

OFDM-CDMA 通信方式への DCMP アダプティブアレーの適用

浦口 剛[†] 菊間 信良[†] 稲垣 直樹[†]

Applying the DCMP Adaptive Array to the OFDM-CDMA Systems

Takeshi URAGUCHI[†], Nobuyoshi KIKUMA[†], and Naoki INAGAKI[†]

あらまし DS/CDMA は、極めて良好な干渉波抑圧特性をもつことが知られているが、拡散符号の相関性のため干渉が生じ通信品質が劣化してしまう。この問題を解決するため、アダプティブアレーを用い干渉を抑圧する様々なシステムが提案されている。本論文では、OFDM-CDMA 通信方式において所望信号のアレー伝搬ベクトルを ESPRIT アルゴリズムにより推定し、これをもとに DCMP アダプティブアレーを動作させるシステムを提案する。その際、OFDM 信号の周波数特性を利用した適応型空間平均法を用い到来波間の相関を抑圧する。本提案システムの有効性を明らかにするために、計算機シミュレーションにより基本特性の解析、及び素子間相互結合に対する特性解析を行った。その結果、DCMP アダプティブアレーとして良好に動作し、相関のある多重波の分離受信も可能であることが示された。

キーワード OFDM 信号, DS/CDMA, DCMP アダプティブアレー, 適応型空間平均法, ESPRIT アルゴリズム

1. ま え が き

近年、陸上移動通信の需要は急速な勢いで伸びており、システムの回線容量の増加を目指した周波数有効利用技術が求められている。また、移動通信における通信メディアのマルチメディア化への要求も高まりつつあり、通信路の広帯域化も重要な課題である。これらの課題にこたえるものとして DS/CDMA への期待が高まっており、研究・開発も盛んに行われている [1], [2]。

DS/CDMA での逆拡散において、所望信号と相関の高い波は拡散利得をもって出力されるので、符号間干渉を引き起こす遅延波 (ISI) はもちろん、同一チャネル干渉波 (CCI) も拡散符号相互の相関性により若干ながら利得をもって出力されてしまう。多重ユーザ数が少ない場合には、この干渉量も少なく、誤りの少ない通信を行うことができる。しかし、多重ユーザ数が増えるにつれて、この干渉量も増え、通信におけるビット誤りが増加する。このため、十分な回線容量を確保できなくなってしまう。そこで、回線容量をよりいっそう拡大するためには、干渉波の除去が必要とな

る [3]。

また、マルチパスフェージング伝搬路において高速デジタル通信を行う手法の一つとして、OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [2], [4] がある。OFDM は、高い周波数利用効率を有し、広い分野での応用が検討されている。OFDM では、その帯域は複数のサブキャリアに分けられる。一つ一つのサブキャリアは周波数選択性フェージングに対して、低い伝送レートに設定されるので、一つのサブキャリアをみるとフラットフェージングとなっている。このことから、OFDM は一つの搬送波で変調される方式に比べて周波数選択性に対して高いロバスト性をもっている。しかし、2. で詳細を述べるが、OFDM はガード区間長を超える遅延時間で到来する波により通信品質が大きく劣化してしまう。良好な通信を行うためには、この波の除去が必要となる。

一方、アダプティブアレーは干渉波を抑圧することで良好な通信状態を確保するシステムとして知られている。DCMP (Directionally Constrained Minimization of Power) アダプティブアレー [5], [6] は予備知識として所望信号の到来方向 (アレー伝搬ベクトル) を必要とするため、時々刻々と環境が変化する陸上移動通信への適用は難しいと考えられていた。しかし、近年のエレクトロニクス技術やデジタル信号処

[†] 名古屋工業大学工学部電気情報工学科, 名古屋市
Faculty of Engineering, Nagoya Institute of Technology,
Nagoya-shi, 466-8555 Japan

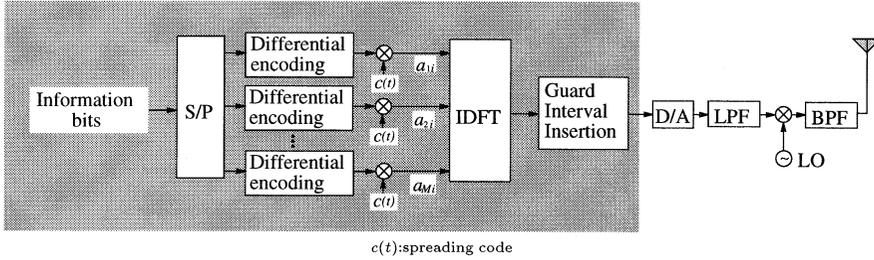


図 1 OFDM-CDMA 送信機の構成
Fig. 1 Block diagram of OFDM-CDMA transmitter.

