

信号の周期定常性を利用した相関拘束付き CMA アダプティブアレー

紀平 一成[†] 菊間 信良[†] 稲垣 直樹[†]

Correlation Constrained CMA Adaptive Array Using Cyclostationary Signal Properties

Kadzunari KIHARA[†], Nobuyoshi KIKUMA[†], and Naoki INAGAKI[†]

あらまし CMA アダプティブアレーは、所望信号が定包絡線性を有していれば良好に動作し、優れた不要波抑圧特性をもつことから、移動通信への適用が期待されている。しかしながら、CMA は参照信号などの予備知識を必要としない反面、他の到来波も定包絡線性を有していれば、どの信号をとらえるかは予測できない。つまり、全く別の波源から到来した干渉波を誤って捕捉するおそれがある。したがって、通信品質を常に保証するためにはその所望波捕捉特性の改善が求められる。この改善策として、本論文では、変調信号などがもつ周期定常性を利用して所望波を保護する拘束条件を設定し、これを CMA に導入した相関拘束付き CMA アダプティブアレーを提案する。また計算機シミュレーションにより所望波捕捉特性並びに不要波抑圧能力を検討し、提案システムの有効性を確認した。

キーワード CMA アダプティブアレー、相関拘束、周期定常性、所望波捕捉特性、陸上移動通信

1. ま え が き

携帯電話や PHS の急激な普及にみられるように、近年の陸上移動通信の発展には目覚ましいものがある。更に今後は、データ伝送などのより高度なデジタル通信システムが実用化されようとしている。しかし、高速データ伝送を行う際には、建物などへの反射、回折、散乱による多重波伝搬に起因する周波数選択性フェージングが発生するため、符号間干渉 (ISI) が大きな問題となる。また、同一チャネル干渉をはじめとする別波源からの干渉波によっても通信品質は大きく劣化する。

このような通信品質劣化の要因を除去するための対策技術の一つにアダプティブアレーがある。アダプティブアレーはアレーアンテナの指向性を電波環境に依じて制御することにより不要波を除去する技術である。その動作原理の一つである CMA (Constant Modulus Algorithm) [1] は参照信号を必要としないことから、移動通信への適用が期待されている。また、CMA アダプティブアレーは優れた不要波抑圧特

性をもつことが知られている [2] ~ [4]。しかしながら、CMA は到来波が定包絡線信号であればどの信号をとらえるかは予測できず、別波源からの干渉波であっても誤って捕捉するおそれがある。したがって、通信品質を常に保証するためには所望波捕捉特性の改善が求められる。文献 [5] においては、誤捕捉した干渉波を入力ベクトル成分から引き去り再び CMA を施しているが、捕捉した信号を復調し、干渉信号かどうかの判定が必要になる。

本研究では、所望波捕捉特性の改善策として、変調信号がもつ周期定常性 [6], [7] に注目し、これを利用して所望波を拘束 (保護) することを試みる [8]。周期定常性を有する信号は、ある一定量の遅延及び周波数シフト操作を施した信号がもとの信号に何らかの相関をもつ性質を示す。これを周期相関という。また、このときの周波数シフト量は周期周波数と呼ばれ、搬送波周波数や変調方式、シンボルレート等により異なる。それゆえ、所望波と干渉波が同じ搬送波周波数であっても異なる変調方式あるいはシンボルレートで伝送されていれば、周期相関特性の違いで両者を識別することができる。そこで本論文では、所望波と干渉波の周期周波数が異なるという仮定のもとで、周期定常性を利用して入力信号から所望波に対して相関のある信号

[†] 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

を生成し、これを用いて所望波を保護する拘束条件を定義する。そして、これを CMA に導入する。拘束条件は所望波の周期相関値を規定するものであるので、提案システムを相関拘束付き CMA アダプティブアレーと呼ぶ。変調方式によっては予備知識として所望波のシンボルレートが必要になるが、事前の情報入手は容易でしかも確実に、シンボルレートを既知とすることのデメリットは少ないと考える。

提案システムの有効性の確認を目的として、本論文は以下のように構成される。まず、2. では CMA の動作原理と問題点について述べる。3. では周期定常信号とその周期相関特性について述べ、4. では周期定常性を利用した相関拘束付き CMA アダプティブアレーを提案する。そして、5. では計算機シミュレーションにより、提案した手法の所望波捕捉能力及び不要波抑圧能力について述べる。

