

解説



情報理論の計算機システムへの応用

2. アダプティブアレーアンテナを用いた空間・時間領域の信号処理の情報理論的考察†

河野 隆 二†

1. ま え が き

情報化社会の進展にともない、いつでもどこでもだれにでもコミュニケーションを可能にする移動通信の大容量化、高信頼化、経済化への社会的要請はますます高まるばかりである。一方、移動通信チャンネルは建物や山岳による多重伝搬路（マルチパス）にともなうフェージング、利用可能な周波数帯域の制限などの面で劣悪である。これらの問題を解決

するために、デジタル化が進められ、情報圧縮、誤り制御、デジタル変復調、適応等化、ダイバーシチ及びアンテナなどの要素技術がそれぞれ独自に研究され最適化が進められてきた<sup>1)</sup>。しかし、固定通信系に比べて通信品質の劣化要因が複雑に結合し時間・空間的に変動する移動通信系においては、このような個々のアプローチでは複合的な問題の解決及びシステム全体の性能向上に限界が生じると予想される。

この問題に対して、筆者らは適応制御という観点からの要素技術の統合とこれらの要素技術、統合技術を支える基礎理論の体系化を行い、従来の要素技術による独立のアプローチでは達成できないシステム全体の性能改善を図り、デジタル移動通信の高度化に貢献することを目的として研究を行ってきた<sup>2)</sup>。

図-1 に通信システムにおける要素技術とその統合性を示す。具体的には、要素技術の適応制御に基づく統合として、(1)情報源符号化復号と

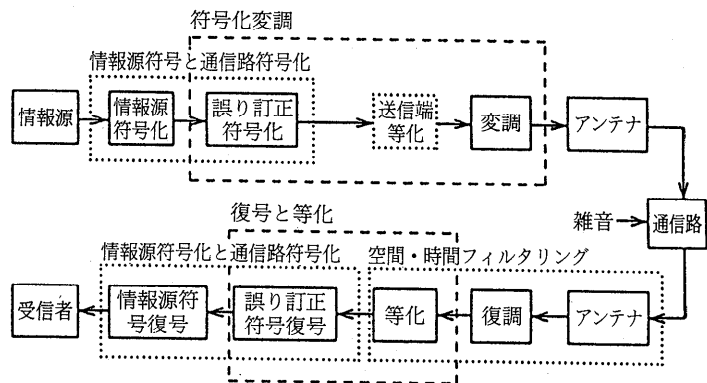


図-1 通信システムにおける要素技術の統合性に関する概念図

通信路符号化復号の一体化<sup>3)</sup>、(2)誤り訂正符号化と変調を組み合わせた符号化変調<sup>4)</sup>、(3)誤り訂正符号の復号と適応等化の一体化<sup>5),6)</sup>ならびに、(4)アダプティブアレーアンテナ (Adaptive Array Antenna) と適応等化を組み合わせた時間・空間フィルタリング<sup>7)~10)</sup>などのシステム構成や適応制御アルゴリズムを考案し、それらの統合技術による性能改善を理論的に解析してきた。こうした研究は、デジタル移動通信の高度化などの実用的な意義ばかりではなく、その基礎理論である通信理論、符号理論、デジタル信号処理の境界領域に位置する研究分野を開拓するものである。

本稿では、特にフェージング対策の要素技術であるアンテナ技術の中で、通信路の空間及び時間的な変動に適応した処理ができるアダプティブアレーアンテナと、適応等化技術を支えるアダプティブデジタルフィルタ (Adaptive Digital Filter) を組み合わせた空間・時間フィルタリングについて、情報理論、通信理論の観点から解説する。

アダプティブアレーアンテナは、複数のアンテナエレメントをもち、各エレメントに複素数の重

† Information Theoretical Aspect of Spatial and Temporal Signal Processing Using an Adaptive Array Antenna by Ryuji KOHNO (Div. of Elec. and Comp. Eng., Faculty of Eng., Yokohama National University).

†† 横浜国立大学工学部電子情報工学科

み係数が乗せられ、それらの総和がアンテナの出力信号となる。各エレメントの重み係数を適応的に制御することによって、希望の受信信号の到来方向にアンテナ指向性の最大利得をつくり、干渉信号の到来方向に指向性の零点(ヌル)を形成することが可能である<sup>1)</sup>。直線状アレーアンテナは、アンテナエレメントの空間的な配置を遅延線に置き換えれば、トランスバーサル形のデジタルフィルタと類似した構造をもつ。このため、各エレメントの重み係数を更新する適応アルゴリズムとして、アダプティブデジタルフィルタに関して考察されたものが利用できる。デジタルフィルタが信号を時間関数あるいは確率過程として表し時間領域における信号処理を行うのに対して、アレーアンテナは信号を時間ばかりではなく到来角あるいは空間周波数の関数として表し空間領域における信号処理を行うことができる。この意味で、アダプティブアレーアンテナを空間フィルタと呼ぶことができる。

このように、本稿では、アダプティブアレーアンテナを従来のアンテナ・電波伝搬からのアプローチとは異なり、適応デジタル信号処理の観点から解析し、空間及び時間領域のアダプティブフィルタとして、重み係数の更新アルゴリズムを中心に説明する。