理の飛躍的な進歩により, ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques) [6] ~ [8] などの到来波パラメータ推定アルゴリズムと併用することによって, 移動通信への適用が可能となってきた.

そこで本論文では, OFDM-CDMA 通信方式において所望信号のアレー伝搬ベクトルを ESPRIT アルゴリズムを用いて推定し, これをもとに DCMP アダプティブアレーを動作させるシステムを提案する [9]. その際, OFDM 信号の周波数特性を利用した適応型空間平均法 [6], [10] を導入し, 相関行列における到来波間の相関を抑圧する. また, 計算機シミュレーションにより基本特性の解析, 及び素子間相互結合に対する特性解析を行い, 本提案システムの有効性を示す.

2. システムモデル

2.1 送信機構成と送信信号

図 1 に本論文で検討する送信機の構成を示す. OFDM 変調部では入力データに対して S/P (Serial to Parallel) 変換を行い, 各キャリアにデータを分割する. そして, それぞれのキャリアにおいて差動 QPSK 変調^{注1)}を施し, その後拡散符号をかけ DS/CDMA 信号を生成する. 次に, 逆離散フーリエ変換器 (IDFT) を用いて OFDM 変調を行う. IDFT 出力は, ガード区間を付加した後 D/A 変換器によりアナログ信号に変換される. そして, LPF により帯域外成分を除去した後, 搬送波周波数にアップコンバートされ BPF を経て送信信号となる. 送信信号の等価低域表現は, キャリア数を M , IDFT に入力される拡散されたチップデータを a_{mi} ($m = 1, 2, \dots, M, i = -\infty, \dots, +\infty$) とすると,

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^M a_{mi} e^{j2\pi f_m(t-iT_c)} f(t-iT_c) \quad (1)$$

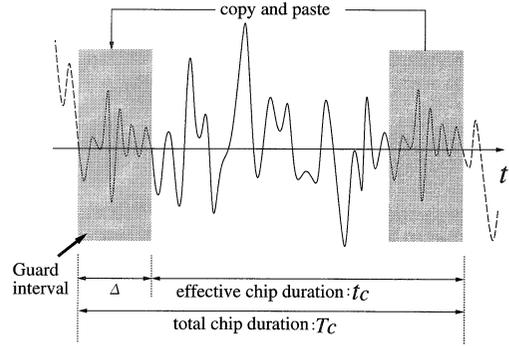


図 2 OFDM-CDMA 信号の構成 (時間領域)
Fig. 2 OFDM-CDMA signal (time domain).

で表される. ここで, f_m は m 番目のキャリア周波数であり, 次式で与えられる.

$$f_m = \frac{m - M/2 - 1}{t_c} \quad (m = 1, 2, \dots, M) \quad (2)$$

また, $f(t)$ はパルス波形であり,

$$f(t) = \begin{cases} 1 & (-\Delta \leq t \leq t_c) \\ 0 & (t \leq -\Delta, t \geq t_c) \end{cases} \quad (3)$$

と表される. ここで, Δ はガード区間長, t_c は有効チップ区間長, $T_c = \Delta + t_c$ は送信信号の 1 チップ時間を表す. ガード区間, 有効チップ区間については以下で詳細に説明する.

OFDM 変調信号の時間領域の構成を図 2 に, 周波数領域の構成を図 3 に示す. 信号は, ガード区間と有効チップ区間からなり, IDFT 出力部分を有効チップ区間という. ガード区間として, 有効チップ区間の末尾 Δ 時間と同じ波形を付加することにより, ガード

(注 1): 変調方式は通常, 移動通信でよく用いられる差動 QPSK を採用したが, 他の変調方式でも可能である.

区間長以内の遅延時間で到来する波によるチップ間干渉を防ぎ、伝送特性の劣化を抑えている。ガード区間長を超える遅延時間で到来する波は、OFDM の復調の際に他のキャリア信号にデータが拡散され、通信品質を大きく劣化させる。そこで、この波の除去が必要となり、本論文ではアダプティブアレーによりこの波を抑圧する。

2.2 提案受信システムの構成

K 素子アレーからなる提案受信システム構成を図 4 に示す。マルチパス伝搬路を通り到来した信号はアレーアンテナで受信される。それぞれのアンテナ素子において、BPF を通り、周波数ダウンコンバート及び LPF により帯域制限を行うことでベースバンド信号を得る。そして、ガード区間を取り除き有効チップ区間を離散フーリエ変換器 (DFT) へ通し、各キャリアの受信信号を得る。その後、干渉波を抑圧するため ESPRIT アルゴリズムを用いたアレー伝搬ベクトル