2. CMA アダプティブアレー

CMA は文献 [1] 等で提案されたアルゴリズムで「所望信号が定包絡線性をもつ」という前提条件を満たしていれば、予備知識不要のブラインド処理が可能であり移動通信環境下において適用可能である。図 1 に K 素子アダプティブアレーの構成図を示す。 K 素子アダプティブアレーにおいて、 i 番目の素子における入力信号、ウエートをそれぞれ x_i , w_i とすると、入力信号ベクトル X , ウエートベクトル W は以下のように定義される。

$$X = [x_1, \dots, x_K]^T \quad (1)$$

$$W = [w_1, \dots, w_K]^T \quad (2)$$

アレー出力 y は X , W を用いて、

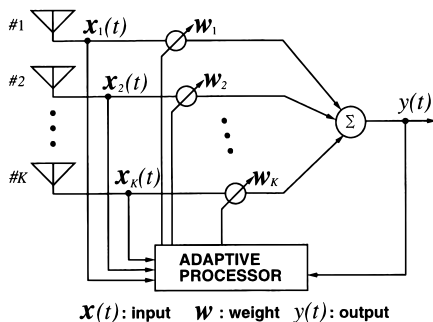


図 1 K 素子アダプティブアレーの構成図

Fig. 1 Configuration of a K -element adaptive array.

$$y = W^H X \quad (3)$$

で表すことができる。ここで、添字 T , H はそれぞれ転置と共役転置を表す。

CMA アダプティブアレーは、多重波環境における遅延波や同一チャネル干渉波などにより生じる出力振幅の変動成分を最小化するようにウエートを制御するので、最小化すべき評価関数は、以下のように定義される。

$$G(W) = \langle |y|^2 - \sigma^2 \rangle^2 \quad (4)$$

ここで、 $\langle \cdot \rangle$ は無限の時間平均操作を表し、 σ はアレー出力における所望の包絡線値を表す。式 (4) がウエートに関して非線形であるため、CMA のウエートは漸近的手法により評価関数 G が最小となるように制御される。

CMA は出力振幅を定包絡線化するという簡単な原理で複数の到来波のなかから 1 波のみをとらえることができるのであるが、その収束特性はウエートの初期値や σ の値に依存するため、所望波をとらえる保証はない。つまり、全く別の波源からの干渉波であっても定包絡線信号であれば捕捉するおそれがある。これを CMA のミスカプチャ (誤捕捉) 問題と呼ぶ。

3. 周期定常信号と周期相関

信号 $s(t)$ において、周期自己相関関数 (cyclic autocorrelation function) が式 (5) のように定義される [6]。

$$r_{ss}^{\alpha}(\tau) = \langle s(t + \tau/2) s^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} \rangle \quad (5)$$

ここで、 $*$ は複素共役、 τ は遅延、 α は周波数シフト量を表す。この $r_{ss}^{\alpha}(\tau)$ が $\alpha \neq 0$ において恒等的に 0 でないならば、周期周波数 α のスペクトル相関が存在する。このとき、 $s(t)$ は周期定常信号 (cyclostationary signal) [6] と呼ばれる。また、上式において共役操作 $*$ を取り除いた場合、共役周期相関と呼ばれる [9]。AM, PSK, PAM, FSK 等の多くの変調信号は周期定常信号であり、ある周期周波数 α と遅延 τ において $r_{ss}^{\alpha}(\tau) \neq 0$ となる性質がある。 α は搬送波周波数や変調方式、シンボルレート等により異なる。

実際に QPSK 信号を例にとり、周期自己相関関数を図 2 に示す。図中の T は信号のシンボル長を、 f_s はシンボルレートを表している。また、横軸は遅延 τ

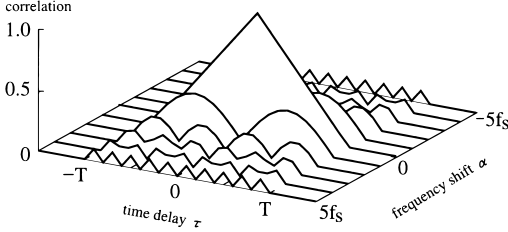


図2 QPSK 信号の周期自己相関関数

Fig.2 Cyclic autocorrelation function of a QPSK signal.

と周波数シフト量 α を、縦軸は相関係数の大きさを表す．図の $\alpha = 0$ においては従来の自己相関関数を表している．それに対して、シンボルレートの倍数だけ周波数シフトした信号との相関が 0 でないある値をもつことがわかる．すなわち、QPSK 信号の周期周波数 α はシンボルレートの倍数である．

この性質を利用して干渉波や雑音の影響を軽減し入力信号から所望波を抽出することを考える．信号 $x(t)$ を

$$x(t) = s(t) + i(t) + n(t) \quad (6)$$

と仮定する．ここで、 $s(t)$ は所望波、 $i(t)$ は所望波と無相関な干渉波、 $n(t)$ は白色雑音である． $\alpha \neq 0$ のとき、 $n(t)$ の周期自己相関関数は常に 0 となる．また、所望波と干渉波の周期周波数が異なるとして、 α を所望波の周期周波数に設定すると、信号 $x(t)$ の周期自己相関関数は

$$\begin{aligned} r_{xx}^{\alpha}(\tau) &= \langle x(t + \tau/2)x^*(t - \tau/2)e^{-j2\pi\alpha t} \rangle \\ &= r_{ss}^{\alpha}(\tau) + r_{ii}^{\alpha}(\tau) \\ &= r_{ss}^{\alpha}(\tau) \end{aligned} \quad (7)$$