## 2. 空間フィルタとしてのアダプティブアレーアンテナ

### 2.1 空間周波数を用いたアレーアンテナの空間フィルタとしての表現

直線状アレーアンテナへの到来波が平面波である場合、一つのエレメントにおける受信信号を時間的にサンプリングして、時間周波数軸にフーリエ変換できる。一方、各エレメントの受信信号を空間的にサンプリングして、空間周波数軸にもフーリエ変換できる。一般化した2次元フーリエ変換

$$F(j\omega_t, j\omega_s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(t, x) e^{-j(\omega_t t + \omega_s x)} dt dx \quad (1)$$

を適用して、時間軸信号  $f(t)$  を時間周波数  $\omega_t$ 、空間軸信号  $f(x)$  を空間周波数  $\omega_s$  に変換できる。したがって、アレーアンテナは時間周波数—空間周波数  $(\omega_t - \omega_s)$  平面での2次元フィルタと見な

せる。

直線状アレーアンテナの入力信号を  $x(t)$  とすると、アンテナの出力信号は、

$$y(t) = \sum_{n=1}^M x(t) W_n e^{-jn\phi} \quad (2)$$

となる。ここで、 $W_n (n=1, 2, \dots, M)$  は、アレーアンテナの重み係数で、 $\phi$  はエレメント間の到来信号の位相差である。

$$\phi = \frac{2\pi L \sin(\theta)}{\lambda} \quad (3)$$

$\lambda$  はアレーアンテナ入力信号の搬送波(キャリア)の波長で、 $L$  はエレメントの間隔で、 $\theta$  は信号の到来方向の角度である。したがって、アレーアンテナの伝達関数は

$$H(\omega, \theta) = \frac{y(t)}{x(t)} = \sum_{n=1}^M W_n e^{-j\left(n \frac{2\pi\omega L \sin(\theta)}{c}\right)} \quad (4)$$

で表せる。ここで、 $c$  は光の速度である。式(4)により、アレーアンテナの伝達関数は時間周波数  $\omega$  と信号の到来方向  $\theta$  の関数となり、到来信号のキャリア周波数を一定とすると、伝達関数  $H(\omega = \text{const}, \theta)$  でアレーアンテナ指向性のパターンを表している。一方、到来信号の角度  $\theta$  を一定とすると、 $H(\omega, \theta = \text{const})$  で希望及び干渉信号の到来角度  $\theta_a, \theta_i$  を代入すると、希望及び干渉信号に対するアレーアンテナの出力周波数特性を表している。

ここで、式(1)の  $\omega_s = 2\pi f_s$  に対応する空間周波数

$$f_s = \frac{\sin(\theta)}{\lambda} \quad (5)$$

を式(4)に代入すると、アレーアンテナの伝達関数  $H(\omega, \theta)$  は

$$H(f_s) = \sum_{n=1}^M W_n e^{-j(2n\pi f_s L)} \quad (6)$$

のように空間周波数に関する関数  $H(f_s)$  で表せる。なお、空間周波数  $f_s$  と時間周波数  $f_t$  は

$$f_s = f_t \frac{\sin(\theta)}{c} \quad (7)$$

のような関係がある。

一方、タップ遅延時間が  $T$ 、長さ  $M$  の FIR (Finite Impulse Response) デジタルフィルタの伝達関数は

$$H(f_t) = \sum_{n=1}^M W_n e^{-j(2n\pi f_t T)} \quad (8)$$

表-1 空間周波数を用いた重み係数の計算諸元

項目	ケース1	ケース2
希望信号の到来方向	20°	45°
到来方向の通過域幅	±10°	±5°
キャリア周波数	100 MHz	
エレメント数	16	

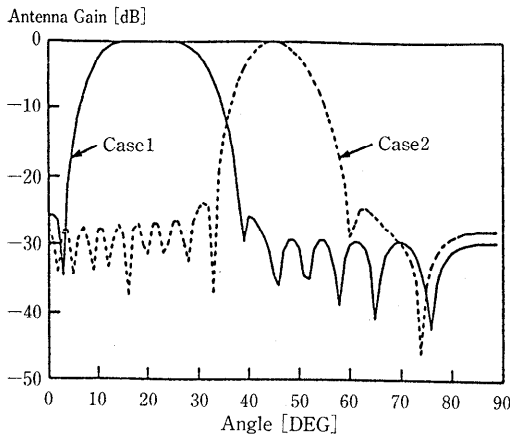


図-2 空間周波数を用いた直線状アレーアンテナの指向性特性

で表せる。ただし、この場合の  $W_n (n=1, 2, \dots, M)$  は FIR デジタルフィルタのタップ係数である。式(6)と式(8)を比較すると、空間周波数  $f_s$ 、エレメントの間隔  $L$ 、エレメント数  $M$  のアレーアンテナは、時間周波数  $f_t$ 、タップ遅延時間  $T$ 、長さ  $M$  の FIR デジタルフィルタと等価であることが分かる。したがって、FIR デジタルフィルタの設計手法を用いて、空間周波数で表現したアレーアンテナの重み係数を決定できると考えられる。

次は、その空間周波数を用いたアレーアンテナの重み係数制御法の計算例を示す。計算の諸元は表-1 に示す。

計算したアレーアンテナの重み係数により形成したアンテナ指向性パターンは図-2 に示す。ここでアンテナエレメント数を 16 とする場合、3 dB の通過域幅はそれぞれ  $\pm 10^\circ$ 、 $\pm 5^\circ$  の指向性パターンを構成した。アンテナエレメント数の増加によりもっと鋭い指向性の構成が可能である。

