・1 に示す^{11), 12), 13)-24)}。最も基本的な方法はビームフォーマ法で、その後、Capon 法、線形予測法 (LP: Linear Prediction) などが登場し、その高い分解能特性が報告されている。更に、アレー入力的相关行列の固有値展開を利用して超分解能と呼ばれる優れた特性を有する最小ノルム法 (Min-Norm), MUSIC (Multiple Signal Classification), ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques), MODE (Method of Direction Estimation) が提案された。

表 8・1 到来方向推定アルゴリズムの比較⁴⁾

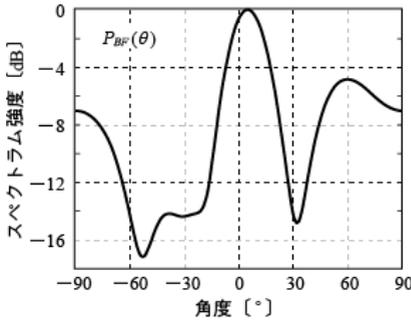
推定法	基本原理	アレー形状	アレーの方向ベクトル (array manifold) の必要性	主な計算
Beamformer	ビーム走査	任意	必要	方向サーチ
Capon	ビーム走査	任意	必要	方向サーチ
LP	ナル走査	任意	必要	方向サーチ
Min-Norm	ナル走査	任意	必要	固有展開, 方向サーチ
MUSIC	ナル走査	任意	必要	固有展開, 方向サーチ
ESPRIT	多次元ナル走査 (干渉計)	リニアアレーまたは二つの同形任意アレー	不要	固有展開

ビームフォーマ法は、最も基本的な到来方向推定法で、その名の通り、同相励振アレーアンテナのメインローブ (メインビーム) を全方向にわたって走査し、アレー出力電力が大きくなる方向を探す方法である。

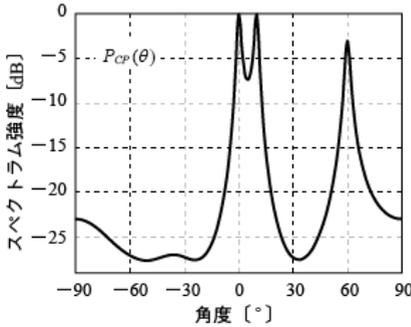
ビームフォーマ法は簡易であるが、ある波の方向にメインローブを向けたとき、指向性のサイドローブで他の波も受けてしまうという問題点をもつ。そこでケイボン (Capon) はある方向にメインローブを向けると同時に他の方向からのアレー出力への寄与を最小化しようと考えた。このような考え方に基づく到来方向推定法を Capon 法と呼ぶ

ビームフォーマ法と Capon 法はアレーのメインローブを到来方向に向けて受信し、その受信電力の大きさから到来方向を推定する方法であるため、メインローブのビーム幅が角度分解能を決める。したがって、分解能を改善するためにはアンテナ素子数を増やす必要がある。一方、ナル点を到来方向に向けて推定する方法も考えられる。このナル点合成を適応的に行う方法の一つが線形予測法である。

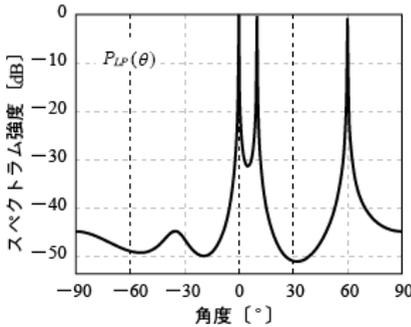
図 8・11 に、上記 3 手法の到来方向推定における角度スペクトラムを示す。アンテナ素子数は 6 である。ビームフォーマ法では 0° と 10° の波を分離できていないが、Capon 法では分離できており、またスペクトラムのダイナミックレンジも大きい。更に、線形予測法ではスペクトラムのピークがかなり鋭くなり、この三つの方法の中で最も高い分解能、大きいダイナミックレンジで 3 波ともその到来方向を正確に推定している。