推定部及び DCMP アダプティブアレーの最適ウェートベクトル推定部へと入力される。この点については、3. で詳細を述べる。重み付けされて合成された後、各キャリア出力は復調 (差動復号化) され、P/S (Parallel to Serial) 変換されて、出力ビットデータが得られる。

以下、受信信号の表記を定義する。DFT 後において、第 m キャリアにおける第 k 番素子の入力信号、及び逆拡散後の信号をそれぞれ $x_k^m(t)$, $y_k^m(t)$ とすると、第 m キャリアの入力信号ベクトル $X_m(t)$ 、逆拡散後の信号ベクトル $Y_m(t)$ は

$$X_m(t) = [x_1^m(t), x_2^m(t), \dots, x_K^m(t)]^T \quad (4)$$

$$Y_m(t) = [y_1^m(t), y_2^m(t), \dots, y_K^m(t)]^T \quad (5)$$

$$(m = 1, 2, \dots, M)$$

のように定義される。ウェートは、到来波がアレーに対して狭帯域であると仮定し、各キャリア共通とした。第 k 番素子におけるウェートを w_k とすると、ウェートベクトルは

$$W = [w_1, w_2, \dots, w_K]^T \quad (6)$$

と定義される。したがって、第 m キャリアのアレー出力 $r^m(t)$ は $Y_m(t)$, W を用いて次式で表される。

$$r^m(t) = W^H Y_m(t) \quad (7)$$

ただし、上添字 T , H はそれぞれ転置、共役転置を表す。

なお、逆拡散用の符号データ $c(t)$ は所望信号に対して正確に同期がとれているとする。

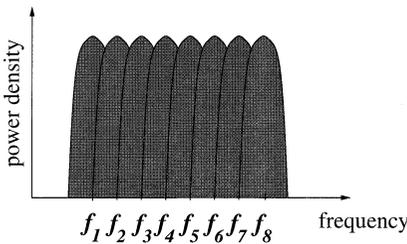
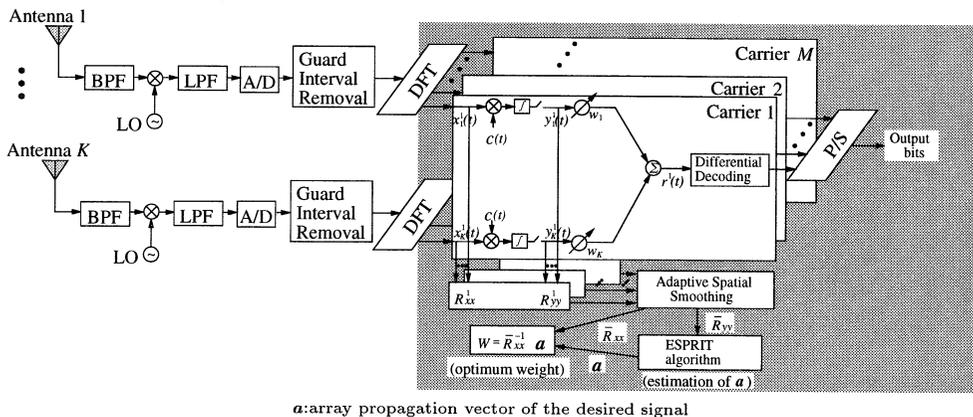


図 3 OFDM-CDMA 信号のスペクトル構成例 ($M = 8$)
Fig. 3 Conceptual frequency spectrum of OFDM-CDMA signal ($M = 8$).



a : array propagation vector of the desired signal

図 4 OFDM-CDMA の提案受信システムの構成
Fig. 4 Block diagram of proposed OFDM-CDMA receiving system.

3. 最適ウエートベクトル推定

3.1 適応型空間平均法による相関抑圧

OFDM 信号では、ガード区間長以内の遅延波が保持するデータは所望波のデータと各キャリアにおいて同一であり、遅延時間と到来角度による位相差が存在するだけである。したがって、所望波とガード区間長以内の遅延波との相互相関係数の大きさは 1 である。このような場合、各到来波のパラメータを正しく推定することはできない [6]。よって、前処理として空間平均法を用いて到来波間の相関を抑圧する必要がある。

従来の空間平均法は、相関のある波の位相関係は受信位置で異なるので、受信位置を平行移動させて相関値を求め、その平均効果により相互相関値を低下させるという方法である。実際には、図 5 (a) のようにアレーを動かさず全体のアレー（同一素子の等間隔リニアアレー）から同じ配列の部分アレー（サブアレー）を複数個取り出し、それらからの相関行列に対し空間平均の処理を施すという操作を行う。この場合、求め

