

マルカート法を用いた CMA アダプティブアレーの多重波抑圧特性

正員 藤元 美俊[†] 正員 菊間 信良[†] 正員 稲垣 直樹[†]

Performance of CMA Adaptive Array Optimized by Marquardt Method for Suppressing Multipath Waves

Mitoshi FUJIMOTO[†], Nobuyoshi KIKUMA[†] and Naoki INAGAKI[†], Members

あらまし 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が提案されているが、その評価関数はウェイトに関して非線形であるがために従来最急こう配法を用いた最適化が行われている。しかしその場合、入力的相关行列の固有値が大きく分散すると収束が著しく遅くなるという欠点がある。本論文では非線形 2 乗最小化アルゴリズムであるマルカート法を用いて CMA アダプティブアレーを最適化する手法を提案し、計算機シミュレーションを通してその動作特性を明らかにする。まず、アルゴリズムの基本特性についての検討を行い、従来の最急こう配法では収束特性が著しく劣化する環境および到来波が多数存在する環境においても良好な収束特性を有することを示す。次に、ドップラーシフトの影響および電波環境が変化した場合の動作についての検討を行い、周波数選択性フェージング環境下においても提案する手法が良好に動作することを示す。

1. ま え が き

近年の陸上移動通信の発展には目覚ましいものがあり、従来の音声のみならずデータ伝送をも考慮したデジタル通信システムが実用化されつつある。陸上移動通信において広帯域化を図る場合、多重伝搬路で発生する周波数選択性フェージングによる通信品質の劣化が大きな問題となる。その一つの対策としてアダプティブアレーを用いて遅延波を除去する方法が提案されている^{(1)~(4)}。

陸上移動通信にアダプティブアレーを適用する場合、到来波の到来方向や、強度、遅延などに関する情報はほとんど未知であるため、指導原理としてはそれらの情報を必要としない CMA⁽⁵⁾ (Constant Modulus Algorithm) が有望である。

一般にアダプティブアルゴリズムを動作させる場合には、評価関数を設定し、それが最大または最小となるようにウェイトの制御を行うが、CMA の評価関数はウェイトに関して非線形であるため最適ウェイトを閉形式で表すことができない。そのため最適手法としては、従来最急こう配法が用いられている^{(3),(6)}。しかし、最急こう配法には

- 到来波の電力比が大きい場合および到来方向が接近している場合、収束が極端に遅くなる。
- 収束特性が初期ウェイトに大きく依存する。など実用上不具合な点がある^{(8)~(10)}。

そこで、筆者らは初期ウェイトに影響されない最適化手法として非線形連立方程式を応用した CMA の直接解法について検討したところ、干渉波の抑圧は非常に速いが所望波に対する応答が不安定であるという結果を得た⁽¹¹⁾。

本論文では、数値的に安定な非線形 2 乗最小化アルゴリズムであるマルカート法⁽¹²⁾を用いて CMA アダプティブアレーを最適化する手法を提案し、計算機シミュレーションを通してその動作特性を明らかにする。

まず、アルゴリズムの基本特性についての検討を行い、従来の最急こう配法に比べ非常に速い収束特性を有することを示す。次に、ドップラーシフトの影響および電波環境が変化した場合の動作についての検討を行い、周波数選択性フェージング環境下においても提案する手法が良好に動作することを示す。

2. CMA アダプティブアレー

CMA は 1983 年、J. Treichler らによって提案されたアルゴリズムで、PSK, FSK などの定包絡線信号を対象とした LMS アルゴリズムの変形とも言えるもの

[†] 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

である⁽⁵⁾。この指導原理に必要な事前知識は「所望信号の包絡線が一定である」という性質のみであるため、到来波に関する情報を得にくいフェージング環境下においてもCMAは容易に適用できる。

ここで、システムの構成を図1に示し、以下のようにパラメータを定義する。

- K : アンテナ素子数
- X_k : 第 k 素子における入力
- W_k : 第 k 素子における複素ウェイト
- y : システムの出力

更に、 $X_k, W_k(k=1, 2, \dots, K)$ を入力ベクトル、ウェイトベクトルという形で次のように表す。

$$\begin{aligned} X &= [X_1 X_2 \dots X_K]^T \\ W &= [W_1 W_2 \dots W_K]^T \end{aligned}$$

これらにより出力 y は

$$y = X^T W^* = W^* X \quad (1)$$

で表される。ここに、添字 T は転置、 $*$ は複素共役、 * は複素共役転置を表す。

CMA の評価関数 Q は、システムの出力の包絡線値と所望の包絡線値 σ との差を表すパラメータとして式(2)のように定義される。

$$Q = E[||y|^p - \sigma^p|^q] \quad (2)$$

ここで p, q は正の整数であり、 $E[\cdot]$ は期待値を表す。システムのウェイト W は最急こう配法などを用いて、この評価関数 Q が最小となるように制御される。

