

# QAM 信号に対する CMA アダプティブアレーの動作解析

西森健太郎<sup>†\*</sup>

菊間 信良<sup>†</sup>

稲垣 直樹<sup>†</sup>

## Performance Analysis of CMA Adaptive Array for QAM Signals

Kentaro NISHIMORI<sup>†\*</sup>, Nobuyoshi KIKUMA<sup>†</sup>, and Naoki INAGAKI<sup>†</sup>

あらまし 近年、陸上移動通信は急速な進歩を遂げているが、今まで以上に高速伝送を行う際、多重波伝搬による周波数選択性フェージングが問題となる。この対策として、アダプティブアレーを用いることが検討されているが、そのなかでも、CMA アダプティブアレーは優れた干渉波抑圧特性をもつことが知られている。CMA は、従来定包絡線信号を対象に考え出されたものであるが、周波数利用効率の観点から 16QAM 信号等の非定包絡線信号に対する CMA の特性が注目され、その動作例が報告されている。しかし、CMA が QAM 信号に対して良好に動作する理由についてはいまだ明らかにされていない。本論文では、2 波モデルを用いて QAM 信号に対する CMA の動作解析（多重波抑圧特性と収束特性の解析）を理論的に行った。また、計算機シミュレーションによる検討を行い、理論解析の妥当性を立証した。

キーワード CMA アダプティブアレー、QAM 信号、動作解析、最急降下法、陸上移動通信

### 1. ま え が き

近年の陸上移動通信に対する発展は目覚ましいものがあり、それに対する需要は急増している。また、音声のみならず、データ通信や画像通信等のサービスも考慮した通信システムの開発が行われている。このためには、将来的には数 Mbps 程度の高速伝送を行う必要がある。しかし、高速デジタル伝送を行う際、多重波伝搬による伝搬遅延ひずみが生じるため、周波数選択性フェージングが生じることによる通信品質の劣化が深刻な問題となっている。そういった電波環境において所望の信号のみを受信し、不要な信号を除去するシステムが要求される。その対策の一つとしてアダプティブアレーを用いることが提案されている。

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応じて制御することにより不要波を除去する技術であり、遅延時間差の長い多重波ほど抑圧能力が向上する。これは高速伝送に伴った周波数選択性フェージングに非常に有効な技術である [1]~[4]。その指導原理の一つである CMA (Constant Modulus Algorithm) [5] 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、多重波環境において優れた干渉波抑圧特性をもつことが知られている [2]~[4]。

従来、CMA は定包絡線性を有する信号に対して考え出されたアルゴリズムであり、変調方式として GMSK [4] や  $\pi/4$  シフト QPSK [6] を用いることが検討されている。完全な定包絡線性をもつ GMSK を変調方式とした場合は、問題なく CMA を適用することができる [4]。また、 $\pi/4$  シフト QPSK を変調方式として用いる場合、帯域制限を施すことで定包絡線性を失うものの、誤り率で評価する限り特性の劣化が生じないことが報告されている [6]。

一方、周波数利用効率を高めるために有効な変調方式として、QAM に代表される多値高能率変調方式がある。QAM 信号は非常に周波数利用効率の高い変調方式であることから、現在の陸上移動通信の周波数帯の逼迫を考えると非常に有効である。しかし、QAM 信号は、PSK 信号等と比べ信号間のユークリッド距離が小さくなるため、多値化を行うほどその距離が小さくなり誤りが生じやすくなる。また、フェージングの影響を受けやすいといった問題がある。そのため何らかの対策技術が必要であり、その対策として 16QAM 信号に対するフェージングひずみを補償する技術が検討されている [7],[8]。

<sup>†</sup> 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 Japan

\* 現在、日本電信電話株式会社

CMA においても QAM で動作することが既に報告されている [9]~[11]。しかし、これらの検討は計算機シミュレーションによる基本的な動作例を示したものであり、CMA が定包絡線性を本質的にもたない QAM 信号に対して良好に動作する理由についてはいまだ明らかにされていない。

本論文では、CMA が QAM 信号に対して良好な信号捕捉特性および干渉波抑圧特性を示す理由を調べるため、2 波モデルを用いて理論的に動作解析を行う。また、解析で得られた結果を立証するために計算機シミュレーションによる検討を行う。

## 2. CMA アダプティブアレーの原理および QAM 信号

### 2.1 CMA アダプティブアレーの原理

CMA は文献 [5] で提案されたアルゴリズムで、必要な情報が「所望波が定包絡線性をもつ」ということであるので、予備情報が得られにくいフェージング下においても適用可能である。図 1 に  $K$  素子アダプティブアレーを示す。図 1 において  $k$  番目の素子における入力信号、ウェートをそれぞれ  $x_k$ ,  $w_k$  とすると、入力信号ベクトル  $\mathbf{X}$ , ウェートベクトル  $\mathbf{W}$  は以下のように定義される。

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

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

またアレーの出力  $y$  は  $\mathbf{X}$ ,  $\mathbf{W}$  を用いて、

$$y = \mathbf{X}^T \mathbf{W}^* \quad (3)$$

で表すことができる。ここで、添字  $T$  は転置を、添字  $*$  は複素共役を表す。

CMA アダプティブアレーは、多重波伝搬により生じる出力信号の包絡線ひずみ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。

$$Q(\mathbf{W}) = E \left[ |y|^2 - \sigma^2 \right]^2 \quad (4)$$

ここで、 $E[\cdot]$  は期待値を表し、 $\sigma$  はアレー出力における所望の包絡線値を表す。式 (4) がウェートに関して非線形であるために最適ウェートを閉形式で直接的に表すことはできない。それ故、CMA のウェートは漸近的手法により式 (4) の評価関数  $Q$  が最小となるように制御される。本論文では最適化手法として、最急降下法を用いる。 $m$  イタレーション後のウェートおよび評価関数をそれぞれ  $\mathbf{W}(m)$ ,  $Q(m)$  とすると、最急降下法によるウェート更新式は次式で与えられる。

$$\mathbf{W}(m+1) = \mathbf{W}(m) - \mu \nabla_{\mathbf{W}} Q(m) \quad (5)$$

ここで、 $\mu$  はステップサイズである。また  $\nabla_{\mathbf{W}} Q$  は  $Q$  の  $\mathbf{W}$  に関するこう配ベクトルであり次式で表される。