となり、干渉波や雑音の影響を受けないことになる．

4. 相関拘束付き CMA アダプティブアレー

本論文で提案するシステムでは、まず 3. で述べた変調信号が有する周期定常性を利用して、入力信号から所望波に相関のある信号（基準相関信号）を発生させる．そして、その基準相関信号とアレー出力との相互相関値が常にある一定値となるような拘束条件を CMA に導入することで所望波捕捉特性の向上を図る．これを本論文では相関拘束付き CMA (CC-CMA) と呼ぶ．

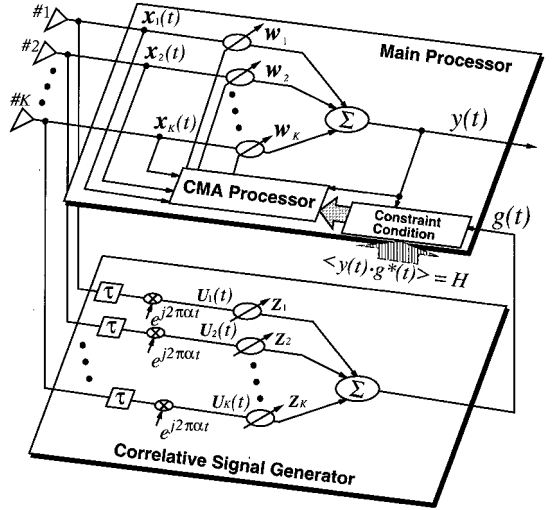


図3 相関拘束付き CMA アダプティブアレーの構成図

Fig.3 Configuration of a correlation constrained CMA adaptive array.

4.1 相 関 拘 束

図 3 に相関拘束付き CMA アダプティブアレーのシステム構成図を示す．図のように所望波と相関の高い基準相関信号 $g(t)$ を次式のように生成する．

$$\left. \begin{aligned} g(t) &= \mathbf{z}^H \mathbf{U}(t) \\ \mathbf{U}(t) &= \mathbf{X}(t - \tau) e^{j2\pi\alpha t} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

ここで、 α は所望波の周期周波数とする．また、 $\mathbf{z} = [z_1, \dots, z_K]^T$ はコントロールベクトルと呼ばれる．

こうして生成した基準相関信号を用いて、以下のようない拘束条件を定義する．

$$\langle y(t)g^*(t) \rangle = H \quad (9)$$

ここで、 H は任意の一定値であり拘束相関値と呼ぶ．式 (9) は基準相関信号 $g(t)$ とアレー出力 $y(t)$ の相互相関値を常にある一定値 H に保持することを意味する．したがって、この拘束を相関拘束と呼ぶ．

さて、式 (9) に式 (3) を代入することで次式が得られる．

$$\begin{aligned} \langle y(t)g^*(t) \rangle &= \langle \mathbf{W}^H \mathbf{X}(t)g^*(t) \rangle \\ &= \langle \mathbf{X}^T(t)g^*(t) \rangle \mathbf{W}^* \\ &= \mathbf{C}^T \mathbf{W}^* = H \end{aligned} \quad (10)$$

$$\mathbf{C} = \langle \mathbf{X}^T(t)g^*(t) \rangle \quad (11)$$

式 (10) は相関拘束がウエートに関する線形拘束の一種であることを表す．したがって，本論文では相互相関ベクトル C を拘束ベクトルと呼び，式 (10) の

$$C^T W^* = H \quad (12)$$

を拘束条件として用いる．

3. で用いた式 (6) の 2 波モデルをアレーアンテナへの入力信号ベクトルに拡張すると入力信号ベクトル $X(t)$ は次式で表される．

$$X(t) = s(t)V_s + i(t)V_i + N(t) \quad (13)$$

ここで， V_s ， V_i は所望波，干渉波それぞれの方向ベクトルであり，到来方向は変化しないとする．また， $N(t) = [n_1(t), \dots, n_K(t)]^T$ であり，各素子の雑音は互いに無相関であるとする．したがって，このモデルにおける拘束ベクトル C は

$$\begin{aligned} C &= \langle X(t)g^*(t) \rangle \\ &= ar_{ss}^\alpha(\tau)V_s + br_{ii}^\alpha(\tau)V_i \\ &= ar_{ss}^\alpha(\tau)V_s \end{aligned} \quad (14)$$

となる．ただし， $a = z^H V_s$ ， $b = z^H V_i$ である．式 (14) より拘束ベクトルは所望波の方向ベクトルとなることからわかる．つまり，相関拘束とは周期定常性を利用することで等価的に方向拘束のブラインド処理を行うと考えることもできる．