3. マルカート法による最適化

決定すべき複素ウェイトは K 個あるがそれぞれ実部と虚部は独立であるため、式(2)には素子数の2倍すなわち $2K$ 個の未知数が存在する。そこでこれらの未知数を求めるために入力 X について複数回のサン

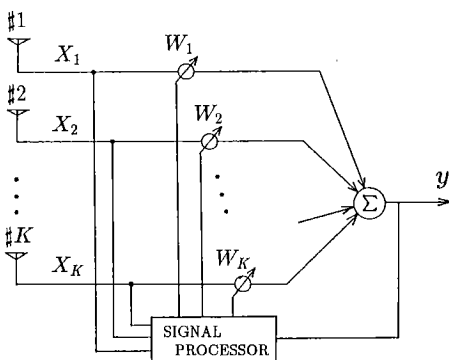


図1 K素子アダプティブアレーの構成
Fig. 1 Construction of K element adaptive array.

プリングを行い、最小2乗法を用いていずれの時刻においても評価関数 Q を最小とするような共通の W を求める。

今、 m 回のサンプリングを行い時刻 $i(i=1, 2, \dots, m)$ における評価関数の瞬時値を Q_i と表す。 $Q_i \geq 0$ であるので

$$\begin{aligned} F(W) &= \sum_{i=1}^m Q_i(W) \\ &= \sum_{i=1}^m ||y_i|^p - \sigma^p|^q \end{aligned} \quad (3)$$

で定義される関数 $F(W)$ を最小化することにより各時刻における評価関数 Q_i を一様に小さくするウェイトを求めることができる。

便宜上、

$$h_i(W) = Q_i^{1/2}(W)$$

とおき

$$H(W) = [h_1, h_2, \dots, h_m]^T$$

とベクトル表記すると、関数 $F(W)$ は次式のように関数の2乗和として表せる。

$$F(W) = \sum_{i=1}^m h_i^2(W) = H^T(W)H(W)$$

この非線形関数2乗和の最小化問題に対して、収束速度、安定性いずれにおいても優れたマルカート法を採用する。以下、マルカート法について簡単に述べる。

マルカート法はニュートン・ガウス法と最急こう配法の合成であるので、まず、ニュートン・ガウス法と最急こう配法について述べる。 L 回繰返し計算後のウェイトを W_L とし、微小量 ΔW_L を用いて次式のようにウェイトを修正するものとする。

$$W_{L+1} = W_L + \Delta W_L \quad (4)$$

ニュートン・ガウス法あるいは最急こう配法を単独で用いる場合、ウェイトの修正量 ΔW_L はそれぞれ式(5)、式(6)により決定される。

ニュートン・ガウス法

$$J_L^T J_L^* \Delta W_L = -J_L^T H(W_L) \quad (5)$$

最急こう配法

$$\Delta W_L = -J_L^T H(W_L) \quad (6)$$

但し、 J_L は次式で表される $H(W_L)$ のヤコビアン行列である。

$$J_L = [\nabla h_1(W_L), \nabla h_2(W_L), \dots, \nabla h_m(W_L)]^T \quad (7)$$

ニュートン・ガウス法により得られる ΔW_L の方向は $F(W)$ の降下方向であるが最適値から遠い場合や m 個のサンプルデータの独立性が弱い場合に ΔW_L 自体は発散する可能性がある⁽¹⁴⁾。一方、最急こう配法により決定される ΔW_L は $F(W)$ の減少を最も確実に保

証するが、反復を繰り返すとジグザグ運動を始めるという欠点がある。それ故、通常これを避けるため更新のステップ幅を小さくするが、収束速度を犠牲にしなければならない。

そこでマルカート法では、上述の両者の欠点を補うように次式により ΔW_L を決定する。

$$(\mathbf{J}_L^T \mathbf{J}_L^* + \alpha \mathbf{I}) \Delta W_L = -\mathbf{J}_L^T \mathbf{H}(W_L) \quad (8)$$

ここで、 α は正数(マルカート数と呼ぶ)である。また、 \mathbf{I} は単位行列である。式(8)より決定される ΔW_L は明らかに α の値に依存する。すなわち、 $\alpha=0$ とすれば ΔW_L の方向はニュートン・ガウス法による方向となり、 α が増加するにつれて最急こう配法による方向に近づく。

本来のマルカート法では式(8)の ΔW_L を求める際、 α の最適値を求めるために一つの $\mathbf{H}(W_L)$ に対して α を動的に増減しながら複数回の反復計算を行う。本論文では計算量を少なくするため反復は行わず、 α の値はヤコビアン行列 \mathbf{J}_L のノルムを用いた。従って、最適点から大きく離れている場合には \mathbf{J}_L が大きいいためニュートン・ガウス法の性質に最急こう配法の性質が加わり、最適点に近づくに従って \mathbf{J}_L が小さくなりニュートン・ガウス法のみ性質へと遷移する。