2.2 アレーアンテナの時間フィルタとしての周波数特性

本節では、直線状アレーアンテナの等価時間フィルタ表現について述べる。アレーアンテナで

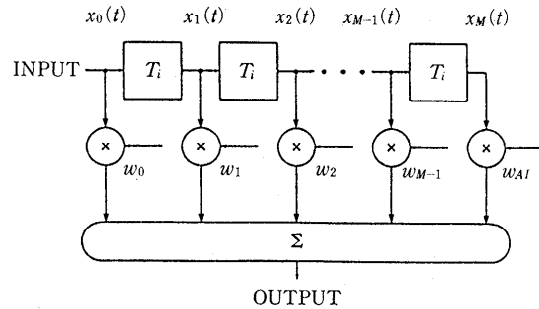


図-3 直線状アレーアンテナの等価時間フィルタモデル

は、異なる方向から到来する信号に対して、エレメント間に異なる遅延時間をもつ。この遅延時間を回路の遅延素子と考えた場合、アレーアンテナは異なる遅延素子をもつ時間フィルタモデルに書き換えられる。したがって、アレーアンテナの時間フィルタのモデルは図-3 のように表せる。

図-3 の  $T_i$  は  $i$  番目の到来信号に対するアレーアンテナの二つのエレメント間の到来時間差、すなわち、遅延時間である。各信号の到来方向が異なる場合、遅延時間が異なる遅延素子をもつ時間フィルタと考えられる。アレーアンテナの各エレメントを直線に配置する直線アレーアンテナの場合、 $i$  番目の到来信号に対する遅延時間  $T_i$  は

$$T_i = \frac{L}{c} \sin(\theta_i), \quad i=1, 2, \dots, N \quad (9)$$

となる。ここで、 $\theta_i (i=1, 2, \dots, N)$  は  $i$  番目の到来信号の到来方向である。エレメントの間隔をキャリア波長の半分とする。各エレメントに対応した重み係数  $w_n (n=1, 2, \dots, M)$  を Wiener-Hopf 方程式を解くか、適応アルゴリズムにより更新して最適係数を求めると、各信号に対応するアレーアンテナの利得に関する  $i$  番目の到来信号に対する時間周波数に関する伝達関数は

$$H_i(\omega) = \sum_{n=1}^M w_n e^{-jn\omega T_i}, \quad i=1, 2, \dots, N \quad (10)$$

により求められる。

各信号の到来方向が既知の場合、Wiener-Hopf 方程式を用いて、アレーアンテナの最適な重み係数  $W_{opt}$  を求め、式(10)に代入すると、各方向から到来した信号に対応するアレーアンテナの時間周波数に関する伝達関数が求められる。

表-2 に示したアレーアンテナの計算諸元を用いて、二つの到来角から受信される信号に対し

表-2 アレーアンテナ周波数特性の計算諸元

アンテナ	項目	希望波	干渉波
直線状 Array TDL Array	到来方向	20°	60°
	入力 SN 比	0 dB	
	入力 DI 比	-20 dB	
	キャリア $f_c$	100 MHz	
	帯域幅 $b$	50 MHz	
	エレメント数 $M$	2	
	タップ数 $N$	5	
	タップ遅延	$T_0 = 10$ ns	

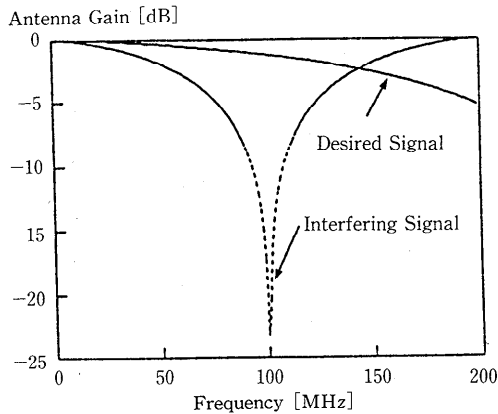


図-4 二つのエレメントをもつ直線状アレーアンテナの周波数特性

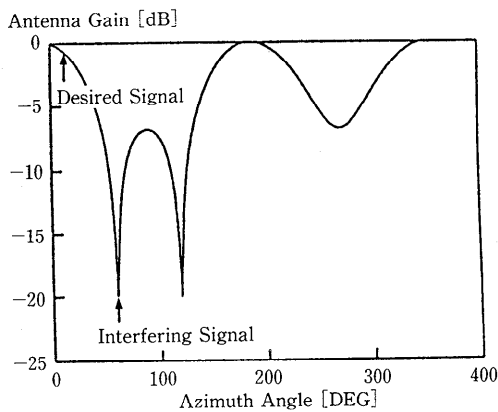


図-5 二つのエレメントをもつ直線状アレーアンテナの指向性

て、二つのエレメントをもつ直線状アレーアンテナ出力の周波数特性及び指向性（空間特性）を図-4 と図-5 に示す。

図-4 の周波数特性より、アレーアンテナが希望信号に対してはすべての周波数成分を通すオー

ルパスフィルタとして動作し、干渉信号に対してはその帯域の周波数成分だけを通さないノッチフィルタ (Notch Filter) として動作することが分かる。干渉信号が搬送波及び狭い帯域幅をもつ変調信号である場合には、干渉信号を除去できるが、データ伝送速度の高速化や変調方式により、干渉信号の帯域幅が拡大する場合には、直線状アレーアンテナでは干渉信号の周波数成分が十分に除去できないことが分かる。