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{W}} Q(m) &= 4(|y(m)|^2 - \sigma^2) \mathbf{X}(m) y^*(m) \\ &= 4(|y(m)|^2 - \sigma^2) \mathbf{X}(m) \mathbf{X}^\dagger(m) \mathbf{W}(m) \end{aligned} \quad (6)$$

従って、最急降下法による CMA のウェート更新式は次式で表される。

$$\begin{aligned} \mathbf{W}(m+1) &= \mathbf{W}(m) - 4\mu (|y(m)|^2 - \sigma^2) \\ &\quad \times \mathbf{X}(m) \mathbf{X}^\dagger(m) \mathbf{W}(m) \end{aligned} \quad (7)$$

ここで、添字  $\dagger$  は複素共役転置を表す。通常、複数のデータサンプルを用いて  $\nabla_{\mathbf{W}} Q(m)$  の平均値を求め、これによりウェートを更新する。これを本論文ではデータスムージングと呼ぶ。

既に、Godard は文献 [9] において式 (4) を用いた QAM 信号に対する捕捉特性を示している。本論文においても式 (4) の評価関数を用い、より詳細な捕捉特性の検討を行う。

### 2.2 QAM 信号

QAM 信号とは、振幅変調と位相変調を組み合わせたものである。 $N$  値 QAM は  $\log_2 N$  ビットで 1 シンボルを構成している変調方式であるため、PSK 信号等に比べ周波数有効利用を考えた場合、非常に有効な変調方式である。QAM 信号の代表的なものとして図 2 に 16QAM 信号の信号点配置を示す。図 2 より、

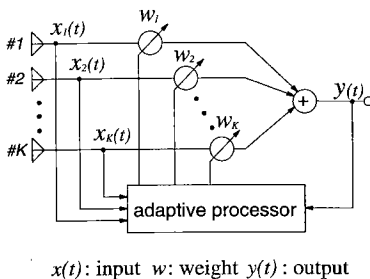


図 1  $K$  素子アダプティブアレーの構成図

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

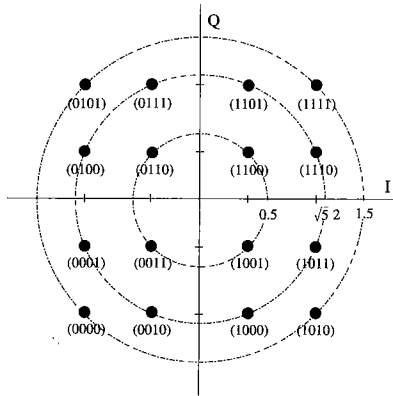


図2 16 QAM 信号の信号点配置  
Fig.2 Space diagram of 16 QAM signal.

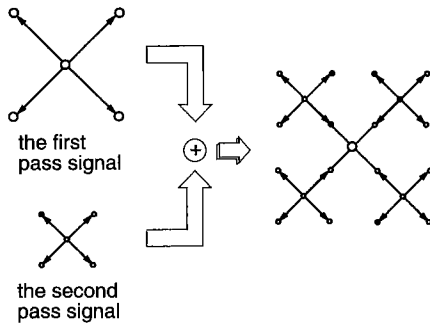


図3 二つの QPSK 信号から 16 QAM 信号を得る原理図  
Fig.3 16 QAM signal composed of two QPSK signals.

16 QAM 信号の場合三つの包絡線をもつ。このように QAM 信号は複数の包絡線をもち、本質的に定包絡線性をもたない変調方式である。

つぎに図 3 に 16 QAM 信号を得る原理図を示す。16 QAM 信号を生成する方法はいくつか示されているが、本論文では位相変調信号を足し合わせる方式（重畳変調方式）を採用する。図 3 において二つの QPSK 信号を考える。第 1 パス信号の振幅を  $A$  とし、第 2 パス信号を、第 1 パス信号に比べて振幅を  $1/2$  だけ減衰させ  $A/2$  とする。これらを図 3 のように合成することで 16 QAM 信号が得られる。他の QAM 信号に対しても同様の方法で得ることができる。

### 3. CMA の QAM 信号に対する動作解析

これまで CMA に関して、定包絡線信号に対する多重波抑圧原理の証明 [3], [5], 2 波モデルによる動作特性の解析 [12]~[14] が行われている。本章では、これら定包絡線信号用の解析モデル [12] に基づいて、QAM

信号を対象とした場合の

(1) 2 波モデルにおける CMA の干渉波抑圧原理の証明

(2) 2 波モデルにおける CMA の収束特性について検討する。

#### 3.1 解析モデル

図 3 に示した 16 QAM の場合の信号の発生方法をもとに、 $N$  値 QAM の場合の信号表現を以下に示す。

$$s_l(t) = A_l \sum_{n=1}^M \frac{1}{2^{n-1}} \exp(j\gamma_{ln}) \quad (8)$$

$$\gamma_{ln} = 2\pi f_c(t - \tau_l) + \varphi_{ln}(t) + \Delta\theta_l \quad (9)$$

$$\varphi_{ln}(t) = \frac{\pi}{4}(2m_{ln} - 1) \quad (m_{ln} = 1, 2, 3, 4) \quad (10)$$

$$L = \log_2 N : 1 \text{ シンボル当りのビット数} \quad (11)$$

$$M = L/2 : \text{パスの数} \quad (12)$$

これらの式で添字  $l$  は第  $l$  波の遅延波を表す。以下も同様である。 $A_l$  は第  $l$  波の第 1 パス信号の振幅で、 $\gamma_{ln}$  は第  $l$  波の各パス ( $n = 1, \dots, M$ ) における位相を表す。また、 $\tau_l$  は第  $l$  波の遅延時間であり、 $\Delta\theta_l$  は第  $l$  波での伝搬中の反射や回折による位相変動成分を表す。 $f_c$  は搬送波周波数である。簡略化のため、第 1 波については  $\tau_1 = 0, \Delta\theta_1 = 0$  とする。解析で用いるキーパラメータを以下に示す。