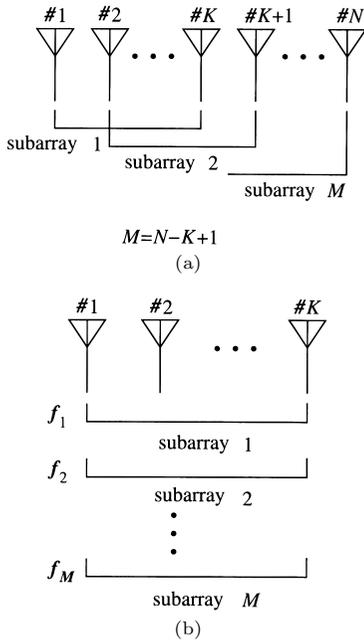


図 5 空間平均におけるサブアレー構成：(a) 従来の空間平均方式，(b) 周波数領域における空間平均方式（提案方式）

Fig. 5 Subarray configuration for spatial smoothing preprocessing: (a) conventional spatial smoothing, (b) frequency domain spatial smoothing (proposed method).

る相関行列の次数よりも多くのアンテナ素子を必要としてしまう。そこで本論文においては、図 5 (b) のように各キャリアからの相関行列に対し空間平均の処理を施した。これは、周波数が変化するとやはり相関のある波の位相関係が変化することを利用して相関抑圧を行う方式で、OFDM のサブキャリア成分をその周波数変化に対応させて (b) のようにサブアレーを形成すれば、アンテナ素子を増やすことなく空間平均処理を行うことができるという特長をもつ。また、信号の比帯域が十分小さければ素子間隔の電気長の変化の影響も無視でき、従来の空間平均法と同等の相関抑圧効果が得られると考える。

以上のことから、求める相関行列の次数とアンテナの素子数は同一となり、空間平均適用の際の必要アンテナ素子数の削減が可能である。

また、アダプティブアレーにおいて、到来波間の相関の抑圧度は干渉波抑圧度と比例関係にある [6]。よって、完全に干渉波を抑圧するには到来波間の相関も完全に抑圧しなければならない。このような鋭い抑圧を実現する空間平均法に、適応型空間平均法 [6], [10] がある。

適応型空間平均法とは、干渉波と所望波が無相関のとき同一素子等間隔リニアアレーの相関行列は Toeplitz 行列であることに着目した方法で、空間平均後の相関行列が Toeplitz 行列となるように、どの対角成分においても成分の分散が最小となるようにサブアレーの相関行列に対する重み付けを決定する方法である。そのように重み付けを求めることで、到来波間の相関をほぼ完全に抑圧することができる。

本論文では、所望波と相関の高い波のみを対象とするために、逆拡散後の信号の各キャリアの相関行列に対して適応型空間平均の処理を施した。逆拡散後の信号の第 m キャリアの相関行列は次式で表される。

$$R_{yy}^m = E[Y_m(t)Y_m^H(t)] \quad (8)$$

各相関行列に対する重み付けを z_m ($m = 1, \dots, M$) とすると M 個の相関行列の平均によって次式の相関行列が得られる。

$$\bar{R}_{yy} = \sum_{m=1}^M z_m R_{yy}^m \quad (9)$$

ただし、 z_m は実数であり、次式を満たすとする。

$$\sum_{m=1}^M z_m = 1 \quad (10)$$

この重み付けを、 \bar{R}_{yy} が Toeplitz 行列になるように適応的に求めるのである。 z_m の求め方の詳細は文献 [6] または文献 [10] を参照されたい。

各キャリアの入力信号（逆拡散前）の相関行列は最適ウエートベクトル W_{opt} を求めるため使用する。同様に到来波間の相関を抑圧する必要がある。本論文では、さきに求めた z_m を用いて重み付けをし、平均相関行列を求めた。次式は第 m キャリアの相関行列、及び平均後の相関行列を表す。

$$R_{xx}^m = E[X_m(t)X_m^H(t)] \quad (11)$$

$$\bar{R}_{xx} = \sum_{m=1}^M z_m R_{xx}^m \quad (12)$$

\bar{R}_{yy} は、ESPRIT アルゴリズムを用いた到来波のアレー伝搬ベクトル推定部へと入力される。また、 \bar{R}_{xx} は、DCMP アダプティブアレーの最適ウエートベクトル推定部へと入力される。

3.2 ESPRIT アルゴリズムによるアレー伝搬ベクトル推定

ESPRIT アルゴリズムは、高分解能到来波パラメータ推定法として知られている。本論文では、さきに求めた \bar{R}_{yy} をもとに相関波それぞれのアレー伝搬ベクトルを推定する。一般に ESPRIT アルゴリズムは、到来波の数を L とするとアンテナ素子数（空間平均適用の際はサブアレーの素子数）は $(L + 1)$ 以上必要である [7]。しかし、本論文では相関行列 \bar{R}_{yy} により推定するため、拡散符号と相関の低い波は雑音に埋もれている。よって、アンテナ素子数は（相関波数 + 1）以上であればよく、DS/CDMA 通信のようなユーザ数が多く、それ故到来する波が多い場合においても推定が可能となる。