(a) ビームフォーミング法



(b) Capon 法



(c) 線形予測法 (LP)

	到来角	電力
到来波 1	0°	1.0
到来波 2	10°	1.0
到来波 3	60°	0.5
内部雑音電力:		0.01

図 8・11 三つの到来方向推定法による推定例⁴⁾

線形予測法では、ウェイトに関する線形拘束の下、出力電力を最小化することによってナル点を制御し、高い分解能を得ていた。このウェイトに関する拘束条件はウェイトがオール 0 という自明解を避けるためのものであるが、ほかにも拘束条件は存在する。最小ノルム法では、ウェイトベクトルのノルムを一定値とする条件の下で、出力電力を最小化することにより、角度スペクトラムを得る手法である。このとき、ウェイトは、相関行列の K 個の固有

値のうち最小固有値に対応する固有ベクトルを選択することに相当し、出力電力が最小化される。

図 8・12 に最小ノルム法と線形予測法の角度スペクトラムの比較を示す。最小ノルム法の角度スペクトラムはかなり鋭く、分解能が高いことが分かる。

MUSIC では、最小ノルム法における相関行列の固有ベクトルのうち到来波と直交するすべての固有値を利用して、角度スペクトラムの偽像（スプリアス）を低減する。

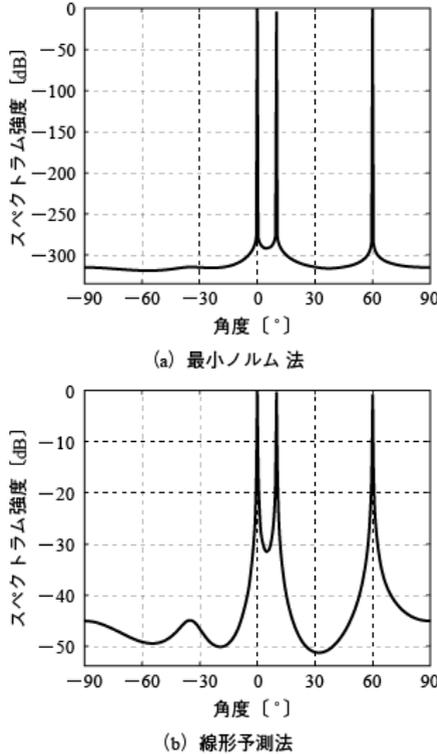


図 8・12 最小ノルム法と LP 法による到来方向推定
($r_2 = 0.01$)⁴⁾

図 8・13 に最小ノルム法と MUSIC 法の比較を示す。最小ノルム法では、到来波と直交する固有ベクトルによる角度スペクトラムをすべて示している。MUSIC では角度スペクトラムが平坦になり、スプリアスが発生する可能性が低減されていることが確認できる。

MUSIC では、アレーの方向ベクトルを既知として到来方向推定を行うのに対し、ESPRIT では、アレーの平行移動による位相回転を推定し、この位相回転から到来方向を推定する手法である。実際には平行移動ではなく、アレーを二つのサブアレーに分割し、擬似的に平行移動を実現する。