$m$  : イタレーション回数

$T(\phi_l)$  :  $\phi_l$  方向に対するアレー伝搬ベクトル

$\psi_k(\phi_l)$  :  $\phi_l$  方向到来波の第  $k$  素子における受信位相

$G_l$  :  $l$  番目の到来波に対するアレーレスポンス

$V_l$  :  $l$  番目の到来波の信号の出力振幅

$T(\phi_l), G_l, V_l$  は次式のように表される。

$$T(\phi_l) = [\exp\{j\psi_1(\phi_l)\} \cdots \exp\{j\psi_K(\phi_l)\}]^T \quad (13)$$

$$\begin{aligned} G_l &= \sum_{k=1}^K w_k^* \exp\{j\psi_k(\phi_l)\} \\ &= \mathbf{W}^\dagger T(\phi_l) = \mathbf{T}^T(\phi_l) \mathbf{W}^* \end{aligned} \quad (14)$$

$$V_l = G_l A_l = V_{lR} + jV_{lI} \quad (15)$$

ここで、式 (15) において、 $V_{lR}$  と  $V_{lI}$  はそれぞれ  $V_l$  の実部と虚部を表す。

#### 3.2 2 波モデルにおける干渉波抑圧原理の証明

CMA を定包絡線信号に用いる場合、多重波環境の中から 1 波のみを受信することが解析的に証明されて

いる [3], [5]. ここでは, 2 波モデルの QAM 信号の場合について同様の証明を試みる.

式 (8)~(15) より, 入力信号ベクトル  $\mathbf{X}$  は

$$\mathbf{X} = \sum_{l=1}^2 \sum_{n=1}^M T(\phi_l) A_l \frac{1}{2^{n-1}} \exp(j\gamma_{ln}) \quad (16)$$

となる. アレー出力  $y$  は,

$$y = \sum_{l=1}^2 \sum_{n=1}^M (V_{lR} + jV_{lI}) \frac{1}{2^{n-1}} \exp(j\gamma_{ln}) \quad (17)$$

式 (17) より,  $|y|^2$  を求めると以下の式で表される.

$$|y|^2 = (V_{1R}^2 + V_{1I}^2) R_1 + (V_{2R}^2 + V_{2I}^2) R_2 + \sqrt{(V_{1R}^2 + V_{1I}^2)(V_{2R}^2 + V_{2I}^2)} D \quad (18)$$

$$R_l = \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^M \frac{1}{2^{p-1}} \cdot \frac{1}{2^{q-1}} \cos(\gamma_{lp} - \gamma_{lq}) \quad (l = 1, 2) \quad (19)$$

$$D = \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^M \frac{1}{2^{p-1}} \cdot \frac{1}{2^{q-1}} \sin \xi \quad (20)$$

$$\xi = 2\pi f_c \tau_2 + \Delta\theta_2 + \frac{\pi}{2} (m_{1p} - m_{2q}) + \tan^{-1} \frac{V_{1R}V_{2R} + V_{1I}V_{2I}}{V_{1R}V_{2I} - V_{1I}V_{2R}} \quad (21)$$

ここで, 式 (19) を以下のように変形する.

$$R_l = \sum_{p=1}^M \left( \frac{1}{2^{p-1}} \right)^2 + \sum_{\substack{p,q=1 \\ p \neq q}}^M \frac{1}{2^{p-1}} \times \frac{1}{2^{q-1}} \cos(\gamma_{lp} - \gamma_{lq}) \quad (22)$$

式 (22) において,  $\gamma_{lp} - \gamma_{lq}$  は

$$\gamma_{lp} - \gamma_{lq} = \frac{\pi}{2} (m_{lp} - m_{lq}) \quad (m_{lp}, m_{lq} = 1, 2, 3, 4 \quad l = 1, 2) \quad (23)$$

となるので,  $m_{lp}, m_{lq}$  の値から,  $\cos(\gamma_{lp} - \gamma_{lq})$  は

$$\cos(\gamma_{lp} - \gamma_{lq}) = \begin{cases} 1 & \cdots & 0 \\ 0 & \cdots & \frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2} \\ -1 & \cdots & \pi \end{cases}$$

を満たす. ここで, これらがほぼ等確率で発生すると仮定し, 1 回のウェイト更新 (1 イタレーション) に用いるデータ数を多くとると, 平均的に

$$R_l \longrightarrow \sum_{p=1}^M \left( \frac{1}{2^{p-1}} \right)^2 \quad (24)$$

を満たす.