4. 計算機シミュレーションの概要

本論文では、等価低域系におけるシミュレーションによってアレーの特性を検討する。この方法は信号の複素包絡線のみを扱うことができるためデータの個数が少なくて済む。

符号は M 系列 14 段の PN 符号とし、変調時のデータ数は 1 タイムスロット当り 8 個とした。変調方式は $\pi/4$ シフト QPSK とし、検波方式は遅延検波とした。静特性(受信点が静止している場合)を検討する際は、アルゴリズムの基本特性を把握するために帯域制限は施していない。動特性(受信点が移動する場合)ではより現実的なモデルとするために送信信号に対して帯域制限を施している。その際の帯域幅は $BT=1$ (B : 3 dB 帯域幅, T : タイムスロット幅)とし、フィルタはロールオフファクタ 0.5 のロールオフフィルタとした。

アレーは無指向性 4 素子のリニアアレーとし素子間隔は $\lambda/2$ (λ : 搬送波長)とした。到来波の到来方向はエンドファイヤ方向を 0° とする。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ガウス雑音とした。複数の到来波のうち最大の波の SN 比を 40 dB 一定とし、遅延はタイムスロット幅で規格化して

扱う。受信局の移動方向はリニアアレーのエンドファイヤ (0°) 方向とし、各到来波のドップラー周波数は到来方向により決まる。

本論文では評価関数におけるパラメータは常に一定とし、式(2)において $p=2, q=2, \sigma=1$ とした。初期ウェイトは第 1 素子のみ 1.0 とし、他はすべて 0.0 とした。また、サンプリング間隔は $1T$ とし、1 回のウェイト更新に用いるサンプル数は 15 個とした。サンプルタイミングは第 1 波のタイムスロットの中心としジッタは考慮していない。

比較対象としては、従来用いられている最急こう配法を採用した。最急こう配法におけるステップサイズ μ は収束速度を上げるためアルゴリズムが発散しない範囲内でできるだけ大きい値、すなわち $\mu=1/(3 \cdot P_{av})$ より決定している⁷⁾。ここに、 P_{av} は各素子の平均受信電力である。 P_{av} は受信サンプルの時間平均により求めるがそのサンプル数はマルカート法に合わせて 1 イタレーション当り 15 個としている。また、定常特性の改善のためイタレーションごとのウェイトの修正量 ΔW も 15 個のサンプルを用いて平滑化している。その他のパラメータについてはマルカート法と同じである。

5. シミュレーション結果(静特性)

本章では、マルカート法を用いて最適化を行った場合の基本的特性について検討する。受信点は固定(ドップラーシフト $f_d=0$ Hz)とし、送信信号に対して帯域制限は施していない。

5.1 2 波モデルによる収束特性

マルカート法により最適化を行う際の収束特性を調べるため、まず 2 波モデルを用いてシミュレーションを行った。その環境設定を表 1 に、到来波に対する応答を図 2 に示す。また比較のために同条件での最急こう配法による結果を破線で示す。マルカート法を用いた場合、最急こう配法に比べ収束ははるかに速い。また、マルカート法による収束後のコンステレーションを図 3 に示す。干渉波を強く抑圧しているため十分判定可能なコンステレーションが得られている。

次に遅延時間の影響について検討する。CMA アダプティブアレーでは、主波と遅延波の合成によって生ずる包絡線の乱れを利用して、干渉波を抑圧している。遅延が長い場合、主波と遅延波の相関が小さく、それ故、合成波の包絡線の乱れが大きい。これに対して、遅延が短くなると信号間の相関が大きくなり同一波形

表 1 2波モデルの環境設定

入力SNR	40dB		
	電力 (dB)	到来方向 (deg)	遅延 (Time slot)
第 1 波	0	0	0
第 2 波	-3	60	1

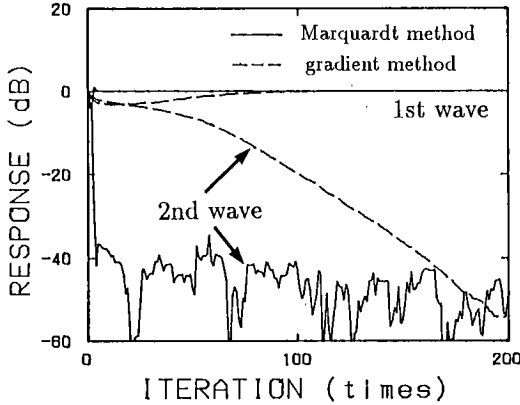


図 2 2波モデルの場合の到来波に対するアレー応答の時間変化

Fig. 2 Convergence performance for 2-wave model.