4.2 動作原理

相関拘束付き CMA の動作原理は「ウエートに関する拘束条件の下で出力振幅の変動成分を最小化することである．なお，従来の CMA では所望の包絡線値 σ により出力信号の振幅値を規定したが相関拘束付き CMA の場合， σ と H により二重に出力の振幅値が規定されることになる．そこで， σ で規定する従来型 CMA ではなく差動型 CMA [10], [11] を用いることにする．

差動型 CMA の特徴としては

- 従来型 CMA に比べて収束が速い．
- システムの自由度が不要波の数より多いとすべの到来波を抑圧してしまう．

などがあげられる [10], [11]．後者は差動型 CMA の短所であるが，今回提案する相関拘束を導入することにより所望波成分の保護を行うことができるので，この問題は解消される．こうして提案システムの評価関数は次式のようにおける．

$$Q(W) = \left\langle |y(m)|^2 - |y(m-1)|^2 \right\rangle \quad (15)$$

$$\text{subject to } C^T W^* = H \quad (16)$$

ここで， m はウエート更新の繰返し回数（イタレーション）を表し， $y(m)$ ， $y(m-1)$ はアレー出力の第 m イタレーション，及びその 1 イタレーション前のサンプルを表している．

本論文では最適化手法として，最急降下法を用いる．最急降下法によるウエートの更新式は， $X(m) = X_N$ ， $y(m) = y_N$ ， $X(m-1) = X_L$ ， $y(m-1) = y_L$ と定義して，以下のように表される．

$$W(m+1) = P\{W(m) - 4\mu \nabla_W Q(m)\} + F \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \nabla_W Q(m) &= \left\langle \{X_N y_N^* - X_L y_L^*\} \right. \\ &\quad \left. \times \{|y_N|^2 - |y_L|^2\} \right\rangle \end{aligned} \quad (18)$$

ここで，

$$P = I - \frac{CC^H}{C^H C} \quad (19)$$

$$F = \frac{H^*}{C^H C} C \quad (W(0) = F) \quad (20)$$

また， I は単位行列， μ はステップサイズを表す．

4.3 コントロールベクトルの設定法

本システムで用いる基準相関信号 $g(t)$ は周期定常性を利用して受信側でブラインド処理により生成するため，完全な所望波のレプリカではない．したがって，その精度を向上させることがシステムの収束特性の向上につながる．式 (8) からわかるようにコントロールベクトル z は $U(t)$ に対する重み付けベクトルであり，基準相関信号の精度に大きくかわかる．そこでコントロールベクトル z の設定方法について述べる．

4.3.1 任意の固定ベクトルによる設定

これは最も単純で簡単な方法であるが，基準相関信号の精度はあまり保証できない．通常はどの方向から所望波が到来するかは予測できないため，本論文では固定ベクトルとして $z = [1, 0, \dots, 0]^T$ を設定する．

4.3.2 SCORE による設定

SCORE (Spectral Self-Coherence Restoral) アルゴリズム [9] によるコントロールベクトルの設定法を説明する．SCORE とは Agee らによって提案され，式 (8) より生成した信号を参照信号として用いることで LMS のブラインド処理を可能にしたアルゴリズムである．SCORE は所望波と異なる周期周波数 α をもつ干渉波であれば良好に除去できる．文献 [9] では

数種のアプローチが提案されているが、ここではコントロールベクトルの最適化をも行う Cross SCORE のコントロールベクトル z とウエート W の更新式を以下に示す．

$$z \leftarrow R_{uu}^{-1} R_{ux} W \quad (21)$$

$$W \leftarrow R_{xx}^{-1} R_{xu} z \quad (22)$$

上式において、 R_{uu} 、 R_{xx} は $U(t)$ 、 $X(t)$ の自己相関行列、 R_{xu} 、 R_{ux} は $X(t)$ と $U(t)$ の相互相関行列を表す．本論文では、SCORE によりコントロールベクトルを設定する場合は、式 (21) を用いる．

5. 計算機シミュレーション

本章では、相関拘束付き CMA アダプティブアレーの所望波捕捉能力及び不要波抑圧能力について計算機シミュレーションを用いて検討する．シミュレーション条件は表 1 に示す．CMA による最適化の際は、1 シンボルにつき 1 サンプルをとり、15 シンボル分のサンプルを用いて式 (18) のデータスムージングをし、ウエートの更新を行う．CMA の初期ウエートは式 (20) の F とし、ステップサイズ μ は $\mu = 1/\{3 \text{ trace}(R_{xx})\}$ と設定する．また、拘束相関値 H は 1.0 とし、 α は所望波のシンボルレートとする ($\alpha = f_s$, $\tau = T_s/2$, f_s : 所望波のシンボルレート, T_s : 所望波のシンボル長)．本シミュレーションでは