一方, 式 (20) において,  $\xi$  は  $0 \sim 2\pi$  の間を一様に変化すると考えられる. それ故  $D$  は

$$-\sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^M \frac{1}{2^{p-1}} \cdot \frac{1}{2^{q-1}} \leq D \leq \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^M \frac{1}{2^{p-1}} \cdot \frac{1}{2^{q-1}} \quad (25)$$

の範囲で変動する. 従って, 1 イタレーション当りのデータを多く取得する場合,  $D$  の変動が  $R_l$  の変動よりも大きくなる. このとき, 評価関数が最小, すなわち平均的に  $|y|^2 \cong \sigma^2$  を満たすためには

$$(V_{1R}^2 + V_{1I}^2 + V_{2R}^2 + V_{2I}^2) \sum_{i=1}^M \left( \frac{1}{2^{i-1}} \right)^2 = \sigma^2 \quad (26)$$

$$(V_{1R}^2 + V_{1I}^2)(V_{2R}^2 + V_{2I}^2) = 0 \quad (27)$$

が成り立つ必要がある. 式 (26), (27) を同時に満たすための必要十分条件は

$$\left. \begin{aligned} V_{1R}^2 + V_{1I}^2 &= 0 \\ (V_{2R}^2 + V_{2I}^2) \sum_{p=1}^M \left( \frac{1}{2^{p-1}} \right)^2 &= \sigma^2 \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

又は

$$\left. \begin{aligned} V_{2R}^2 + V_{2I}^2 &= 0 \\ (V_{1R}^2 + V_{1I}^2) \sum_{p=1}^M \left( \frac{1}{2^{p-1}} \right)^2 &= \sigma^2 \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

である. 従って, どちらか一方の波が抑圧されることが示される. また QAM 信号の場合, 収束後の出力振

幅は  $\sigma$  の  $1/\sqrt{\sum_{p=1}^M \left( \frac{1}{2^{p-1}} \right)^2}$  になることがわかる.

### 3.3 2 波モデルにおける収束特性の解析

さきの証明により, QAM 信号でも定包絡線信号と同様に, 多重波の中から 1 波のみを選択的に受信できることがわかった. ここでは 2 波モデルを用いて CMA の収束特性について検討する.

文献 [12] では, CMA を等化器に適用した場合の収束特性について検討している. 文献 [12] での等化器のタップ間の遅延を表す入力ベクトルを, アレー伝搬ベ

クトルに置き換えることにより、そのモデルをアレーアンテナでの解析に用いることができる。これを利用した CMA アダプティブアレーの収束特性の解析が文献 [13], [14] で報告されている。ここでは QAM の場合、最急降下法でどのような収束特性を示すのかを同様のモデルを用いて解析する。

式 (7) において、 $(|y(m)|^2 - \sigma^2) \mathbf{X}(m) \mathbf{X}^\dagger(m)$  と  $\mathbf{W}(m)$  の間に相関がないと仮定すると、ウエートの期待値に関する更新式は以下の式で表される。

$$\begin{aligned} E[\mathbf{W}(m+1)] \\ = \left\{ I - 4\mu E \left[ (|y(m)|^2 - \sigma^2) \mathbf{X}(m) \mathbf{X}^\dagger(m) \right] \right\} \\ \times E[\mathbf{W}(m)] \end{aligned} \quad (30)$$

ここで、 $I$  は単位行列を表す。式 (30) において、 $\mathbf{X}(m) \mathbf{X}^\dagger(m)$  は以下のように表される。

$$\mathbf{X} \mathbf{X}^\dagger = [\mathbf{T}(\phi_1) \mathbf{T}(\phi_2)] P' \begin{bmatrix} \mathbf{T}^\dagger(\phi_1) \\ \mathbf{T}^\dagger(\phi_2) \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$P' = \begin{bmatrix} A_1^2 R_1 & A_1 A_2 B \\ A_1 A_2 B^* & A_2^2 R_2 \end{bmatrix}$$

$$B = \sum_{p=1}^M \sum_{q=1}^M \frac{1}{2^{p-1}} \cdot \frac{1}{2^{q-1}} \exp \{j(\gamma_{1p} - \gamma_{2q})\}$$

また、式 (14), (15) より、

$$\begin{aligned} V_i(m)/A_i &= G_i = \mathbf{W}(m)^\dagger \mathbf{T}(\phi_i) \\ &= \mathbf{T}^T(\phi_i) \mathbf{W}^*(m) \end{aligned} \quad (32)$$

が成り立つ。式 (32) の関係を用いて式 (30) を変形する。まず、式 (30) の両辺の共役をとり、 $\mathbf{T}^T(\phi_1), \mathbf{T}^T(\phi_2)$  を両辺にそれぞれ左側から掛け整理すると以下の式が得られる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_1(m+1) \\ V_2(m+1) \end{bmatrix} \\ = \left\{ I - 4\mu E \left[ (|y|^2 - \sigma^2) P \right] \right\} \begin{bmatrix} V_1(m) \\ V_2(m) \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (33)$$

ここで、 $P$  は

$$\begin{aligned} P &= [\mathbf{T}^T(\phi_1) \mathbf{T}^T(\phi_2)] \\ &\times \begin{bmatrix} \mathbf{T}^*(\phi_1) \\ \mathbf{T}^*(\phi_2) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1^2 R_1 & A_1^2 B \\ A_2^2 B^* & A_2^2 R_2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (34)$$

で表される。更に、

$$[\mathbf{T}^T(\phi_1) \mathbf{T}^T(\phi_2)] \begin{bmatrix} \mathbf{T}^*(\phi_1) \\ \mathbf{T}^*(\phi_2) \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & F \\ F^* & 1 \end{bmatrix} \quad (35)$$

$$\begin{aligned} F &= \frac{1}{K} \mathbf{T}^T(\phi_1) \mathbf{T}^*(\phi_2) \\ &= \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \exp [j \{ \psi_i(\phi_1) - \psi_i(\phi_2) \}] \end{aligned} \quad (36)$$

となる。 $F$  は、ウエートを一様励振してメインビームを波 1 の方向  $\phi_1$  に向けた場合の、波 2 の方向  $\phi_2$  に対するアレーレスポンスを表すものである。文献 [12] では  $F = 0$  という仮定で検討を行っている。しかし 2 波の到来角度差が接近している場合は文献 [12] のこの仮定は満たされなくなる。一方、文献 [14] では  $F$  を考慮し検討を行っている。本論文でも  $F$  を考慮に入れて検討を行う。このとき、式 (34) は次式で表される。

$$P = \begin{bmatrix} A_1^2 R_1 + F A_1 A_2 B & A_1^2 B^* + F A_1 A_2 R_2 \\ A_2^2 B + F^* A_1 A_2 R_1 & A_2^2 R_2 + F^* A_1 A_2 B^* \end{bmatrix} \quad (37)$$