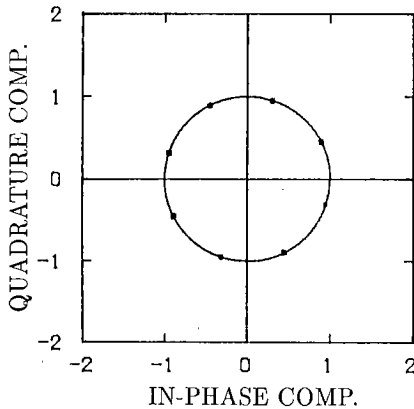


図 3 マルカート法による収束後のコンステレーション
Fig. 3 Constellation pattern after convergence by Marquardt method.

の合成に近づくため、合成波の包絡線の乱れを観測することが難しくなる。この対策として1回のウェイト更新に用いるサンプリングデータを多くする方法が考えられる。つまり、より長く波形を観測し、包絡線の微妙な変化をとらえようというものである。そこで2波モデルを用い、遅延時間 τ/T と2波を識別するために必要なサンプリングデータ数との関係を調べた。その結果を図4に示す。なお、SNR, 入力DUR, 到来方

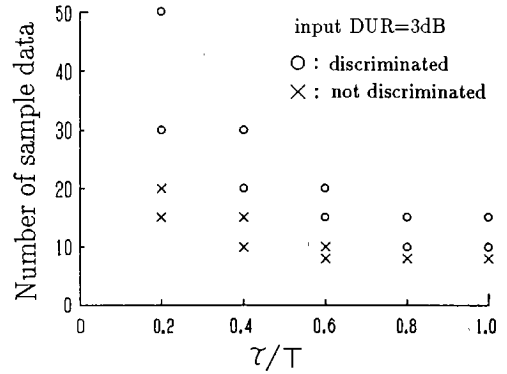


図 4 遅延時間と必要なサンプリングデータ数
Fig. 4 Time delay vs. number of sample data.

向の設定は表1と同じである。図4は入力DURが3dBであるのに対し、200イタレーション後の出力DURが30dB以上となる場合2波を識別できたとしてこれを○印で、そうでない場合、すなわち識別できなかった場合を×印で示している。 τ/T が0.8以上であればサンプリングデータ数は10程度で2波を識別できるが、 τ/T が0.2の場合サンプリングデータ数は30程度とする必要がある。このように2波の遅延時間差が短くなるほどサンプリングデータ数を大きくする必要があるが、サンプリングデータ数を増すに伴い、1回のイタレーションに必要な演算量も多くなる。従って必要なサンプリングデータ数は実際の環境と照らし合わせ、これらのトレードオフにより決定される。

5.2 入力の相関行列の固有値が分散する場合の収束特性

入力の相関行列の固有値が大きく分散するような場合に、従来法である最急こう配法を用いて最適化を行うと、収束が非常に遅くなる⁽⁷⁾⁻⁽⁹⁾。代表的な例として到来波の到来方向が接近している場合や電力比が大きい場合が挙げられるが、いずれも陸上移動通信では頻繁に発生し避けられない環境と言える。そこでマルカート法を用いて最適化を行う場合でも同様な現象が生じるかを3波モデルを用いて調べた。

図5に到来波の到来方向が近い環境でのマルカート法による収束特性を示す。またその環境設定を表2に示す。比較のため同条件での最急こう配法による結果を図6に示す。以前から指摘されているように最急こう配法では非常に収束が遅くなるが、マルカート法による最適化ではさほど収束が遅くなることはなく、10数回のイタレーションで収束している。

到来波の電力比が大きい場合についてもシミュレーションを行ったが同様の結果が得られており、マルカート法により最適化を行うと固有値が大きく分散する環境においても速やかな収束特性が得られることが明らかとなった。

5.3 到来波数が多数の場合の収束特性

(a) 指向性

アレーアンテナの素子間隔を $\lambda/2$ とした場合、指向性の可視領域に作り得るヌルの数は(素子数-1)個である。本論文ではアレーを4素子としているため完全に除去できる干渉波は3波以内である。ところが実際

のフェージング環境下では非常に多くの干渉波が到来しているものと考えられる。そこで、自由度より多くの波が到来する環境におけるアルゴリズムの動作を把握するため、5波モデルを用いてシミュレーションを行った。その環境設定を表3に、200イタレーション後の指向性を図7に示す。比較のために4波モデル(第5波がない)における200イタレーション後の指向性を破線で示す。5波モデルの場合、最も電力の大きい第1波ではなく第2波をとらえている。これは干渉波の数に対してアレーの自由度が不足し、なおかつ各到