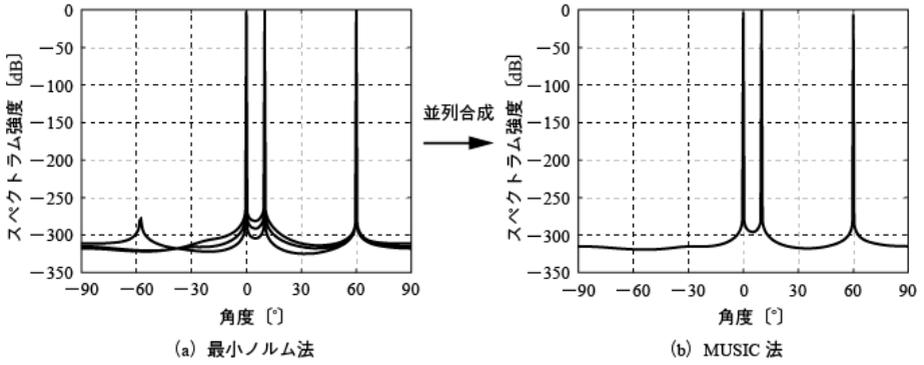


図 8・13 最小ノルム法と MUSIC による到来方向推定 ($K=6$, $L=3$, $P_1=1.0$, $h_1=0^\circ$, $P_2=1.0$, $h_2=10^\circ$, $P_3=0.5$, $h_3=60^\circ$, $r_2=0.01$)⁴⁾

■4群 - 2編 - 8章

8-5 MIMO

(執筆者：武田茂樹) [2010年8月 受領]

図8・14のように、送受信双方に複数アンテナ素子を配置し、それらを同一時間・同一周波数において使用して無線通信を行うシステムをMIMO (Multi-Input Multi-Output) 通信システムと呼ぶ。MIMO 通信システムが実現する周波数利用効率の上界としてMIMO 伝送容量が知られている。MIMO 伝搬路がそれぞれ独立で同一に分布する (IID: Independent and Identically Distributed) レイリーフェージング伝送路である場合、MIMO 伝送容量はアンテナ素子数に対して線形に増加することが知られている。図8・15にMIMOアンテナ素子数に対するMIMO 伝送容量を示す。ここで送信側での電力配分は等電力配分としている。

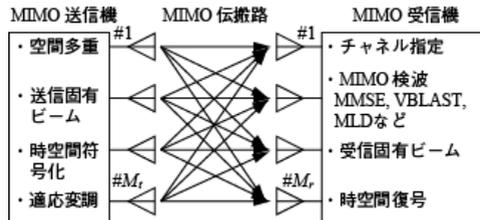


図8・14 MIMO 通信システム⁴⁾

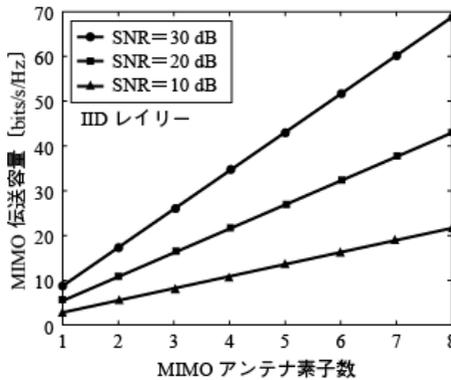


図8・15 MIMO アンテナ素子数に対するMIMO 伝送容量⁴⁾

MIMO 通信システムは送信側での信号処理の種類により、空間多重 MIMO 通信システム、時空間符号 MIMO 通信システム、及び固有モード MIMO 通信システムに分類できる。

空間多重 MIMO 通信システムの一般的な構成を図8・16に示す。空間多重送信ではシリアルパラレル変換された情報信号を送信信号として複数のアンテナから空間多重送信する。受信信号は次式で与えられる。

$$y = Hx + n \tag{8・9}$$

ここで、 \mathbf{x} は送信信号ベクトル、 \mathbf{H} は MIMO チャネル行列、 \mathbf{y} は受信信号ベクトルである。受信側では、初めに既知のトレーニング系列を用いてチャネル推定を行い、推定されたチャネル行列を用いて MIMO 検波を行うことで情報信号ベクトルを推定する。MIMO 検波器には、ZF (Zero Forcing)、MMSE、VBLAST (Vertical Bell-Labs Layered Space Time)、MLD (Maximum Likelihood Detection)、QRM-MLD (QR M-algorithm MLD) などがある。