ここで、 $B, R_1, R_2$  に関して以下の近似を行う。まず、 $\tau_2, \Delta\theta_2$  の変化が変調信号の変化に対して緩やかに変動するとき、以下の式が成り立つ。

$$\begin{aligned} E[\exp j(\gamma_{1p} - \gamma_{2q})] \\ = E[\exp j(2\pi f_c \tau_2)] + E[\exp j(\Delta\theta_2)] \\ + E \left[ \exp j \left\{ \frac{\pi}{2} (m_{1p} - m_{2q}) \right\} \right] \\ = 0 \end{aligned} \quad (38)$$

よって、式 (38) より

$$E[B] = E[B^*] = E[B^2] = 0 \quad (39)$$

が成り立つ。また  $R_1, R_2$  は式 (19) より

$$E[R_1] = E[R_2] = \sum_{p=1}^M \left( \frac{1}{2^{p-1}} \right)^2 \quad (40)$$

を満たす。更に、

$$E[BB^*] = E[R_1 R_2] \quad (41)$$

が成り立つ。一方、出力  $y$  は

$$\begin{aligned} |y|^2 &= |V_1(m)|^2 R_1 + |V_2(m)|^2 R_2 \\ &\quad + V_1(m) V_2^*(m) B + V_1^*(m) V_2(m) B^* \end{aligned} \quad (42)$$

となる。これらの式から

$$E \left[ (|y|^2 - \sigma^2) P \right] = \begin{bmatrix} Z_1 & Z_2 \\ Z_3 & Z_4 \end{bmatrix} \quad (43)$$

$$Z_1 = A_1^2 R_1 W + F A_1 A_2 V_1^*(m) V_2(m) \quad (44)$$

$$Z_2 = A_1^2 V_1(m) V_2^*(m) + F A_1 A_2 R_2 W \quad (45)$$

$$Z_3 = A_2^2 V_1(m)^* V_2(m) + F^* A_1 A_2 R_1 W \quad (46)$$

$$Z_4 = A_2^2 R_2 W + F^* A_1 A_2 V_1(m) V_2^*(m) \quad (47)$$

$$W = |V_1(m)|^2 R_1 + |V_2(m)|^2 R_2 - \sigma^2 \quad (48)$$

となる。式 (43) を式 (33) に代入すると以下の式が得られる。

$$V_1(m+1) = (1 - 4\mu K A_1^2 R_1 W_1) V_1(m) + F A_1 A_2 R_2 W_2 V_2(m) \quad (49)$$

$$V_2(m+1) = F^* A_1 A_2 R_1 W_1 V_1(m) + (1 - 4\mu K A_2^2 R_2 W_2) V_2(m) \quad (50)$$

$$W_1 = |V_1(m)|^2 R_1 + 2|V_2(m)|^2 R_2 - \sigma^2$$

$$W_2 = 2|V_1(m)|^2 R_1 + |V_2(m)|^2 R_2 - \sigma^2$$

これが 2 波モデルにおける収束特性を表す出力振幅の漸化式となる。

4. 計算機シミュレーション

前章では、QAM 信号に CMA を適用できるかどうかを解析した。本章では、前章で導出された出力振幅の漸化式の妥当性を等価低域系のシミュレーションにより検討する。電波環境を表 1 に、シミュレーション条件を表 2 に示す。表 2 において、熱雑音はアンテナ素子の出力点で定義し、素子間では相関のないものとしている。また、本論文では第 1 波を所望波とし、第 2 波を干渉波とした。

4.1 データスムージングに関する検討

前章の干渉波抑圧原理の証明では、1 回のウェート更新に用いるデータ数（データスムージング回数）を多くとるという仮定のもとで証明が進められた。前章の証明より、このスムージングの回数によって定包絡線信号でない QAM 信号に対する収束特性が影響されるものと考えられる。また少ないスムージングの回数では特性の劣化が生じることが考えられる。そこで、スムージングの回数に関する検討を以下の条件で行った。入力 DUR (Desired-to-Undesired-signal Ratio) を 2 dB とし、スムージング回数を 1~30 回まで変化さ

表 1 電波環境  
Table 1 Radio environment.

	到来角	遅延時間
第 1 波	0°	0
第 2 波	60°	1 (symbol)
入力 SNR = 40 dB		

表 2 シミュレーション条件  
Table 2 Simulation condition.

アレー形状	4 素子半波長等間隔リニアアレー
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 14 段 PN 符号
帯域制限	ナイキストフィルタ (ロールオフファクタ 0.5) (BT = 1, B: 帯域幅, T: 1 シンボル長)
熱雑音	ガウス雑音
初期ウェート	無指向性 (1,0,0,0)

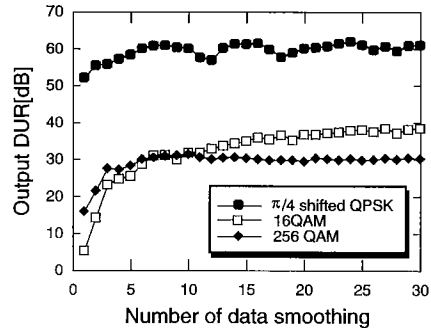


図 4 スムージング回数に対する出力 DUR 特性（帯域制限なしの場合）  
Fig.4 Output DUR vs. data smoothing in the case of no filtering.