表2 到来方向が近い場合の環境設定

入力SNR	40dB		
	電力 (dB)	到来方向 (deg)	遅延 (Time slot)
第1波	0	0	0
第2波	-3	5 0	1
第3波	-6	6 0	2

表3 5波モデルの環境設定

入力SNR	40dB		
	電力 (dB)	到来方向 (deg)	遅延 (Time slot)
第1波	0	0	0.0
第2波	-2	6 0	1.0
第3波	-4	9 0	2.5
第4波	-6	1 2 0	4.0
第5波	-8	1 4 0	5.5

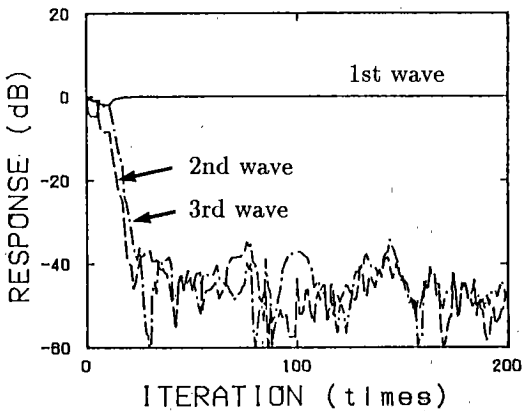


図5 干渉波の到来方向が接近している場合の収束特性 (マルカート法)

Fig. 5 Convergence performance for the case where directions of multipath waves are close (Marquadt method).

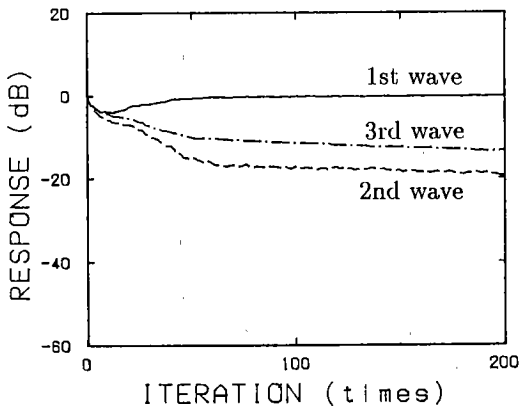


図6 干渉波の到来方向が接近している場合の収束特性 (最急こう配法)

Fig. 6 Convergence performance for the case where directions of multipath waves are close (gradient method).

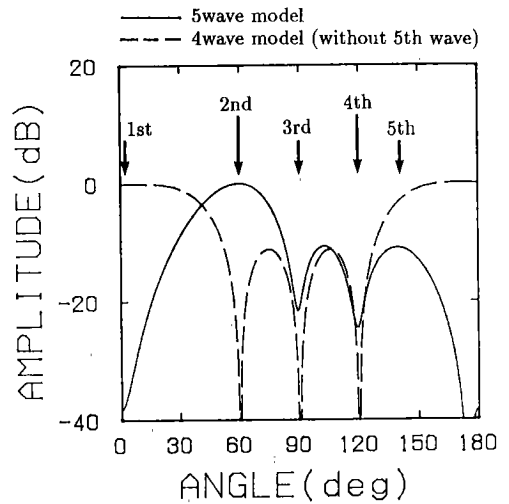


図7 4波, 5波モデルに対するマルカート法による収束後の指向性

Fig. 7 Directional patterns after convergence by Marquardt method for 4-wave and 5-wave models.

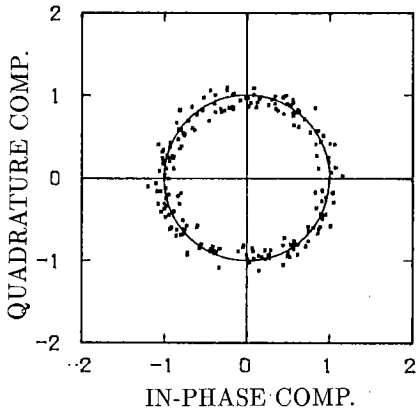


図8 5波モデルにおけるコンステレーション
(位相拘束なし)

Fig.8 Constellation for 5-wave model (without phase constraint).

来波間の電力差を小さく設定しているためである。自由度が足りる場合は特異な環境（例えば到来方向が接近している場合）でない限り、最も電力の大きい波をとらえ他の波に深いヌルを向ける。しかし、自由度が不足するとすべての干渉波にヌルを向けることができなため必ずしも最も強い波をとらえるとは限らず、アレーの能力の範囲内で出力波形の包絡線ができるだけ一定となるような指向性となる。その場合、どの波をとらえるかは各波の電力および到来方向により異なる。

(b) 位相の不確実性とその対策（位相拘束）

図7の5波モデルにおけるコンステレーションを調べたところ、図8のように非常に乱れることがわかった。2波モデル、3波モデルにおいてはこのようなコンステレーションの乱れは観測されなかった。到来波数がシステムの自由度の数より多くすべての波を除去できない場合、システムに無理が生じるためコンステレーションが乱れるものと考えられる。