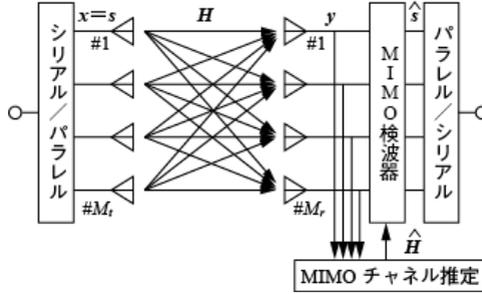


図 8・16 空間多重 MIMO 通信システム⁴⁾

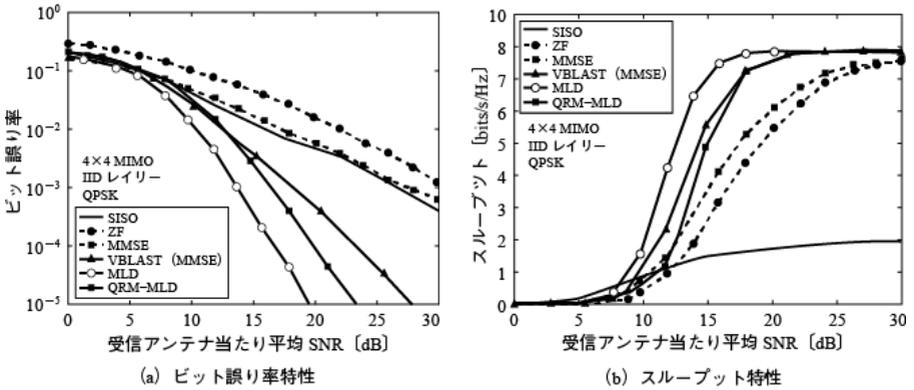


図 8・17 空間多重 MIMO 通信システム⁴⁾の特性

図 8・17 に MIMO 伝搬路が IID レイリーフェージングである場合の各空間多重 MIMO 通信システムのビット誤り率及びスループット特性の比較を示す。ここでは 4 送信 4 受信の MIMO システムにおいて変調方式として QPSK を採用した場合の特性を示している。図中の SISO (Single-Input Single-Output) は送受信共にアンテナ本数が 1 の場合である。

時空間符号化 MIMO 通信システムの一般的な構成を図 8・18 に示す。送信側では情報信号ベクトル \mathbf{s} を時空間符号化 STBC (Space Time Block Code) することで複数シンボルからなる送信信号ブロック \mathbf{X} を生成し送信する、最も簡単な時空間符号として送信アンテナ数が 2、符号化レートが 1 の場合に適用可能な Alamouti 符号がある。この場合、構造的には MISO

(Multi-Input Single-Output) である。図 8・19 に誤り率特性及びスループット特性を示す。時空間符号化の効果により誤り率特性が大幅に改善しているものの、多重化利得が存在せず、符号化レートが 1/2 であるためスループット特性が劣化している。