せたときの 500 イタレーション後の出力 DUR を求めた。QAM 信号は、16 QAM と 256 QAM の場合について調べた。比較のために  $\pi/4$  シフト QPSK の特性についても調べた。図 4 に帯域制限をしない場合の特性を、図 5 に帯域制限をした場合の特性を示す。またスムージング回数が増えた場合の各波の収束特性を調べるため、スムージング回数を 1 回、15 回とした場合の、各信号に対する出力電力の収束特性（帯域制限をしない場合）について  $\pi/4$  シフト QPSK の場合を図 6 に、16 QAM の場合を図 7 に示す。ステップサイズ  $\mu$  は  $2/(5P_{av})$  ( $P_{av}$ : 各素子の平均受信電力) とした。

図 4 より、 $\pi/4$  シフト QPSK ではスムージング回数が 1 回の場合でも十分な出力 DUR が得られている。これに対して、QAM の場合はかなり低い出力 DUR を示している。更に、スムージング回数が 5 回以下の少ないデータ数では干渉波抑圧特性が劣化してしまう

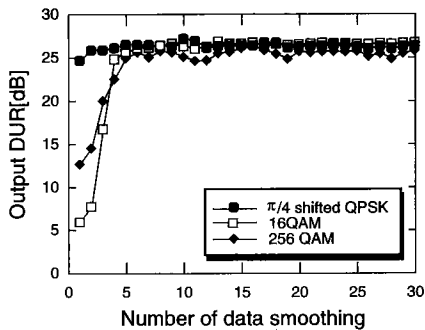
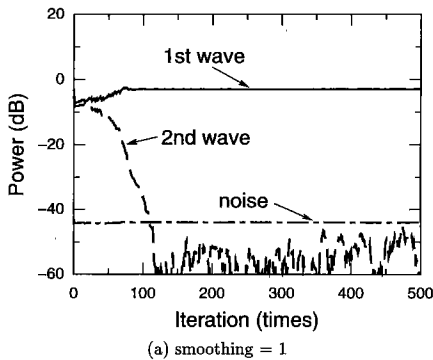
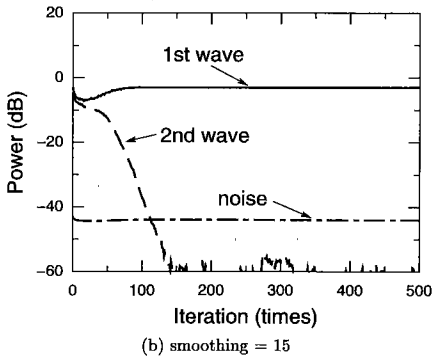


図5 スムージング回数に対する出力 DUR 特性 (Nyquist filter)

Fig.5 Output DUR vs. data smoothing in the case of filtering with Nyquist filter.



(a) smoothing = 1



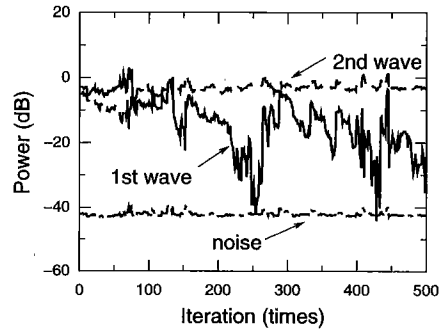
(b) smoothing = 15

図6 出力電力の収束特性 ( $\pi/4$  シフト QPSK, 帯域制限なし)

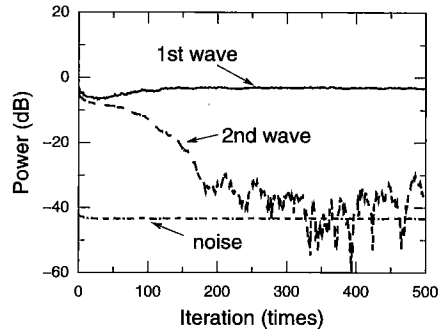
Fig.6 Output powers vs. number of iteration ( $\pi/4$  shifted QPSK, no filtering).

ことがわかる。また、図 6、図 7 からわかるように、スムージング回数が 1 回の場合、 $\pi/4$  シフト QPSK では十分に干渉波を抑圧しているのに対し、16QAM では干渉波を十分に抑圧していない。

一方、スムージング回数を 10 回程度とすることで、



(a) smoothing = 1



(b) smoothing = 15

図7 出力電力の収束特性 (16QAM, 帯域制限なし)

Fig.7 Output powers vs. number of iteration (16QAM, no filtering).

QAM 信号でも 30 dB 以上の出力 DUR が得られている。またスムージング回数を 10 回以上にした場合はほとんど特性が変化していない。従って、この結果より、QAM 信号の場合に必要なスムージング回数は、アレーの素子数を 4 素子とした場合 10~15 回程度であると考えてよいと思われる。図 7 において、スムージング回数を 15 回とした場合は 16QAM においても干渉波を十分に抑圧しているのが確認できる。

帯域制限をしていない図 4 の結果から、信号の種類により出力 DUR がかなり変化することがわかった。この場合は、 $\pi/4$  シフト QPSK は完全な定包絡線性をもつため、ほぼ完全に干渉波を抑圧し、かなり高い出力 DUR を示している。一方、QAM の場合は、ある程度干渉波を抑圧するが、定包絡線信号とは異なり、収束後も振幅が変動する。それ故、収束点の近くで評価関数の値が変動してしまうために、 $\pi/4$  シフト QPSK の場合に比べ干渉波の抑圧特性が劣化する。

帯域制限をした図 5 では、帯域制限をしていない場合に比べて特性が劣化している。また、スムージング回数が 5 回以上では出力 DUR の値はどの信号に対し

てもほとんど同じになった。この場合は、 $\pi/4$  シフト QPSK においても定包絡線性が崩れてしまうため干渉波の抑圧が劣化してしまう。また、この環境では到来波の遅延時間差が 1 シンボルであることから、帯域制限をした場合は 2 波の相関が高くなるために干渉波抑圧特性が劣化している。しかしながら、この場合においてもデータスムージングを行うことで、25 dB 以上の出力 DUR が得られており、干渉波の抑圧は十分に行われている。