### 2.3 アレーアンテナとデジタルフィルタを組み合わせた空間・時間フィルタリング

TDL (Tapped Delay Line) アレーアンテナの構成を、図 6 に示す。従来の直線状アレーアンテナと比べて、一つのエレメントに複数の重み係数があるタップ付き遅延線 (TDL), すなわちデジタルフィルタ構造をもっている。従来の直線状アレーアンテナでは、エレメント間の信号の空間的な相関特性を利用して指向性が形成される。TDL アレーアンテナでは、指向性以外にタップ間の信号の時間的な相関特性を利用できるため、広い帯域幅をもつ到来信号に対する周波数特性を改善できる。

エレメント数  $M$  及び遅延タップ数  $N$  の TDL アレーアンテナに対して、 $m$  番目のエレメントの入力信号及び重み係数ベクトルは  $\mathbf{X}_m = [x_{m1}(t), x_{m2}(t), \dots, x_{mN}(t)]^T$  と、 $\mathbf{W}_m = [w_{m1}, w_{m2}, \dots, w_{mN}]^T$  となる。ここで、 $x_{mn}, w_{mn}$  は  $m$  番目のエレメント及び  $n$  番目の遅延タップに対応する入力信号及び重み係数である。したがって、TDL アレーアンテナの信号ベクトル及び重み係数ベクトルを  $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \dots, \mathbf{X}_M]^T$  と、 $\mathbf{W} = [\mathbf{W}_1, \mathbf{W}_2, \dots, \mathbf{W}_M]^T$  と定義すると、TDL アレーアンテナの最適重み

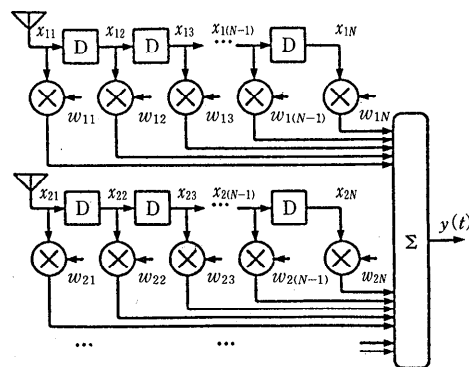


図-6 TDL (Tapped Delay Line) アレーアンテナの構成

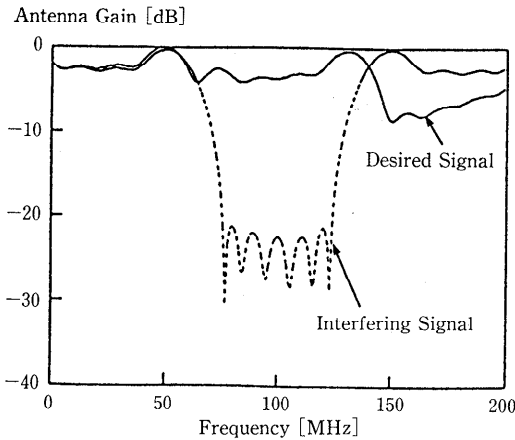


図-7 二つのエレメントをもつ TDL アレーアンテナの周波数特性

係数は

$$\mathbf{W}_{opt} = \Phi^{-1} \mathbf{S} \quad (11)$$

のベクトル形式で表せる。ここで、 $\Phi$  は各タップ信号の共分散マトリクス、 $\mathbf{S}$  は各タップ信号共役と参照信号  $r(t)$  の相関ベクトルを表す。表-2 に示した TDL アレーアンテナの諸元を用いて求めた、二つの到来信号に対する二つのエレメントをもつ直線 TDL アレーアンテナ出力の周波数特性を図-7 に示す。計算した TDL アレーアンテナの指向性特性は図-5 とほぼ同じであるが、その出力周波数特性は、図-4 と比べて、同様に希望信号を通過させるが、干渉信号に対して帯域幅内の周波数成分を十分に除去できることが分かる。

実際には、希望及び干渉信号の到来方向と信号の電力が未知であるため、式(11)に示した最適な重み係数の計算が不可能である。受信システムに適用するために、アンテナの入力信号の瞬時値と参照信号を用いて逐次的に重み係数を更新するアダプティブアレーアンテナが必要である。逐次更新アルゴリズムとしては、アダプティブデジタルフィルタで用いられる LMS (Least Mean Square), RLS (Recursive Least Square), CMA (Continuous Modulus Algorithm) などのアルゴリズムが利用される。さらに、アレーアンテナ固有の空間領域での信号処理能力を利用して、空間サンプリング信号から DFT (Discrete Fourier Transform) や MEM (Maximum Entropy Method) により信号の到来方向を推定して指向性を制御するアルゴリズムが研究されている<sup>9),10)</sup>。