推定した到来波のアレー伝搬ベクトルを a とする。この a が拘束ベクトルとして DCMP アダプティブアレーの最適ウエートベクトル推定部へと入力される。

3.3 DCMP アダプティブアレーによる最適ウエートベクトル推定

DCMP は文献 [5] で提案されたアルゴリズムで、必要な条件が「所望信号の到来方向が既知」ということであるため、そのような予備情報が得られにくい移動通信環境下において適用は難しいと考えられていた。しかし、近年のエレクトロニクス技術やデジタル信号処理の飛躍的な進歩により、ESPRIT などの到来波パラメータ推定アルゴリズムと併用して動作させることが可能となってきた。

DCMP の基本原理は、ウエートに関する線形な拘束条件のもとで出力電力を最小化することである。拘束条件の式は、

$$W^H a = 1 \quad (13)$$

a : 所望波のアレー伝搬ベクトル（拘束ベクトル）

のように表され、この条件の下で出力電力最小化を行うことにより次式の最適ウエートベクトルを得ることができる [5], [6]。

$$W_{opt} = \gamma \bar{R}_{xx}^{-1} a \quad (14)$$

ただし、 γ は正定数であるので、以下簡単のため $\gamma = 1$ として考える。ここで求めた最適ウエートベクトルを用いることで、出力において ISI・CCI を抑圧し所望波のみを捕らえることとなる。ガード区間長以内の完全相関の遅延波も抑圧することとなるが、ESPRIT アルゴリズムにより相関の高い波のアレー伝搬ベクトルをすべて推定することができるので、拘束ベクトルを変えることでそれぞれの波に対する最適ウエートベクトルを求めることができる。これは、相関波の分離受信を意味する。一般に完全相関の多重波はフラットフェージングを引き起こし、何らかのフェージング対策を必要とする。本システムにおいては、到来方向が異なればそれら完全相関波をアダプティブな指向性合成により分離受信し、それらの切換受信によるフェージングの軽減や適切な合成による利得向上がねらいである。

4. 計算機シミュレーション

本章では、本提案システムの基本特性解析、及び素子間相互結合に対する特性解析を、計算機シミュレーションを用いて行う。計算機シミュレーション条件を表 1 に示す。この場合、ガード区間長は 25 ns であり、

表 1 シミュレーション条件
Table 1 Simulation conditions.

アレー形状	5 素子等間隔リニアアレー
素子間隔	搬送波周波数の半波長
キャリア数	8
拡散符号	拡張 Gold 符号（符号長 32）
通信路	AGWN
入力 SNR	20 dB
シンボルレート	2.0 Msymbol/s
ガード区間長	0.25 t_c
搬送波周波数	2.0 GHz
最大ドップラーシフト	200 Hz

実際の移動通信環境においてはやや短めの設定となるが、ガード区間長以内の完全相関な多重波を分離受信するという本システムの目的から考えると、この値の違いによる影響はないと考える。なお、アレーのブロードサイド方向を 0° とし、周波数オフセット補償及びシンボル同期は完全であるとした。また、DCMP の最適ウエートは SMI 方式 [6] で求め、1 シンボルごとに更新し、100 イタレーション更新を繰り返した。

電波環境の詳細を表 2 に示す。到来波は、同期が完全である先行波 (wave#1), 完全相関波であるガード区間長以内の遅延波を 2 波 (wave#2, wave#3), そして相関の低いガード区間長を超える遅延波を 2 波 (wave#4, wave#5) の計 5 波とした。ただし、素波分離を目的とするので、すべての到来波はフェージング変動のない単一波としている。

4.1 基本特性に関する検討

まず、素子間相互結合のない状態で本提案システムの基本特性について検討を行った。各アンテナ素子の指向性は等方性とした。

図 6 に相関波 3 波それぞれの推定アレー伝搬ベクトルを用いて拘束した場合の最終ビームパターン、図 7 に wave#1 を拘束した場合の各波の収束特性を示す。

表 2 電波環境
Table 2 Radio environment.