- (a) コントロールベクトルを $[1, 0, 0, 0]^T$ とした相関拘束付き CMA
- (b) コントロールベクトルを Cross SCORE により設定した相関拘束付き CMA
- (c) 初期ウエートを $[1, 0, 0, 0]^T$ とした従来型 CMA
- (d) Cross SCORE により初期ウエートを設定した従来型 CMA [12]

の四つのタイプについて比較・検討を行う．なお (c) と (d) の従来型 CMA において包絡線値 σ は 1.0 (0 dB)

とする．また、拘束ベクトル、コントロールベクトル及び初期ウエートを信号の周期定常性 (SCORE) に基づいて設定する際には 1 シンボルにつき 10 サンプルとる．

相関拘束付き CMA の要である拘束ベクトル C の設定法については次の 2 種類の方法をそれぞれ検討する．

- (I) あらかじめ入力信号の数シンボル (N) を用いて設定し、後は固定のままとする．
 - (II) CMA によるウエートの最適化と並列処理で拘束ベクトルを設定し、更新する．
- (II) の方式において、拘束ベクトル C の更新は次のように行う．

$$\left. \begin{aligned} C(1) &= X(1)g^*(1) \\ C(m) &= \beta C(m-1) \\ &\quad + (1-\beta)X(m)g^*(m) \\ &\quad (m = 2, 3, \dots) \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

ここで、 β ($0 < \beta < 1$) は忘却係数を表す．本論文では $1 - \beta = 1/m$ (一様平均) として検討する．また、コントロールベクトル z についても、Cross SCORE を用いる (b) のシステムでは、

$$z(m) = R_{uu}^{-1}(m)R_{ux}(m)W(m-1) \quad (24)$$

として更新する．この (II) の方式は CMA によるウエート更新と平行で拘束ベクトルの更新を行うため、1 イタレーションにつき CMA のアダプテーションに用いるデータシンボル数と同じ 15 シンボルを用いて拘束ベクトルを更新する． $R_{uu}(m)$ と $R_{ux}(m)$ は式 (23) の拘束ベクトル C の更新と同様に、 $X(m)$ 、 $U(m)$ と忘却係数を用いて、逐次更新を行う．

また、手法 (I) と (II) の CMA によるウエート更新の開始時点が異なることに注意されたい．

5.1 2 波 (所望波 + 干渉波) モデル

まず、所望波と干渉波が到来する 2 波モデルにおいて検討を行う．詳細な電波環境は表 2 に示す．なお、本シミュレーションにおいて 10,000 個のシンボルで

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

アレー形状	4 素子半波長等間隔リニアアレー
素子指向性	等方性
到来方向	ブロードサイド方向からの角度
変調符号	M 系列 15 段 PN 符号
変調信号	QPSK
フィルタ	ナイキスト (ロールオフファクタ: 0.5) ($BT = 1$, B : 帯域幅, T : 1 シンボル長)
入力 SNR	20 dB
搬送波周波数	1.5 GHz
通信路	スタティック AGWN

表 2 電波環境 1
Table 2 Radio environment 1.

	所望波	干渉波
到来角 [deg]	0	60
電力 [dB]	-30 ~ 10	0
シンボルレート [Msps]	1.5	0.6

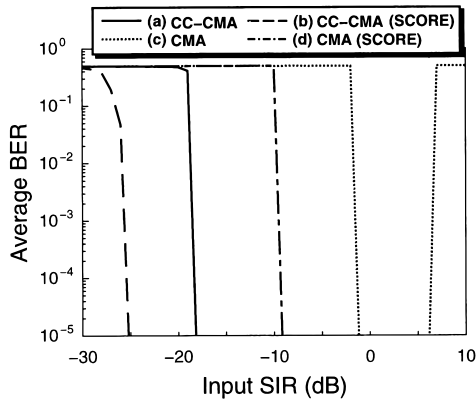


図4 入力 SIR に対する平均符号誤り率特性 (CC-CMA : 方式 (I) ($N = 45$), 環境 : 表 2)

Fig. 4 BER performance vs. input SIR for Table 2 (CC-CMA: method (I) ($N = 45$)).

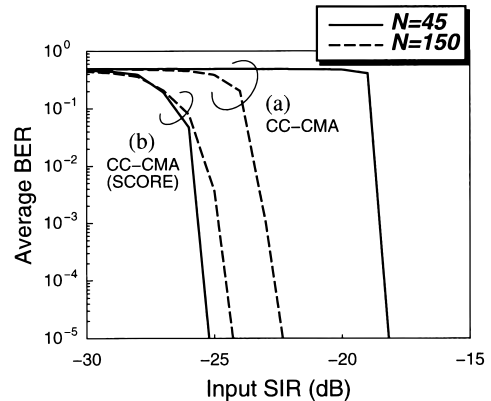


図5 入力 SIR に対する相関拘束付き CMA の平均符号誤り率特性 (CC-CMA : 方式 (I) ($N = 45, 150$), 環境 : 表 2)

Fig. 5 BER performance of CC-CMA vs. input SIR for Table 2 (CC-CMA: method (I) ($N = 45, 150$)).