### 3. 移動通信のマルチパスフェージング対策のための空間・時間フィルタリング

移動通信において、マルチパスによるフェージングは重大な通信品質の劣化要因である。この対策の一つであるアダプティブアレーアンテナは、通常、遅延波の影響を除去するために用いられる。しかし、遅延波は直接波と同一の情報を含んでいることに着目すると、時間系列としての信号の相関を利用すれば、直接波や複数の遅延波を分離するように、アレーアンテナの指向性を適応的に制御できる。直接波と遅延波を分離して受信できれば、アダプティブデジタルフィルタを用いて、独立に得た受信信号の位相と振幅を合わせて合成することにより信号対雑音比 (S/N) を改善できるダイバーシチ合成が可能である。

本章では、アダプティブアレーアンテナ及びアダプティブデジタルフィルタにより、直接波と遅延波を分離・合成する空間・時間フィルタリングを紹介する。

アンテナの指向性を利用して独立な変動を受けた受信波を得る指向性ダイバーシチ及びアダプティブアレーアンテナの利点を共に生かすために、アダプティブアレーアンテナによる指向性ダイバーシチ受信を説明する<sup>9)</sup>。具体的には、単に遅延波を不要な成分として除去するだけでなく、2系統(2ブランチ)の指向性制御部を有するアダプティブアレーアンテナを用いて直接波(あるいは先行波)と遅延波を分離する、指向性ダイバーシチのブランチ構成法が用いられる。さらに、これらを有効に利用するために、この2出力を適応的に重み付けて合成することにより、合成後の出力 S/N を最大にできる最大比合成法を用いることができる。

#### 3.1 システム構成

図-8(a) に本システムの構成を、(b) に (a) の点線内を示す。これはアダプティブデジタルフィルタ ADF とアダプティブアレーアンテナを組み合わせることで実現される。本システムは2系統の指向性制御部を有し、一方は直接波の方向に指向性を向け、遅延波の方向にヌルを作り、直接波だけを復調するためのものである。他方は遅延波の方向に指向性を向け、直接波の方向にヌルを作り、遅延波だけを復調するためのもの

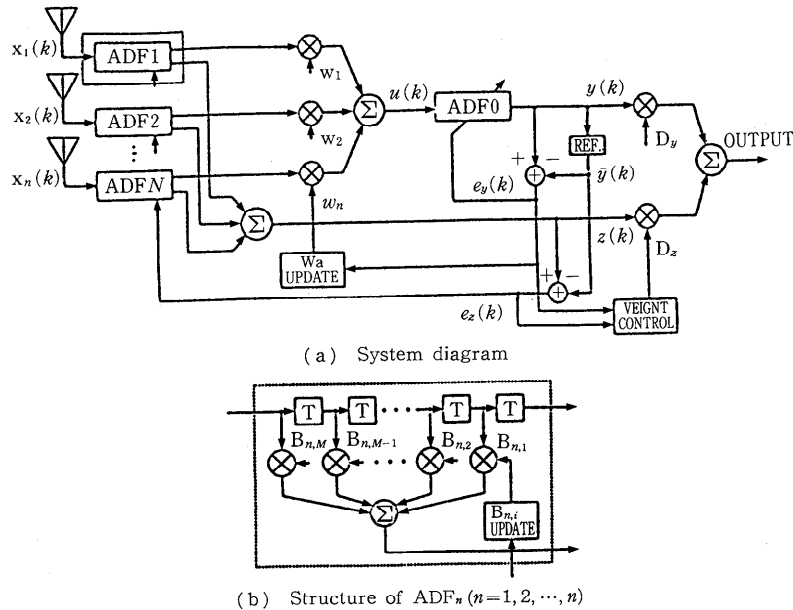


図-8 アダプティブアレーアンテナとアダプティブデジタルフィルタによる適応的指向性ダイバーシチ受信の構成

である。これらは指向性ダイバーシチの二つのブランチと見なすことができ、以後それぞれ直接波用ブランチ、遅延波用ブランチと呼ぶ。直接波用ブランチでは、アンテナの入力信号を遅延させた信号に対し、直接波方向に最大指向性、遅延波方向にヌルが形成されるように重み係数  $\mathbf{W}_m$  ( $m=1, 2, \dots, n$ ) が制御される。直接波用ブランチにおける ADF0 は、アンテナ指向性では除去できない直接波と同一方向から到来する遅延波による歪を補償するための等化器である。一方、遅延波用ブランチは従来のアダプティブアレーアンテナの重み係数の部分を ADF で置き換えたものであり、直接波用ブランチで得られた直接波成分から生成した参照信号を用い、それ以後に入力された信号に対し ADF $_n$  ( $n=1, 2, \dots, n$ ) のタップ係数  $\mathbf{B}_{n,i}$  ( $i=1, 2, \dots, M$ ) を制御することにより、接波と相関のある遅延波成分が得られる。本システムは、このようにして得られた二つのブランチ出力に対し、適応的な重み付け ( $D_y, D_z$ ) を行うことにより、適応的に指向性ダイバーシチを実現するものである。

3.2 合成受信法

本システムにおいて、アンテナの重み係数及び ADF のタップ係数は、出力信号と参照信号の自乗誤差に基づいて更新される。したがって、係数の収束後にはこの誤差は希望信号以外の成分と