	電力	到来角	遅延時間
wave#1	0 dB	0°	0.0
wave#2	0 dB	20°	0.5Δ
wave#3	0 dB	40°	1.0Δ
wave#4	0 dB	-30°	11.5Δ
wave#5	0 dB	-60°	17.5Δ
Δ :ガード区間長			

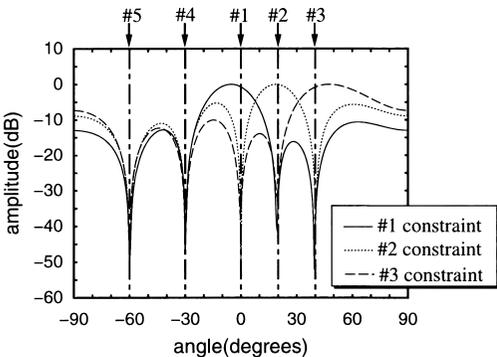


図 6 最終ビームパターン (素子間相互結合なし)
Fig. 6 Adapted array patterns (without mutual coupling).

図 7 の横軸はウエート更新回数を表し、本計算機シミュレーションにおいては 1 回の更新に要した時間は約 42 ms であった。

結果より、どの相関波を拘束した場合においても、高速にそして完全に他の波を抑圧できていることが確認できる。

図 8 に wave#1 を拘束した場合の入力 SNR (wave#1 に対する信号対雑音の電力比) に対する BER 特性を示す。これにより、本提案システムを用いることで通信品質が大幅に改善されていることが確認できる。

また図 9 に、一様空間平均 (各相関行列に対して一様に重み付けをする) と適応型空間平均を比較するために到来波 (wave#1 と wave#2) の遅延時間差に対する相関抑圧度 (Decorrelating factor: 空間平均後の相互相関係数と空間平均前の相互相関係数の比) を示

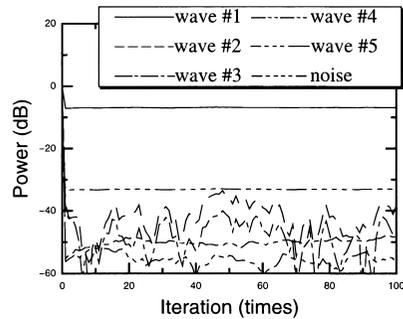


図 7 各波の収束特性 (wave#1 拘束, 素子間相互結合なし)
Fig. 7 Convergence characteristics (wave#1 constraint, without mutual coupling).

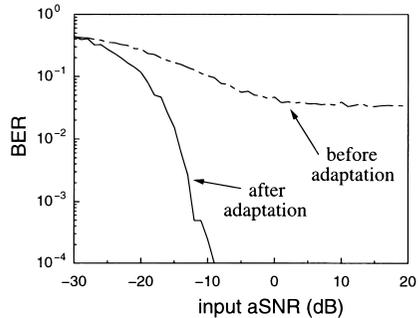


図 8 入力 SNR 対 BER 特性 (wave#1 拘束, 素子間相互結合なし)
Fig. 8 BER performance vs. input SNR (wave#1 constraint, without mutual coupling).

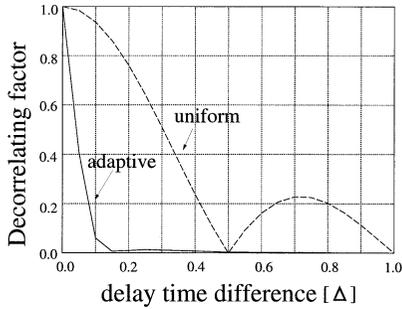


図 9 遅延時間差対相関抑圧度特性 (wave#1 と #2, 素子間相互結合なし)
 Fig. 9 Decorelation factor vs. delay time difference (wave#1 and #2, without mutual coupling).

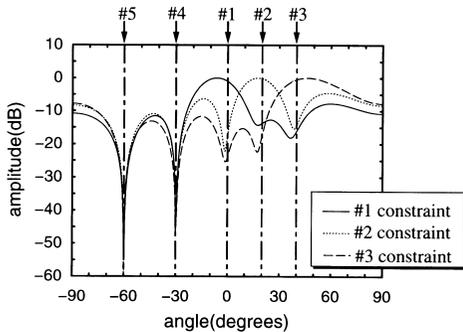


図 10 最終ビームパターン (素子間相互結合あり, 無給電素子なし)
 Fig. 10 Adapted array patterns (with mutual coupling, without dummy elements).