以上より、CMA は QAM 信号に対しても、最適化においてスムージングを行うことにより、十分に干渉波を抑圧できることを確認した。この結果は、前章で述べた多重波抑圧原理の証明の結果と一致する。データスムージングは一般に収束特性の高効率化、高安定化のために行うものであるが、QAM 信号に CMA を適用する場合には必ずデータスムージングを行う必要があると言える。

#### 4.2 2 波モデルにおける収束特性の検討

ここでは、前章から得られた 2 波モデルにおける収束特性を表す式 (49), (50) から得られる結果とシミュレーションによる結果とを比較する。信号は 16QAM の場合について検討した。初期パターンは無指向性としているので  $V_1(0) = A_1$ ,  $V_2(0) = A_2$  が成り立つ。

まず、イタレーション  $m$  に対する  $|V_1(m)|$ ,  $|V_2(m)|$  の変化を示す。入力 DUR は 5 dB とし、イタレーション回数は 1,000 までとした。ステップサイズ  $\mu$  は  $1/(5P_{av})$  ( $P_{av}$ : 各素子の平均受信電力) とし、1 イタレーションでのスムージング回数は 15 とした。その結果を図 8 に示す。

図 8 から、式 (49), (50) から得られた結果 (a) とシミュレーション結果 (b) がほぼ一致した傾向を示していることがわかる。一方、 $|V_2(m)|$  の変化の様子が 600 イタレーション以後  $-40 \sim -30$  dB 付近で (a) の結果と (b) の結果が異なっている。これは、シミュレーションではスムージング回数が有限であるため、干渉波を完全に抑圧しきれないからである。

更に式 (49), (50) から得られる収束特性を詳しく調べるため、文献 [13] で用いられている信号モデルで検討する。文献 [13] では、図 9 のように到来波の振幅  $A_1$ ,  $A_2$  を変化させることで、定包絡線信号の場合の到来波の強度関係に対する収束特性を検討している。 $A_1 > A_2$  のときの特性を調べることで、 $A_1 < A_2$  のときの特性も知ることができる。この場合は  $A_1$  を所望波とする。図 9 において、イタレーションを繰り返

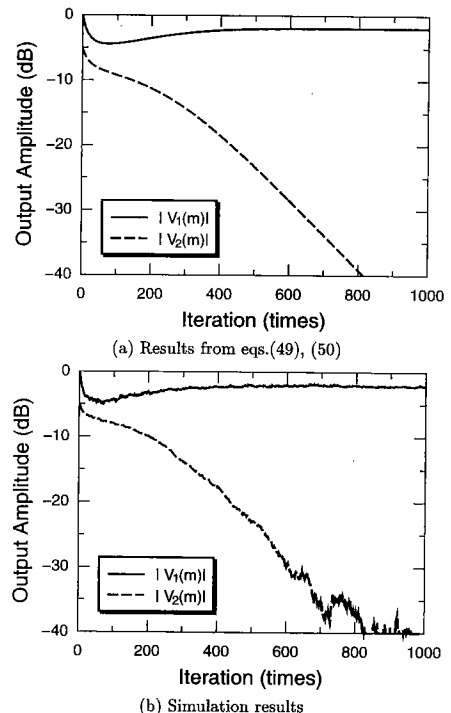


図 8 イタレーション回数に対する各波の収束特性の一例  
Fig.8 An example of convergence characteristics of output signal amplitudes vs. number of iteration.

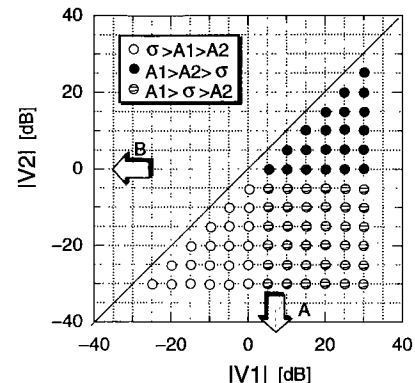


図 9 収束特性の検討における各到来波の強度設定  
Fig.9 Initial power conditions of arriving waves to examine convergence characteristics.

したときの  $|V_1(m)|$ ,  $|V_2(m)|$  の軌跡が矢印 A の方向へ進む場合は所望波をとらえる場合であり、矢印 B の方向へ進む場合は所望波を抑圧している場合である。ここではイタレーション回数は 2,000 とした。他の電波環境、シミュレーション条件は先と同様である。そ



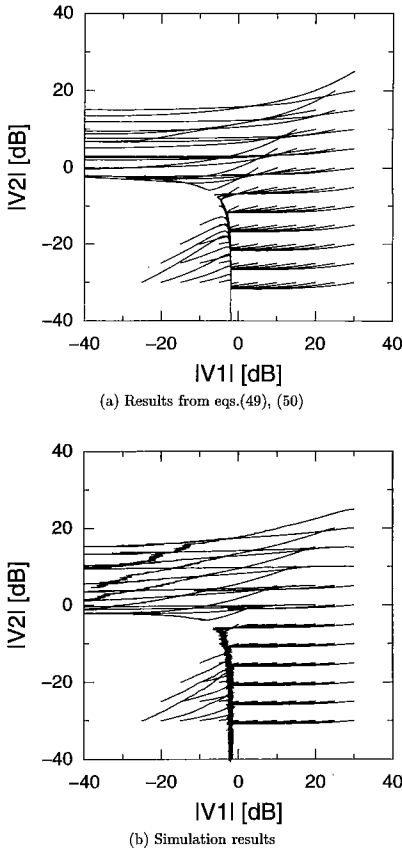


図10 2波の電力比を変化させた場合の各波の収束特性  
Fig.10 Convergence characteristics of array output corresponding to initial power conditions of 2 waves.