見なせる。これを利用して重み付けの割合を決定する。 $k$  時点における直接波出力と遅延波出力の希望信号成分を、それぞれ  $S_y(k), S_z(k)$ 、希望信号以外の成分を  $N_y(k), N_z(k)$ 、参照信号を  $R(k)$  とすると直接波出力と遅延波出力の誤差信号は、それぞれ

$$e_y(k) = S_y(k) + N_y(k) - R(k) \quad (12)$$

$$e_z(k) = S_z(k) + N_z(k) - R(k) \quad (13)$$

と表される。ここで、アダプティブアレーアンテナ及び ADF が収束している場合には  $S(k) = S_z(k) = R(k)$  と近似できるので、自乗平均誤差の比は

$$\frac{E[e_y^2(k)]}{E[e_z^2(k)]} = \frac{(S/N)_z}{(S/N)_y} \quad (14)$$

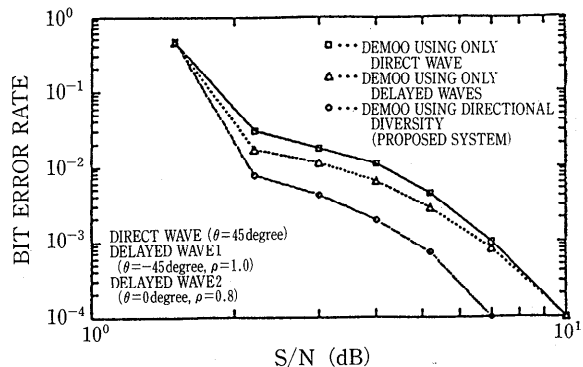


図-9 適応的指向性ダイバーシチ受信による誤り率特性の改善 (遅延波 2 波)

となり、直接波出力と遅延波出力の S/N の比は自乗誤差の集合平均の比の逆数で近似できる。したがって、これを用いて重み付けの割合 ( $D_y/D_z$ ,  $D_y + D_z = 1$ ) を決定すれば、適応的に最大比合成法が実現できる。

図-9 に、図-8 のシステムで直接波または遅延波だけを用いた場合と比較した上記の最大比合成の場合の復調誤り率の改善を示す。

#### 4. スペクトル拡散多元接続通信の他局間干渉除去のための空間・時間フィルタリング

最近、再びスペクトル拡散通信方式 (Spread Spectrum: SS) に対する関心が急速に高まっている。SS 通信方式の本格的な研究は、1950 年代ごろにアメリカで主に軍用の目的で開始され、狭帯域通信システムからの混信及び妨害に強く、他の通信方式に与える干渉が少なく、秘話性及び測距測位能力に優れた通信方式として研究開発が行われてきた。しかし、周波数利用効率の問題と受信装置の複雑さなどから、一般の民需用には実用化が遅れていた。これらの問題は、最近解消されつつある。送信電力制御 (Power Control) などによる遠近問題の解消や、SS システム用に設計された ASIC (Application Specified IC) などのデバイス開発によるコストダウン、さらに、米国連邦通信委員会 FCC (Federal Communications Commission) による工業・科学・医療用に割り当てられた周波数帯 (ISM バンド) での SS システムの開発奨励や日本における SS 通信方式による無線 LAN の標準化などの法制度の整備などにより、最近 SS 通信方式は、民需用としてさまざまな応用目的で実用化が盛んに行われるようになった<sup>13), 14)</sup>。

特に、最近では次世代陸上移動通信システム FPLMTS (Future Public Land Mobile Telecommunication System)、特に自動車電話、携帯電話やそれを発展させた PCN (Personal Communication Network) に、複数ユーザによる通信チャンネルのアクセス方式として SS 通信方式による符号分割多元接続 (SSMA; Spread Spectrum Multiple Access または、CDMA; Code Division Multiple Access) 方式を採用する方向にある。SSMA は、従来から利用されている周波数分割多元接続 FDMA (Frequency Division Multiple Access) や

時分割多元接続 TDMA (Time Division Multiple Access) に比べて、周波数利用効率がよく、干渉を受け難く与え難い、秘匿性があるなど利点を持ち、研究開発が盛んに行われている。しかし、周波数利用効率をさらに改善するためには、SSMA を行う各局に割り当てられた拡散符号の間の相互相関に起因する他局間干渉 (Co-Channel Interference) を軽減する必要がある。他局間干渉を除去するために、筆者らはアダプティブデジタルフィルタ (ADF) を用いるシステム<sup>15)~18)</sup>やアダプティブアレーアンテナを用いるシステム<sup>7), 19)</sup>を提案してきた。本章では、これらの一部を紹介する。

SSMA における他局間干渉を軽減するために、相関特性の優れた拡散符号の開発や、ADF を用いて他局間干渉信号を適応的に除去するアダプティブキャンセラを検討してきた。アダプティブキャンセラは干渉局に割り当てられた拡散符号が既知であることを前提に、ADF により干渉局 SS 信号のレプリカを適応的に生成し、受信入力信号から減算することにより、他局間干渉を除去する。しかし、同時通信する全局に対するキャンセラは回路規模が大きくなる。一方、アダプティブアレーアンテナを SSMA の他局間干渉除去に用いる場合、希望局と同一または近い到来方向からの干渉 SS 信号をアンテナ指向性で除去することはできない。