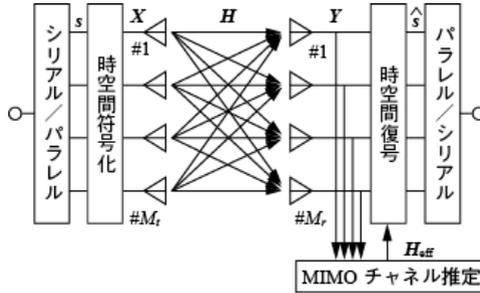


図 8・18 時空間符号化 MIMO 通信システム⁴⁾

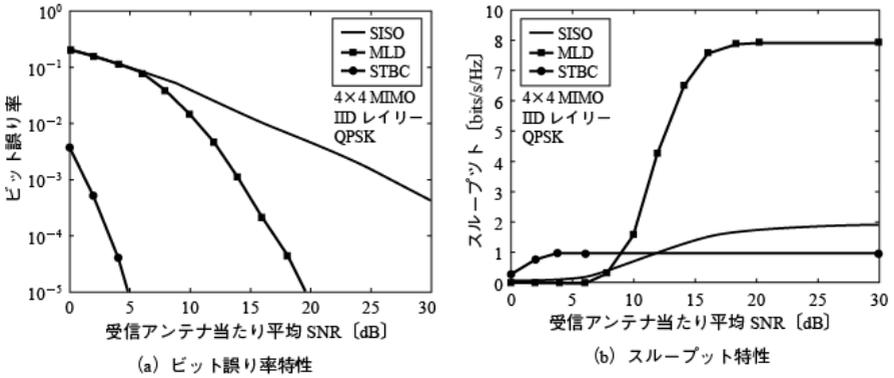


図 8・19 時空間符号化 MIMO 通信システムの特性⁴⁾

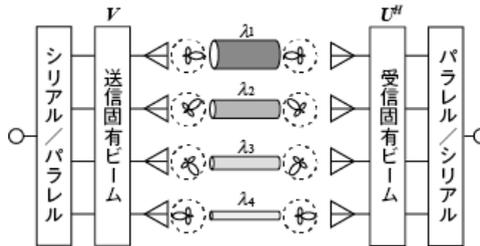


図 8・20 MIMO システムの固有モード表現⁴⁾

MIMO システムの固有モード表現を図 8・20 に示す。 $M_r \times M_t$ の MIMO チャンネル行列は、

$$H = U \Sigma V^H \quad (8 \cdot 10)$$

のように固有モード展開できる。ここで、 Σ は $m = \min[M_t, M_r]$ 個の要素 ($\sqrt{\lambda_1}, \dots, \sqrt{\lambda_m}$) からなる対角行列であり、 V と U はそれぞれ右/左特異行列である。よって、図 8・20 に示すように MIMO システムは送信側で V 、受信側で U の固有ビームフォーミングを行うことで m 個の直交した SISO 伝搬路 (固有モード) に分離することができる。固有モード MIMO 通信システムの一般的な構成を図 8・21 に示す。送信ウェイトベクトルは受信側で推定し送信側へフィードバックする。図 8・22 に固有モード MIMO 通信システムの誤り率特性及びスループット特性を示す。各固有モードで、スループット特性が異なることが確認できる。そのため、固有モードごとの適応変調の導入が有効となる。