す。遅延時間差 0 で到来する場合以外は適応型空間平均のほうが大幅に相互相関を抑圧しており、適応型空間平均の効果が確認できる。

4.2 素子間相互結合に関する検討

次に、素子間相互結合がある場合、本提案システムがどのように動作するか検討した。素子間相互結合のインピーダンス行列は ICT (Improved Circuit Theory) [11] により計算した。各アンテナ素子は同一の垂直ダイポールアンテナであるとし、長さ $h = 0.47\lambda$ (λ : 搬送波の波長)、太さ $\Omega = 10$ とした。ただし、 $\Omega = 2\ln(h/a)$ (a : 素子半径) である。

図 10 に相関波 3 波それぞれの推定アレー伝搬ベクトルを用いて拘束した場合の最終ビームパターン、図 11 に wave#1 を拘束した場合の各波の収束特性を示す。なお、図 11 の横軸は図 7 と同じであり、1 回のウェイト更新に要した時間も図 7 の場合とほぼ同じ

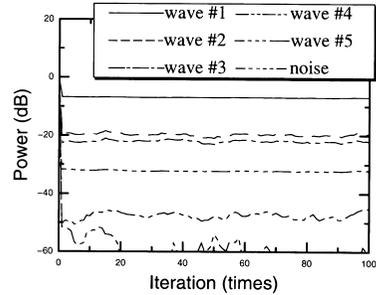


図 11 各波の収束特性 (wave#1 拘束, 素子間相互結合あり, 無給電素子なし)
 Fig. 11 Convergence characteristics (wave#1 constraint, with mutual coupling, without dummy elements).

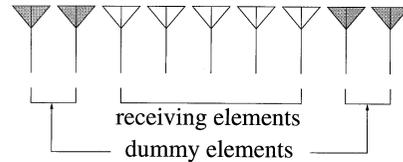


図 12 無給電素子の配列
 Fig. 12 Arrangement of dummy elements.

であった。

結果からわかるように、それぞれ所望の波に対してビームを向け、相関の低い波に対し深くヌルを向けているものの、他の相関波に対するヌルが浅くなっている。その理由としては、素子間相互結合の影響により各アンテナ素子における各波の成分の分布が一様ではないために、各到来波が無相関の場合であっても相関行列は Toeplitz 行列ではなくなってしまうからである。それゆえ、適応型空間平均により相関行列を Toeplitz 行列化しようとしても、深い相互相関の抑圧度を得ることができず、結局、他の相関波に対するヌルが浅くなるのであると考えられる。

それを改善するため、本論文では図 12 のようにアレーの両端に受信に用いないアンテナ素子 (無給電素子) を同じ数だけ配置し、各アンテナ素子における各波の成分の分布ができるだけ一様になるようにした。図 13 に無給電素子の数を変えたときの wave#1 の素子ごとの受信電力を示す。無給電素子を置かない場合、2 本 (片側 1 本) 及び 4 本 (片側 2 本) を配置した場合の分布の変化より、無給電素子配置の効果が認められる。wave#2 ~ wave#5 の各波のアレー上の電力分布も、図には示さないが同様に一様化される。

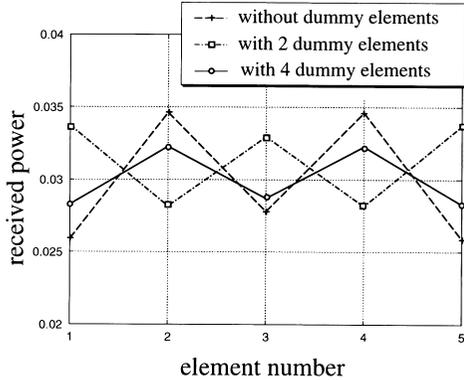


図 13 素子間相互結合がある場合のアレー各素子の受信電力分布 (wave#1)

Fig. 13 Received power distribution on array elements with mutual coupling (wave#1).

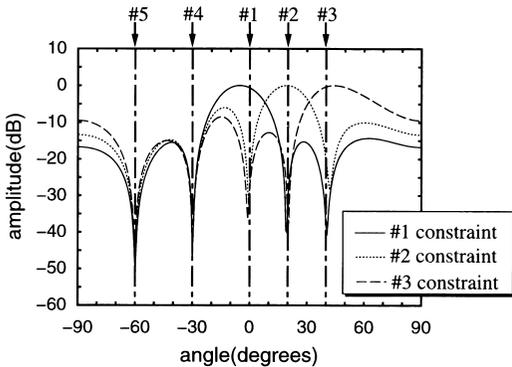


図 14 最終ビームパターン (素子間相互結合あり, 無給電素子あり)

Fig. 14 Adapted array patterns (with mutual coupling, with dummy elements).

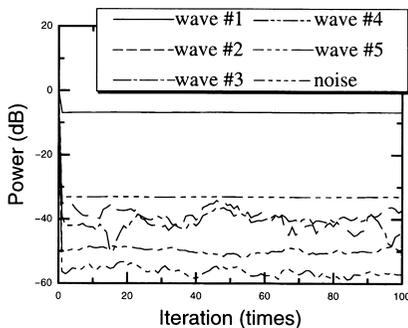


図 15 各波の収束特性 (wave#1 拘束, 素子間相互結合あり, 無給電素子あり)

Fig. 15 Convergence characteristics (wave#1 constraint, with mutual coupling, with dummy elements).