これらの問題を解消し、両者の利点を活かすために、アレーアンテナにキャンセラを組み合わせたシステムを考案した<sup>7)</sup>。図-10 にこれを用いた SSMA システムを示す。希望局方向以外の干渉局からの SS 信号をアレーアンテナで抑圧し、その残留成分及び希望局と同一方向の干渉局信号をキャンセラで除去する構成である。

図-10 のように、各局から異なる拡散符号を用いて拡散変調された SS 信号が、同一時刻に同一の通信路を用いて、局間では非同期に送信される。受信局では、アダプティブアレーアンテナの重み係数  $W_m$ , ( $m=1, 2, \dots, N$ ) を適応的に制御して、希望局方向に指向性に向け、到来方向の異なる干渉局 SS 信号を抑圧する。希望局に近い方向に干渉局があり、その受信電力が希望局より大きい場合には、SS 通信方式が原理的に有する処理利得だけでは他局間干渉を除去できないことがある。これに対して、アンテナ出力  $Y(k)$  を、残

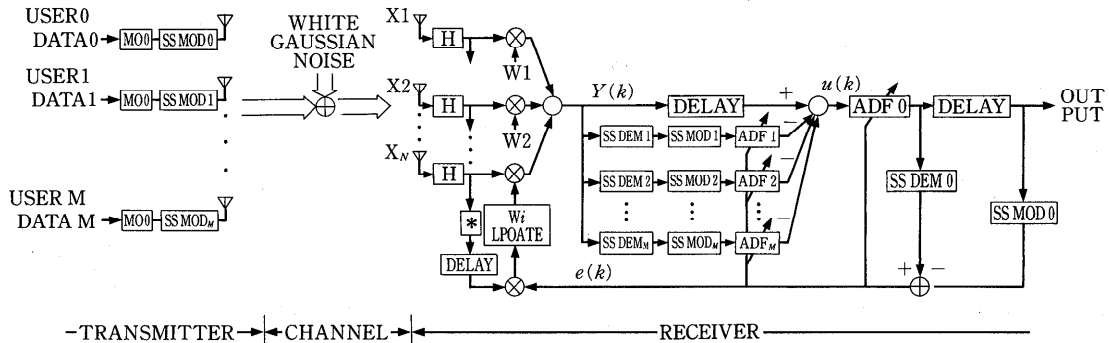


図-10 他局間干渉除去回路内蔵のアダプティブアレーアンテナを用いた SSMA システム

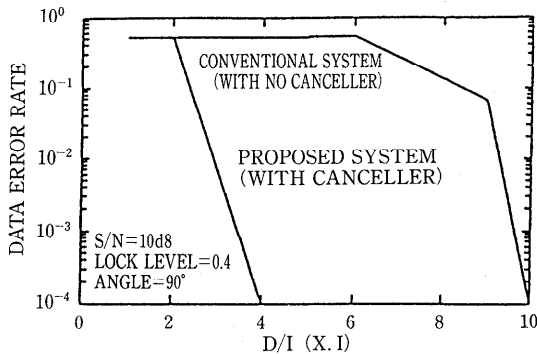


図-11 他局間干渉除去回路内蔵のアダプティブアレーアンテナによる復調誤り率の改善

留干渉局信号に対する復調回路 (SSDEM<sub>m</sub>;  $m=1, 2, \dots, M$ ) で復調し、復調データを再び拡散変調回路 (SSMOD<sub>m</sub>) で拡散変調して送信 SS 信号と同一の信号を生成する。続いて、ADF<sub>m</sub> で送信局からアンテナ出力までの伝達関数を適応的に構成し、アンテナ出力における他局間干渉成分 (レプリカ) を生成し、遅延されたアンテナ出力から除去される。こうして、他局干渉除去された後、ADF<sub>0</sub> で等化され、SSMOD<sub>0</sub> で復調される。

アンテナ重み係数と ADF のタップ係数は、信頼性の高い最終復調出力を再度拡散変調した SS 信号を参照信号として更新される。

図-11 に、到来角  $\theta=45^\circ$  に希望局 (D) と干渉局 1 局 (I),  $\theta=-45^\circ$  に干渉局 1 局がある場合の、希望信号対干渉信号平均電力比 (D/I) に対する復調ビット誤り率を示す。

### 5. むすびにかえて

小文では、移動通信を中心とする無線通信において、マルチパスフェージングや SSMA における他局間干渉の抑圧、除去を目的とするアダプティブアレーアンテナ及び、アダプティブデジタルフィルタとの組合せに関する著者らの研究を中心に解説した。これらの研究は、アダプティブアレーアンテナを空間領域における適応デジタル信号処理の道具として捉え、従来のデジタルフィルタを中心とするデジタル信号処理の分野における基礎理論を拡張したものと、空間領域固有の特長を活かしたものである。今後も、研究を進展させ、アダプティブアレーアンテナとアダプティブデジタルフィルタを統合的に捉えた空間・時間フィルタリングを通じて、空間領域での信号処理も含めた通信理論、情報理論を構築する予定である。