CMAにおいては出力の包絡線の拘束値 σ により出力の振幅のみを規定しているため、出力の位相が不確定となる。それ故、出力位相を無視して振幅のみを規定値に一定させようとするため、結果的に図8のようにコンステレーションが乱れるのである。そこで、一つのウェイトの位相を一定値に拘束することにより、干渉波の除去能力を失うことなく出力位相の不確実性を減少させることを考えた。以後、一つのウェイトの位相を拘束することを「位相拘束」と呼ぶことにする。

マルカート法に位相拘束を取り入れることは、評価

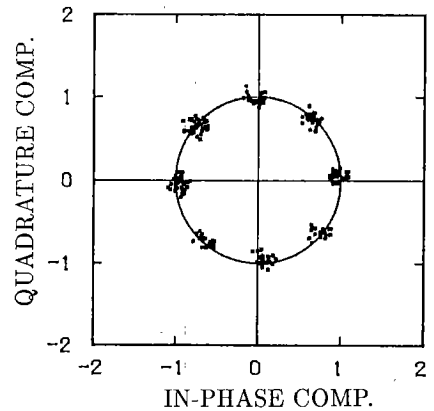


図9 5波モデルにおけるコンステレーション
(位相拘束あり)

Fig.9 Constellation for 5-wave model (with phase constraint).

関数ベクトル $\mathbf{H}(W)$ の $(m+1)$ 番目の要素 h_{m+1} として一つのウェイトに対する位相拘束を導入することにより、容易に実現できる。つまり、各時刻における評価関数を最小化すると同時に、あるウェイトの絶対位相を拘束するのである。なお、今回のシミュレーションでは $h_{m+1} = \arg(W_1)$ において第1素子のウェイトの位相を 0° に拘束した。

図9に5波モデルにおいて位相拘束を行った場合のコンステレーションを示す。強く抑圧できない波が存在するためシンボルは多少ばらつくが、符号の判定が十分可能なほど安定しており位相拘束の効果が確認できる。また、このときの指向性は図7とほぼ同じであった。

6. シミュレーション結果(動特性)

本章では、より現実的な環境におけるアルゴリズムの動作を把握するためにドップラーシフトが存在する場合および電波環境が変化する場合について検討する。ここでは最大ドップラーシフトを $f_d = 5.0 \times 10^{-3} / T$ とした。これは伝送速度を 64 kbit/s としたとき $f_d = 160$ Hz に相当する。なお、以後の検討では常に第1素子のウェイトの位相が 0° となるように位相拘束を行っている。

6.1 ドップラーシフトの影響

到来波数をパラメータとしてアルゴリズムの収束に伴う誤りの発生頻度の変化を図10に示す。環境設定は表3と同様であり、到来波数が3波、4波の場合は強い波から順に数える。図10の縦軸は100 bit 当りの誤

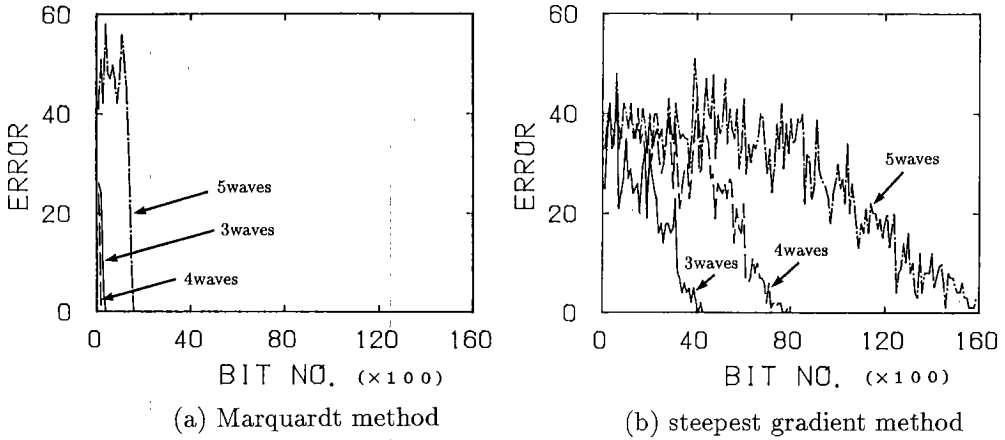


図 10 収束に伴う誤り発生頻度の変化
Fig. 10 Error occurrence frequency in the process of convergence.