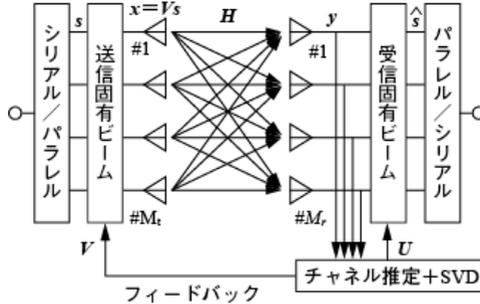


図 8・21 固有モード MIMO 通信システム⁴⁾

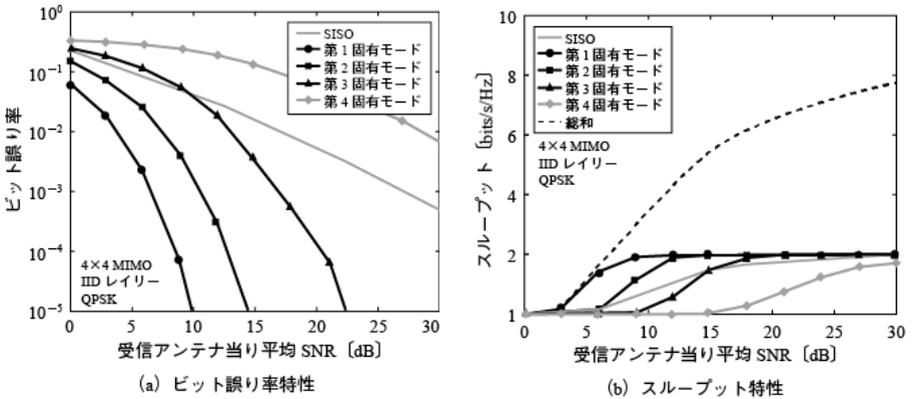


図 8・22 固有モード MIMO 通信システム⁴⁾の特性

■参考文献

- 1) 横山光雄, “移動通信技術の基礎,” 日刊工業新聞社, 1994.
- 2) 山内雪路, “デジタル移動通信方式,” 東京電機大学, 1993.
- 3) 三瓶政一, “フェージング対策,” 信学誌, vol.73, no.8, pp.829-835, Aug. 1990.
- 4) 電子情報通信学会(編), “アンテナ工学ハンドブック(第2版),” オーム社, 2008.
- 5) 中野雅之, 佐藤敏男, 新井宏之, “人体の影響を考慮した 900 MHz 帯携帯電話基地用偏波ダイバーシチ

- 受信特性.” 信学論(B), vol.J83-B, no.11, pp.1554-1564, Nov. 2000.
- 6) H. Iwai, T. Shiokawa and Y. Karasawa, “An investigation of space-path hybrid diversity scheme for basestation reception in CDMA mobile radio,” *IEEE Jour. on Selected Areas in Commun.*, vol.12, issue 5, pp.962-969, Jun. 1994.
 - 7) B. Widrow and S. D. Stearns, “Adaptive Signal Processing,” Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1985.
 - 8) R. A. Monzingo and T. W. Miller, “Introduction to Adaptive Arrays,” John Wiley & Sons, New York, 1980.
 - 9) J. E. Hudson, “Adaptive Array Principles,” Peter Peregrinus Ltd., London, 1981.
 - 10) R. T. Compton, Jr., “Adaptive Antennas-Concepts and Performance,” Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1988.
 - 11) 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.
 - 12) 菊間信良, “アダプティブアンテナ技術,” オーム社, 2003.
 - 13) S. U. Pillai, “Array Signal Processing,” Springer-Verlag New York Inc., 1989.
 - 14) Y. Ogawa and N. Kikuma, “High-Resolution Techniques in Signal Processing Antennas,” *IEEE Trans. Commun.*, vol.E78-B, no.11, pp.1435-1442, Nov. 1995.
 - 15) W. F. Gabriel, “Spectral Analysis and Adaptive Array Supperresolution Techniques,” *Proc. IEEE*, vol.68, no.6, pp.654-666, Jun. 1980.
 - 16) H. Krim and M. Viberg, “Two Decades of Array Signal Processing Research—The Parametric Approach—,” *IEEE Signal Processing Magazine*, vol.13, no.4, pp.67-94, Jul. 1996.
 - 17) V. F. Pisarenko, “The Retrieval of Harmonics from Covariance Functions,” *Geophys., J. Roy. Astron Soc.*, vol.33, pp.347-366, 1973.
 - 18) R. Kumaresan and D. W. Tufts, “Estimating the Angles of Arrival of Multiple Plane Waves,” *IEEE Trans.*, vol.AES-19, no.1, pp.134-139, Jan. 1983.
 - 19) Special Issue on Adaptive Processing Antenna Systems, *IEEE Trans. Antennas & Propag.*, vol.AP-34, no.3, Mar. 1986.
 - 20) R. O. Schmidt, “Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation,” *IEEE Trans.*, vol.AP-34, no.3, pp.276-280, Mar. 1986.
 - 21) B. D. Rao and K. V. S. Hari, “Performance Analysis of Root MUSIC,” *IEEE Trans.*, Acoust., Speech, Signal Processing, vol.ASSP-37, no.12, pp.1939-1949, Dec. 1989.
 - 22) R. Roy and T. Kailath, “ESPRIT—Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques,” *IEEE Trans.*, vol.ASSP-37, pp.984-995, Jul. 1989.
 - 23) B. Ottersten, et al., “Performance Analysis of the Total Least Squares ESPRIT Algorithm,” *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol.SP-39, no.5, pp.1122-1135, May 1991.
 - 24) P. Stoica and K. C. Sharman, “Novel eigenanalysis method for direction estimation,” *Proc. of IEE*, vol.137, pt.F, pp.19-26, Feb. 1990.