**謝辞** 日頃より、研究、教育に関するご指導をいただき、小文をまとめるに当たり、貴重なアドバイスを賜りました東京大学教授今井秀樹先生に心より謝意を表します。

### 参考文献

- 1) 河野隆二監修：移動通信のデジタル化技術，トリケップス (Apr. 1990).
- 2) 河野隆二，今井秀樹：誤り制御と信号処理——符号化・変調・等化——，信学技報，IT 88-84，SAT 88-65，CS 88-93 (Jan. 1989).
- 3) 河野隆二，今井秀樹：誤り訂正符号の応用，画像電子学会誌，Vol. 17, No. 4, pp. 221-229 (Aug. 1988).
- 4) Kohno, R., Yim, C. and Imai, H.: A Trellis Coded Modulation Based on Time-Varying



- Mapping and Encoder Utilizing a Channel Intersymbol Interference*, Algebraic Algorithms and Error-Correcting Codes/Lecture Notes in Computer Science, No. 508, pp. 132-143, Springer-Verlag (June 1991).
- 5) 河野, 今井, 羽鳥: 誤り訂正符号の復号器を内蔵する自動等化器とその拡張, 信学論 (A), J67-A, 12, pp. 1247-1254 (Dec. 1984).
  - 6) Kohno, R., Imai, H. and Hatori, M.: *Design of an Automatic Equalizer Including a Decoder of Error-Correcting Code*, IEEE Trans. Comm., Vol. COM-33, No. 9, pp. 1142-1146 (Jan. 1985).
  - 7) Kohno, R., Imai, H., Hatori, M. and Pasupathy, S.: *Combination of an Adaptive Array Antenna and a Canceller of Interference for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple Access System*, IEEE Journal on Selected Areas in Comm., Vol. SAC-8, pp. 675-682 (May 1990).
  - 8) 黒岩, 河野, 今井: アダプティブアレーアンテナによる指向性ダイバーシティの構成法, 信学論 (B-II), J 73-B-II, 11, pp. 755-763 (Nov. 1990).
  - 9) 任, 河野, 今井: 空間領域における DFT を用いたアダプティブアレーアンテナ, 信学論 (B-II), J 75-B-II, 8, pp. 556-565 (Aug. 1992).
  - 10) Nagatsuka, M., Ishii, N., Kohno, R. and Imai, H.: *Adaptive Array Antenna Based on Spectral Estimation Using Maximum Entropy Method*, Trans. Comm., IEICE Japan, Vol. E 79-B, 5 (May 1994).
  - 11) Compton, R. T. Jr.: *An Adaptive Antenna in a Spread-Spectrum Communication System*, IEEE, Proc. Vol. 66.
  - 12) 王 禾豊, 河野隆二, 今井秀樹: スペクトル拡散多元接続のための拡散処理利得を用いた TDL アダプティブアレーアンテナ, 信学論 (B-II), J 75-B-II, 11, 815-825 (Nov. 1992).
  - 13) 丸林, 中川, 河野: スペクトル拡散通信の研究開発動向, 電子情報通信学会誌 (1989).
  - 14) Nakagawa, M. and Hasegawa, T.: *Spread Spectrum for Consumer Communication—Applications of Spread Spectrum Communications in Japan—*, Trans. IEICE Japan, Vol. E 74, No. 5 (May 1991).
  - 15) 河野, 今井, 羽鳥: 非同期 SSMA における他局間干渉の除去方式について, 信学論 (A), J66-A, 5, pp. 416-423 (May 1983).
  - 16) Kohno, R., Imai, H., Hatori, M. and Pasupathy, S.: *An Adaptive Canceller of Co-Channel Interference for Spread-Spectrum Multiple Access Communication Network in a Power Line*, IEEE J. Selected Area Comm., SAC-8, 4, pp. 691-699 (Sep. 1990).
  - 17) Kohno, R.: *Pseudo-Noise Sequences and Interference Cancellation Techniques for Spread Spectrum Systems—Spread Spectrum Theory and Techniques in Japan—*, Trans. IEICE Japan, Vol. E 74, No. 5 (May 1991).
  - 18) Yoon, Y. C., Kohno, R. and Imai, H.: *A Spread Spectrum Multiaccess System with Cochannel Interference Cancellation for Multipath Fading Channels*, IEEE J. Selected Area Comm., SAC-11, 7, pp. 1067-1075 (Sep. 1993).
  - 19) 王 禾豊, 河野隆二, 今井秀樹: アダプティブアレーアンテナを用いた C/A コード除去形 GPS 受信方式, 信学誌, B-II, Vol. J 74-B-II, No. 5, pp. 253-261 (May 1991).
  - 20) 武部: デジタルフィルタの設計, 東海大学出版会.

(平成 5 年 11 月 8 日受付)



河野 隆二 (正会員)

昭和 31 年生。横浜国立大学工学部情報工学科卒業。昭和 56 年同大学院工学研究科修士課程情報工学専攻修了。昭和 59 年東京大学大学院工学系研究科博士課程電気工学専攻修了, 工学博士。同年東洋大学工学部電気工学科専任講師。昭和 59~60 年カナダ, トロント大学工学部電気工学科客員研究員。昭和 61 年東洋大学工学部電気工学科助教授。昭和 63 年横浜国立大学工学部電子情報工学科助教授。情報通信システム, 情報理論, 符号理論, デジタル信号処理, スペクトル拡散通信, 移動通信。著者: 「データ通信入門講座」(工学研究社), 「スペクトラム拡散通信技術の基礎と応用」(トリケップス) など。電子情報通信学会, 電気学会, 情報理論とその応用学会, IEEE, EURASIP 各会員。