図 14 は無給電素子を 4 本配置したときの最終ビームパターンで, 図 15 はこのときの wave#1 を拘束した場合の各波の収束特性である. 無給電素子を両端に配置することにより, 素子間相互結合の影響がない場合とほぼ同様な結果を得ることが確認できる. これは, 図 13 のように各波の成分の分布が各アンテナ素子において均一化された結果, 適応型空間平均で相互相関を深く抑圧できるからである.

よって, 本提案システムは素子間相互結合がある場合においても, 無給電素子を配置することにより有効に動作することが確認できる.

5. む す び

本論文では, OFDM-CDMA 通信方式において到来波のアレー伝搬ベクトルを推定し DCMP アダプティブアレーを動作させる方式を提案し, 計算機シミュレーションにより評価した. これにより, 素子間相互結合の影響がある場合でも, ガード区間長以内の完全相関波を分離受信でき, かつ通信品質を大きく劣化させるガード区間長を超える遅延波も抑圧できることが示された. この相関波の分離受信を発展させれば, それぞれの受信出力の最適合成による更なる利得向上も可能である.

また, 最適ウエートの導出に多くの演算量・時間を要するが, キャリヤ数を増加することでシンボル継続時間を長くすることができ, 移動通信環境に追従できると考えられる.

今後, 分離受信された相関波の合成法について検討し, Rake 受信機と特性比較していくつもりである.

謝辞 本研究を進めるにあたり, 多大なる御協力・御助言を頂いた名古屋工業大学大学院工学研究科博士後期課程藤元美俊氏に深く感謝致します.

文 献

- [1] 横山光雄, スペクトル拡散通信システム, 科学技術出版, 東京, 1988.
- [2] 安達文幸訳, CDMA 移動体通信システム, 科学技術出版, 東京, 1997.
- [3] A. Naguib and A. Paulraj, "Recursive Adaptive Beamforming for Wireless CDMA," Proc. of ICC '95, pp.1515-1519, June 1995.
- [4] 斉藤洋一, デジタル無線通信の変遷, 電子情報通信学会編, 東京, 1996.
- [5] K. Takao, M. Fujita, and T. Nishi, "An Adaptive Antenna Array under Directional Constraint," IEEE Trans. Antennas & Propag., vol.AP-24, no.5, pp.662-669, Sept. 1976.
- [6] 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，東京，1998.

- [7] R. Roy and T. Kailath, "ESPRIT-Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques," IEEE Trans., vol.ASSP-37, pp.984-995, July 1989.
- [8] B. Ottersten, M. Viberg, and T. Kailath, "Performance Analysis of the Total Least Squares ESPRIT Algorithm," IEEE Trans. Signal Processing, vol.ASSP-33, no.2, pp.387-392, April. 1985.
- [9] 浦口 剛, 菊間信良, 稲垣直樹, "OFDM-CDMA 通信方式への DCMP アダプティブアレーの適用," 信学技報, A-P98-140, Jan. 1999.
- [10] K. Takao and N. Kikuma, "An Adaptive Array Utilizing an Adaptive Spatial Averaging Technique for Multipath Environments," IEEE Trans. Antennas & Propagt., vol.AP-35, no.12, pp1389-1396, Dec. 1987.
- [11] N. Inagaki, "An Improved Circuit Theory of a Multielement Antenna," IEEE Trans. Antennas & Propagt., vol.AP-17, no.2, pp120-124 March 1969.

(平成 11 年 3 月 25 日受付, 8 月 26 日再受付)



浦口 剛 (正員)

平 9 名工大・工・電気情報卒。平 11 同大学院博士前期課程了。同年三菱電機(株)入社。在学中,アダプティブアレーに関する研究に従事。



菊間 信良 (正員)

昭 57 名工大・工・電子卒。昭 62 京大大学院博士課程了。同年同大助手。昭 63 名工大助手, 平 2 同講師, 平 4 同助教授, 現在に至る。アダプティブアレー, 多重波伝搬解析, 構内無線通信, 電磁界理論の研究に従事。工博。第 4 回電気通信普及財団賞受賞。著書「アレーアンテナによる適応信号処理」。IEEE 会員。



稲垣 直樹 (正員)

昭 37 東工大・工・電気卒。昭 42 同大学院博士課程了。同年同大助手。昭 45 名工大助教授, 昭 59 同教授, 現在に至る。昭 54~55 米国オハイオ州立大エレクトロサイエンス研究所客員研究員(文部省在外研究員)。アンテナ及び電磁界理論の研究に従事。工博。昭 39 稲田賞, 昭 49 本会業績賞受賞。著書「電気・電子学生のための電磁波工学」など。電気学会, テレビジョン学会, IEEE 各会員。