の結果を図10に示す。

図10から、式(49)、(50)から得られた結果(a)とシミュレーション結果(b)が非常によく似た傾向を示していることがわかる。また、収束状態においては、第1波の振幅が0 dBではなくそれより小さな値をとっていることがわかる。これは干渉波抑圧原理の証明で得られた結果と一致している。従って、前章で得られた式(49)、(50)はQAMに対するCMAの収束特性を十分正確に表していると考えることができる。言い換えれば、前章でいくつかの仮定を立てているが、それらの仮定は十分妥当であることがこの結果からもわかる。

図10から得られた特性は、定包絡線信号の場合の収束特性に非常によく似ている[13]。すなわち、 $\sigma > A_2$ の場合は、最終的には第1波をとらえているが、特に、 $A_1 > \sigma > A_2$ の場合には第1波に対するアレーゲイ

ンを低下させることによってアレーの出力振幅を $\sigma$ にするように動作している。一方、 $A_1 > A_2 > \sigma$ の場合は、最終的に第2波のみを捉えてしまう。このように、ミスカップチャが起こる傾向も定包絡線信号の場合とほぼ同じである。

## 5. む す び

陸上移動通信における周波数選択性フェージング対策としてCMAアダプティブアレーを用いることが提案されているが、本質的に定包絡線性をもたないQAM信号に対してCMAが良好に動作する理由については検討されていない。

そこで本論文では、2波モデルを用いて、QAM信号に対してのCMAの干渉波抑圧原理の証明および収束特性の解析を行い、QAM信号に対してCMAが動作する理由を理論的に検討した。その結果、データスムージングを行うことでCMAによる干渉波抑圧が可能であることが証明された。計算機シミュレーションにおいても、1回のスムージング回数では良好な抑圧特性が得られないが、4素子アレーの場合では、10~15回程度のスムージングで良好な収束特性が得られることがわかった。一方、2波モデルによる収束特性の解析の結果、各到来波の出力振幅の理論的漸化式を近似的に導き出すことができた。また、この理論的漸化式と、シミュレーションによる結果が非常によく似た傾向を示し、理論式が十分妥当であることが示された。

本論文では、収束速度に関する議論を行っていないが、QAM信号に対しCMAを動作させるためには、1イタレーションに用いるデータ数を多くとる必要があり、収束が遅くなる傾向がある。それ故今後、最適化手法としてマルカート法を用いたり[13]、CMAの前処理としてビームスペース方式を導入することで、収束速度の改善を図っていきたい。また本論文では、最も基本的な2波モデルを扱って検討したが、実際の電波環境では2波以上の波が存在する。多くの到来波に対するCMAの収束特性は一層複雑になり、また興味深いので、多数信号モデルを用いて更に検討を行う予定である。

## 文 献

- [1] Y. Ogawa, Y. Nagashima, and K. Itoh, "An adaptive antenna system for high-speed mobile communications," IEICE Trans. Commun., vol.E75-B, no.5, pp.413-421, May 1992.
- [2] R. Gooch and J. Lundell, "The CM Array: An adaptive beamformer for constant modulus signals," Proc. IEEE

ICASSP, pp.2523–2526, 1986.

- [3] 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-87-16, Jan. 1987.
- [4] 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.
- [5] J.R. Treichler and B.G. Agee, “A new approach to multipath correction of constant modulus signals,” IEEE Trans. vol.ASSP-31, no.3, pp.459–472, April 1983.
- [6] 藤元美俊, 菊間信良, 稲垣直樹, “帯域制限された  $\pi/4$  シフト QPSK 信号に対する CMA アダプティブアレーの動作,” 信学論 (B-II), vol.J74-B-II, no.9, pp.497–500, Sept. 1991.
- [7] 三瓶政一, “陸上移動通信用 16 QAM のフェージングひずみ補償方式,” 信学論 (B-II), vol.J72-B-II, no.1, pp.7–15, Jan. 1989.
- [8] 永易孝幸, 三瓶政一, “16 QAM における両方向等化を適応した内挿型簡略化判定帰還型等化器の選択性フェージング補償特性,” 信学論 (B-II), vol.J76-B-II, no.6, pp.496–503, June 1993.
- [9] D.M. Godard, “Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communications systems,” IEEE Trans., vol.COM28, no.11, pp.1867–1875, Nov. 1980.
- [10] 齊藤文信, 高井清文, 菊間信良, 稲垣直樹, “非定包絡線信号に対する CMA アダプティブアレーの動作の検討,” 信学技報, AP-133 (RCS-142), Feb. 1995.
- [11] N. Kikuma, K. Takai, K. Nishimori, F. Saito, and N. Inagaki, “Consideration on Performance of the CMA adaptive array antenna for 16 QAM signals,” IEEE International Symposium on PIMRC’95, pp.677–681, Sept. 1995.
- [12] J.R. Treichler and M.G. Larimore, “The tone capture properties of CMA-based interference suppressors,” IEEE Trans. vol.ASSP-33, no.4, pp.946–958, April 1985.
- [13] 藤元美俊, “CMA アダプティブアレーにおける干渉波抑圧特性の改善,” 信学論 (B-II), vol.J75-B-II, no.11, pp.789–796, Nov. 1992.
- [14] K. Takao and H. Matsuda, “The choice of the initial condition of CMA adaptive arrays,” IEICE Trans. Commun., vol.E78-B, no.11, pp.1474–1479, Nov. 1995.

(平成 8 年 3 月 18 日受付, 6 月 24 日再受付)



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。同年同大学助手。昭 63 名工大助手, 平 2 同大学講師, 平 4 同大学助教授, 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。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学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)。工博。アンテナおよび電磁界理論の研究に従事。昭 39 稲田賞, 昭 49 年本会業績賞各受賞。著書: 「電気・電子学生のための電磁波工学」等。電気学会, テレビジョン学会, IEEE 各会員。



西森健太郎 (正員)

平 6 名工大・工・電気情報卒。平 8 同大学院博士前期課程了。同年日本電信電話 (株) 入社。在学中, アダプティブアレーに関する研究に従事。