周期相関値を計算したところ、所望波電力が 0 dB の場合、 $r_{ss}^{\alpha} = 0.11$, $r_{ii}^{\alpha} = 5.7 \times 10^{-7}$ であった。

5.1.1 方式 (I) の相関拘束付き CMA の場合

図 4 に 1,000 イタレーション後の入力 SIR に対する平均符号誤り率特性を示す。ここで、入力 SIR はアンテナに入射する所望波と干渉波の電界強度比で定義する。図 4 において拘束ベクトル及び初期ウエートを求めるのに用いるデータ数 N は 45 シンボルである。(c) の初期指向性を無指向性とした従来型 CMA では入力 SIR が $-1 \sim 6$ dB の範囲外では干渉波をとらえた結果、符号誤りが生じている。それに対して (a), (b) のシステムは拘束条件を導入することにより所望波を保護することができるので、単に従来型 CMA において初期ウエートを SCORE により設定した (d) と比較しても所望波捕捉特性がかなり向上しているのが確認できる。また、(b) については行列演算を行うために処理規模が増大するものの、コントロールベクトルを適切に設定することで基準相関信号に含まれる干渉波成分を減少させることができるため、拘束ベクトルの精度を向上させることができる。したがって、(a) に比べて低い入力 SIR においても優れた特性を得ることが可能となる。

更にデータ数 N を 150 シンボルに増やして拘束ベクトル及び初期ウエートを求めた場合の結果を図 5 に示す。(a) の相関拘束付き CMA は更に特性の向上がみられる。これはスムージングデータ数の増加で、より正確な所望波の拘束ベクトルが生成できるためである。また、(b) については $N = 45$ の場合よりも劣化して

いるが、これはシミュレーション誤差である。なお、相関拘束付き CMA においても入力 SIR が -25 dB 付近になると誤りが生じているが、干渉波をとらえたためではない。これは所望波電力が小さいと、データ数 N が 150 シンボル程度では十分に正確な拘束ベクトルが作れないのと、2 波の電力比が大きくなりすぎて最急降下法による収束が遅くなっているためである。確認のため、拘束ベクトルを所望波の方向ベクトルとする理想的な拘束条件のもとでシミュレーションを行ったが、やはり 1,000 イタレーションでは十分に収束せず誤りを生じた。このことから、干渉波をとらえるというミスカップチャ (誤捕捉) によって発生した符号誤りではないことを付け加えておく。

以上より、入力 SIR がかなり低い環境においても相関拘束を導入することで干渉波に対する CMA の所望波捕捉特性がかなり向上することが確認できた。

5.1.2 方式 (II) の相関拘束付き CMA の場合

図 6 に 1,000 イタレーション後の入力 SIR に対する平均符号誤り率特性を示す。図 6 よりシステム (a), (b) とともに非常に良好な特性が得られている。拘束ベクトルを更新するということはウエートの拘束平面が変化することになり、不安定な動作をすることが予想されたが収束後の特性は良好であった。これについては入力 SIR が -15 dB の場合を例にとり、その収束特性について詳しく検討する。図 7 にシステム (b) の収束特性を示す。図 (a) は拘束ベクトルを重み付けとし

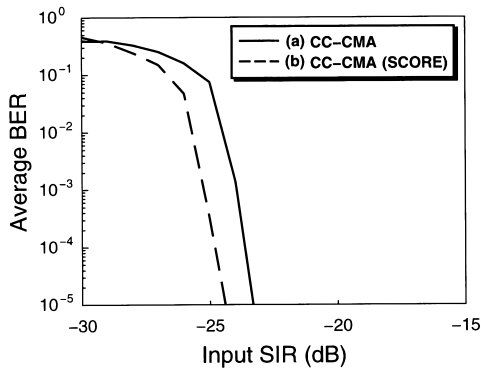
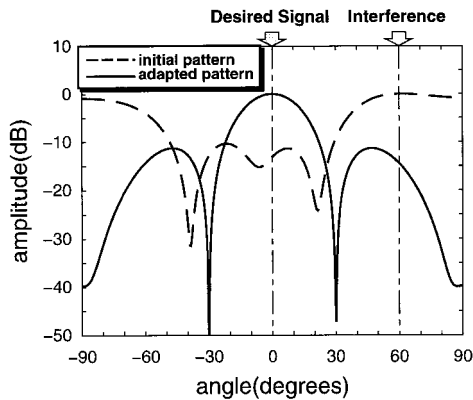
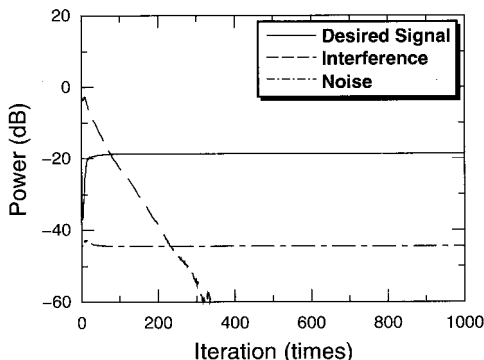


図 6 入力 SIR に対する相関拘束付き CMA の平均符号誤り率特性 (CC-CMA: 方式 (II), 環境: 表 2)
Fig. 6 BER performance of CC-CMA vs. input SIR for Table 2 (CC-CMA: method (II)).