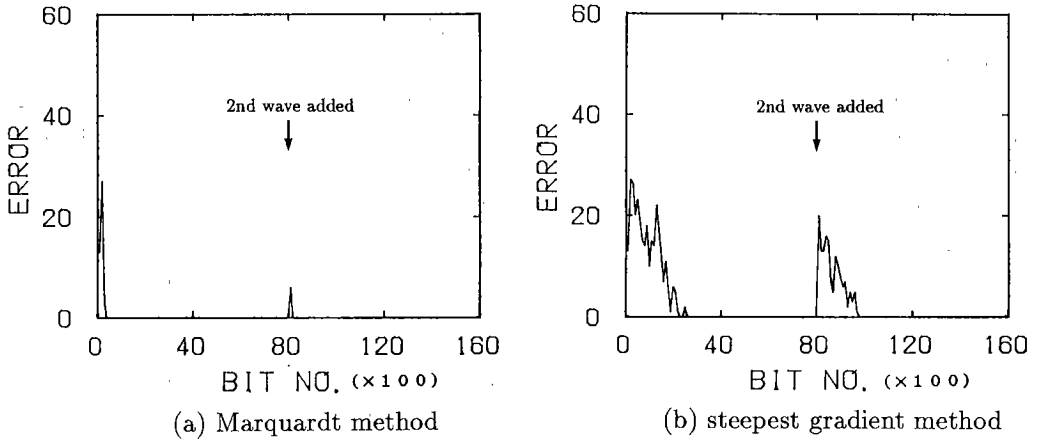


図 11 電波環境の変化に対する動作 (誤り発生頻度)
Fig. 11 Error occurrence frequency in the process of convergence for environment change.

りの数を示している。横軸は伝送した bit の数を示しており、イタレーションを開始してからの時間に相当する。

いずれの手法を用いてもアルゴリズムの収束に伴い誤りは少なくなっているが、収束速度は静特性と同様マルカート法の方がはるかに速くドップラーシフトが存在してもマルカート法は良好に動作することが確認できる。

6.2 電波環境が変化する場合の収束特性

陸上移動通信では受信点が移動することにより受信点付近の電波環境が急激に変化することが十分予想される。そこで一度収束したアルゴリズムが新しい環境

表 4 図 11, 図 12 の環境設定

入力SNR	40dB		
	電力 (dB)	到来方向 (deg)	遅延 (Time slot)
第 1 波	0	0	0.0
第 2 波	- 2	6 0	1.0
第 3 波	- 4	9 0	2.5
第 4 波	- 6	1 4 0	4.0

に対してスムーズに追従するかを調べた。

ここではまず、3波の到来波が存在する環境でアルゴリズムを収束させ、その後更にもう1波到来波を増やした。その環境設定を表4に示す。第2波は8,000 bit 後に追加した。

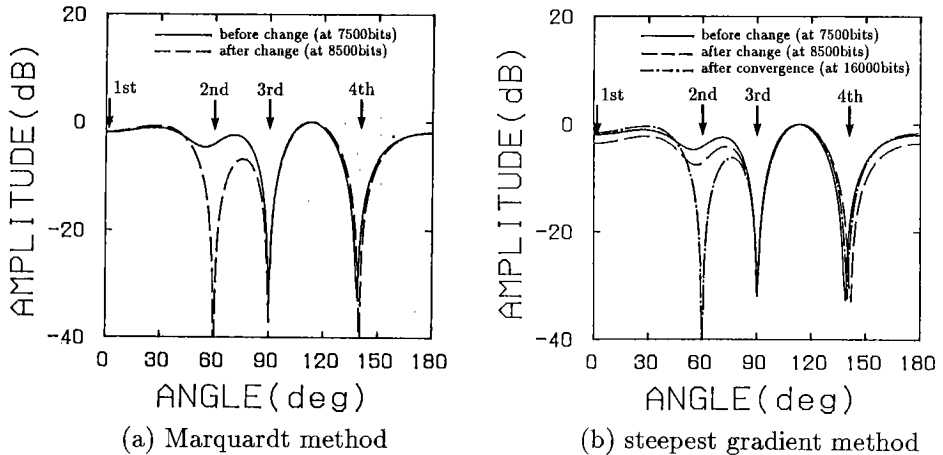


図 12 電波環境の変化に対する動作 (指向性)
Fig. 12 Directional patterns for environment change.