(a) Directional patterns by the constraint vectors



(b) Output powers vs. iteration

図 7 システム (b) の相関拘束付き CMA の収束特性 (入力 SIR = -15 dB, 拘束ベクトル: 方式 (II), 環境: 表 2)

Fig. 7 Convergence characteristics of system (b) for Table 2 (input SIR = -15 dB, method (II)).

た指向性パターンでどれくらい所望波に対してメインビームを向けているかで、拘束ベクトルの正確さを判断することができる。図 (b) は各波の出力電力特性を示す。図 7 (a) を見ると初期状態では所望波に対してメインビームを向けていない。つまり、拘束ベクトルが不完全であることを意味する (II) の更新方式では 15 シンボルずつで拘束ベクトルを更新するため、最初の数イタレーションはデータスムージングの効果が十分に得られず、初期の特性は不安定であるといえる。しかし、イタレーションを重ねることでデータスムージング効果により拘束ベクトルは所望波の方向ベクトルに近づいていく。これは図 7 (a) の収束後の拘束ベクトルパターンを見れば明らかである。また、同図 (b) の出力電力特性から確実に所望波捕捉の状態に向かっていることが確認できる。

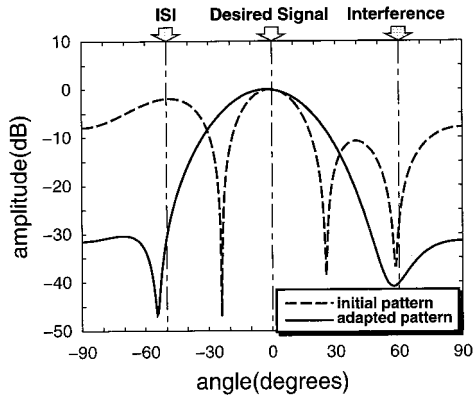
5.2 3 波 (所望波 + 干渉波 + 遅延波) モデル

つぎに、遅延波も加えた 3 波モデルにおける検討を行う。同じ周期周波数 α をもつ信号群は同じ周期相関特性を示すために SCORE では遅延波は抑圧できない。それに対して、相関拘束付き CMA はある周期周波数 α をもつ信号群を保護する拘束条件を満足しつつ、CMA の能力 (定包絡線化) により最終的にはその信号群から 1 波のみを捕捉し、他はすべて抑圧することができる。以下にその特性を詳しく述べる。電波環境は表 3 のように設定する。図 8 (a), (b) にシステム (b) のアレーパターンと出力電力特性を示す。拘束ベクトルの設定法は (I) の固定方式とし、データ数 N は 150 シンボルとする。図 8 より、初期状態では周期相関特性の性質から同じ周期周波数 α をもつ所望波、遅延波ともにメインビームを向けて拘束している。しかし、イタレーションを重ねるにつれて CMA の出力振幅を定包絡線化する動作によってどちらか一方のみをとらえることになり、最終的には所望波のみを捕捉しているのが確認できる。なお、所望波と遅延波の電力比によっては遅延波をとらえる場合もある。

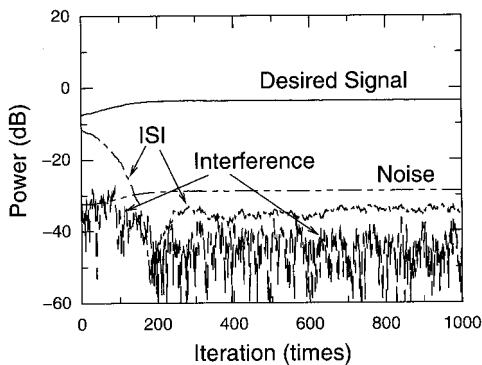
表 3 電波環境 2

Table 3 Radio environment 2.

	所望波	干渉波	遅延波
到来角 [deg]	0	60	-50
電力 [dB]	-3	0	-5
遅延時間	0.0	-	T_s
シンボルレート [Msps]	1.5	0.6	-
T_s : 所望波のシンボル長			



(a) Directional patterns by the weight vectors



(b) Output powers vs. iteration

図8 システム (b) の相関拘束付き CMA の収束特性 (拘束ベクトル: 方式 (I) ($N = 150$), 環境: 表 3)Fig. 8 Convergence characteristics of system (b) for Table 3 (method (I) ($N = 150$)).