図 11 に 100 bit 当りの誤り発生頻度の変化を示す。電波環境の変化に伴い指向性の変更を必要とするため変化直後は頻繁に誤りが発生する。更に新しい環境のもとでイタレーションを重ねるにつれ再び誤りは少なくなるが、このときの収束もイタレーション初期と同様マルカート法の方がはるかに速い。また、電波環境が変化する直前(7,500 bit 後)と、変化直後(8,500 bit 後)および変化後再び収束した後(16,000 bit 後)の指向性を図 12 に示す。マルカート法では 8,500 bit 後には既に新しい到来波の到来方向に深いヌルを形成し環境の変化に速やかに適応している。これに対し最急こう配法では、新しい波に対するアレー応答値は若干低くなっているものの、ヌルを形成するには至っていない。なお、マルカート法における 16,000 bit 後の指向性は 8,500 bit 後とほぼ同様であった。

7. む す び

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が提案されている。CMA の評価関数はウェイトに関して非線形であるため、従来最急こう配法を用いた最適化が行われてきた。しかし、その場合入力の相関行列の固有値が大きく分散する環境では、収束が著しく遅くなるという実用上不具合な点がある。

本論文では、非線形関数 2 乗和最小化アルゴリズム (マルカート法) を適用した CMA アダプティブアレーの最適化手法を提案し、シミュレーションによりその動作を調べた。その結果、従来の最急こう配法では収束が著しく遅くなるような環境においてもマルカート法を用いると速やかに 1 波のみをとらえることが明らかとなった。

また、自由度より多くの波が到来する環境では出力位相の不確定性により、コンステレーションが大きく乱れることが明らかとなった。その対策として、一つのウェイトの位相を一定値に拘束することが効果的であり、シンボルの判定が十分可能なほどにコンステレーションが回復することを確認した。

本論文では更に動特性について検討し、ドップラシフトの影響はほとんどないこと、および電波環境が変化しても新しい電波環境に対して速やかに追従することを明らかにし、提案した手法がフェージング環境下においても十分有用な手法であることを示した。

今後は、陸上移動通信などで代表されるより実際の電波環境において本システムの適応能力を確認すると共に、アルゴリズムのよりいっそうの改善を行っていききたい。

文 献

- (1) Takao K. and Kikuma N.: "Tamed Adaptive Antenna Array", IEEE Trans. Antennas & Propag., AP-34, 3, pp. 388-394 (March 1986).
- (2) 鷹尾和昭, 菊間信良, 矢野達郎: "干渉性妨害波を除去するアダプティブアンテナ", 信学技報, A-P85-28, (1985).
- (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, CS87-12 (1987).
- (4) Gooch R. and Lundell J.: "The CM Array: An Adaptive Beamformer for Constant Modulus Signals", Proc. ICASSP, 4, pp. 2523-2526 (1986).
- (5) Treichler J. R. and Agee B. G.: "A New Approach to

- Multipath Correction of Constant Modulus Signals", IEEE Trans., **ASSP-31**, pp. 459-472(1983).
- (6) 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), **J73-B-II**, 10, pp. 489-497(1990-10).
- (7) Larimore M. G. and Treichler J. R.: "Convergence Behavior of the Constant Modulus Algorithm", Proc. ICASSP, pp. 13-16(1983).
- (8) Kikuma N., Yamada M. and Inagaki N.: "Directionally Constrained Adaptive Array Using Constant Modulus Algorithm", Proc. ISAP, 2, pp. 313-316(1989).
- (9) 菊間信良, 小山英嗣, 鷹尾和昭: "SMI方式の方向拘束付アダプティブアレー", 1984 信学光・電波部門全大, S3-13.
- (10) Kikuma N. and Takao K.: "Effect of Initial Values of Adaptive Arrays", IEEE Trans., **AES-22**, pp. 688-694 (Nov. 1986).
- (11) 藤元美俊, 菊間信良, 稲垣直樹: "非線形連立方程式に基づくCMAの直接解法", 1990 信学春季全大, B-74.
- (12) Osbone M. R.: "Nonlinear Least Squares—the Levenberg Algorithm Revisited", J. of the Australian Mathematical Society, 19, pp. 343-357(1976).
- (13) 藤元美俊, 菊間信良, 稲垣直樹: "マルカート法によるCMAアダプティブアレーの最適化", 信学技報, **A-P90-27**(1990).
- (14) Agee B. G.: "The Least-Squares CMA: A New Technique for Rapid Correction of Constant Modulus Signals", Proc. ICASSP, pp. 953-956(1986).

(平成3年1月30日受付, 6月4日再受付)



稲垣 直樹

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。昭55~56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。アンテナおよび電磁界理論の研究に従事。昭39年度稲田賞。昭49年度本会論文賞。昭58年度本会業績賞各受賞。著書「電気・電子学生のための電磁波工学」など。IEEE会員。



藤元 美俊

昭60(株)豊田中央研究所入所。小形アンテナ、フェーズドアレーアンテナの研究に従事。平1名工大・工・電気卒。現在、同大学院博士前期課程在学中。アダプティブアレーアンテナに関する研究に従事。



菊間 信良

昭57名工大・工・電子卒。昭62京大学院博士課程了。工博。同年同大学助手。昭63名工大助手。平2同大学講師。現在に至る。アダプティブアレー、多重波解析、構内無線通信、電磁界解析の研究に従事。第4回電気通信普及財団賞受賞。IEEE会員。

員。