6. む す び

本論文では、信号の周期定常性を利用して所望波を保護する拘束条件を CMA に導入した、相関拘束付き CMA アダプティブアレーを提案し、計算機シミュレーションにより検討を行った。その結果、従来の CMA に比べてかなり所望波捕捉特性が向上することが確認できた。拘束条件 (拘束ベクトル) については、CMA による最適化の前にあらかじめ設定する固定方式と、CMA による最適化と並列処理で更新する方式の 2 種類について検討を行った。前者は初期状態から優れた特性を示すが、実際には CMA による最適化の前処理として、ある程度正確な拘束条件を設定するためになるべく多くのデータサンプルを必要とするため、ウェイト更新を開始するまでにタイムロスが生じること

になる。一方、後者は初期段階こそやや不安定であってもイタレーションを重ねるごとにデータスムージング効果により拘束ベクトルの精度が向上し、良好な結果となる。しかも、更新方式においてはコントロールベクトルを $[1, 0, \dots, 0]^T$ という最も簡単な設定としても優れた所望波捕捉特性が得られた。したがって、拘束条件の更新により相関拘束付き CMA アダプティブアレーが時々刻々と変化する実際の電波環境に追従することが期待できる。

本論文では、所望波と干渉波のシンボルレートが異なると仮定して相関拘束付き CMA アダプティブアレーの基本的な特性について検討を行ったが、今後は所望波と干渉波の周期周波数が接近している場合の特性等、より厳しい環境での検討を行う予定である。また、より具体的な方向として、適応変調方式 [13] への適用可能性について検討を進めていきたい。この場合、シンボルレートは異なるが整数倍の関係にあるために周期周波数が同じになり、本手法の有効性の有無が関心あるところとなる。

文 献

- [1] J.R. Treichler and B.G. Agee, "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals," IEEE Trans., vol. ASSP-31, pp. 459-472, April 1983.
- [2] 高原幸一, 鷹尾和昭, "多重波抑圧用アダプティブアレー," 信学技報, CS-87-12, Jan. 1987.
- [3] 大鐘武雄, "陸上移動通信における CMA アダプティブアレーの選択性フェージング補償特性," 信学論 (B-II), vol. J73-B-II, no. 10, pp. 489-497, Oct. 1990.
- [4] 藤元美俊, 菊間信良, 稲垣直樹, "マルカト法を用いた CMA アダプティブアレーの多重波抑圧特性," 信学論 (B-II), vol. J74-B-II, no. 11, pp. 599-607, Nov. 1991.
- [5] 古川博史, 神尾享秀, 笹岡秀一, "CMA アダプティブアレーを用いた同一チャネル干渉キャンセラ," 信学論 (B-II), vol. J81-B-II, no. 6, pp. 565-574, June 1998.
- [6] W.A. Gardner, "Exploitation of Spectral Redundancy in Cyclostationary Signals," IEEE Signal Processing Magazine, April 1991.
- [7] 辻 宏之, 辛 景民, 吉本繁壽, 佐野 昭, "周期定常を利用したアレーアンテナにおける到来波数と方向推定," 信学論 (B-II), vol. J81-B-II, no. 1, pp. 19-28, Jan. 1998.
- [8] 紀平一成, 菊間信良, 稲垣直樹, "信号の周期定常性を利用した相関拘束付 CMA アダプティブアレー," 信学技法, A-P97-169, Jan. 1998.
- [9] B.G. Agee, S.V. Schell, and W.A. Gardner, "Spectral Self-Coherence Restoral: A New Approach to Blind Adaptive Signal Extraction Using Antenna Arrays," Proc. IEEE, vol. 78, no. 4, pp. 753-767, April 1990.
- [10] 高原幸一, "多重波抑圧用 CMA アダプティブアレーの研究," 修士論文, 京都大学 1988.
- [11] K. Nishimori, N. Kikuma, and N. Inagaki, "The

Differential CMA Adaptive Array Antenna Using an Eigen-Beamspace System,” IEICE Trans. Commun., vol.E78-B, no.11, pp.1480–1488, Nov. 1995.

- [12] 紀平一成, 山崎景子, 菊間信良, 稲垣直樹, “SCOREを用いた CMA アダプティブアレーの初期ウエート設定についての検討,” 平 9 信学総全大, B-5-93, 1997.
- [13] S. Sampei, S. Komaki, and N. Morinaga, “Adaptive Modulation/TDMA Scheme for Large Capacity Personal Multi-Media Communication Systems,” IEICE Trans. Commun., vol.E77-B, no.9, pp.1096–1103, Sept. 1994.

(平成 10 年 3 月 27 日受付, 8 月 3 日再受付)



紀平 一成 (正員)

平 8 名工大・工・電気情報卒。平 10 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。同年京大助手, 昭 63 名工大助手, 平 2 同講師, 平 4 同助教授, 現在に至る。工博。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。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。工博。同年東工大助手。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。昭 39 稲田賞, 昭 49 年本会業績賞受賞。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。