

# 受信専用アレーを用いた大型大気レーダーの アダプティブクラッタ抑圧法

神尾 和憲<sup>†</sup> 佐藤 亨<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 京都大学情報学研究科通信情報システム専攻  
〒606-8501 京都市左京区吉田本町

E-mail: kamio@aso.cce.i.kyoto-u.ac.jp

あらまし 大気レーダーの精度向上のためには、山などのハードターゲットからの強い反射波を確実に抑圧する必要がある。そこで受信専用アレーをレーダーの周りに設置し、アダプティブなサイドローブ抑圧を行う方法を検討する。アダプティブなクラッタ抑圧としては、従来より提案されている出力電力最小化法 (DCMP) がある。しかし、レーダーに対して適用した場合、メインビームを打ち消してしまう危険性がある。そのため DCMP に更に、レーダーのアンテナパターンを崩さないようなウエイトに関する拘束条件を付け加えた、重み拘束付き DCMP を提案する。

キーワード 大気レーダー、アダプティブアンテナ、クラッタ抑圧、DCMP 法

## Clutter Suppression Method of Large Atmospheric Radar by Adding Receiver Arrays

Kazunori KAMIO<sup>†</sup> and Toru SATO<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Department of Communications and Computer Engineering,  
Kyoto University, Sakyo-ku, Kyoto, 606-8501, Japan

E-mail: kamio@aso.cce.i.kyoto-u.ac.jp

**Abstract** It is necessary for precise measurements with atmospheric radars to effectively suppress strong undesired echoes from hard targets such as mountains. We develop an adaptive sidelobe suppression system consisting of a receiving array surrounding the main antenna of a large phased array radar. While Directionally Constrained Minimum Power (DCMP) algorithm is effective for adaptive suppression of clutter echoes, it often alters the entire beam pattern of the main antenna. Here we propose a new algorithm, which extends DCMP by introducing another constraint on the weight of the receiving array so that the main beam pattern of the radar is conserved.

**Key words** Atmospheric radar, Adaptive arrays, Clutter suppression, DCMP method

## 1. はじめに

レーダーにおけるアダプティブなクラッタ抑圧に対しては、従来より提案されている方向拘束付出力電力最小化法 (DCMP [1]) が利用できる。

不要波成分を抑圧するには、アレーの出力電力を最小化することが、最も単純な方法である。しかし、単に出力電力を最小化すると所望波成分も抑圧され、本来の目的が達成できなくなる。DCMP の基本原理は、ある方向のアンテナパターンを一定にするようなウエイトに関する拘束条件の下で出力電力を最小化することである。これにより、拘束条件で保護された所望波成分はそのまま、その他の成分が出力電力最小化により抑圧される。

しかし、DCMP を用いてレーダーのサイドローブキャンセラを行った場合、以下のような問題を生じることがある。ある方向に卓越したビームパターンを形成するようなレーダーに対して DCMP を用いた場合、本来レーダーがもっているアンテナパターンを崩してでも妨害波を抑圧しようとしてしまう。

そこで、本研究ではレーダーのサイドローブレベルでのみ DCMP が動作するように、DCMP に更にウエイトに関する拘束条件を付け加えた重み拘束付 DCMP (DCMP Constrained Norm、以下 DCMP-CN と称する。) を提案する。

この方法が確立されれば、既存のレーダーシステムであっても、そのレーダーのハードウェア自体に変更を加えることなく、サブアレーを付加することによってアダプティブなクラッタ抑圧が可能になり、赤道大気レーダーや南極昭和基地大気レーダー (PANSY レーダー) 等、設置環境が制約された大型大気レーダーの特性改善に有効と期待される。

## 2. DCMP について

まず既存の DCMP について説明する。アレーアンテナの制御の説明のために、図 1 のような 3 本の直線アレーの場合を考える。位相器及び増幅器で制御された受信信号は

$$y = w_1^* x_1 + w_2^* x_2 + w_3^* x_3 = W^H X \quad (1)$$

$$W = [w_1 \ w_2 \ w_3] \quad (2)$$

$$X = [x_1 \ x_2 \ x_3] \quad (3)$$

で与えられる。また、出力電力は、

$$y = \frac{1}{2} [|y|^2] = \frac{1}{2} W^H X X^H W = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \quad (4)$$

$$R_{xx} = X X^H \quad (5)$$

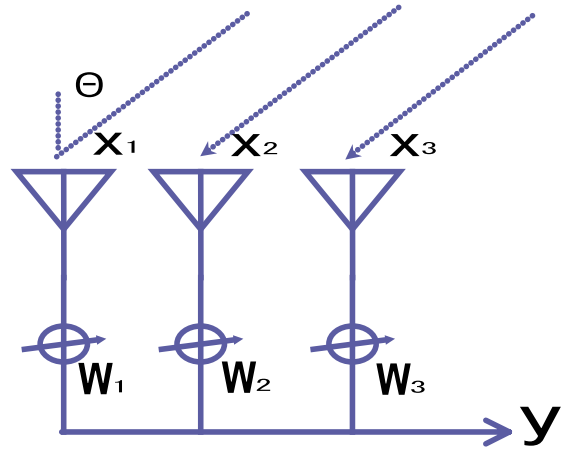


図 1 アレーアンテナと電波到来

となる。ある特定方向の受信信号振幅は、

$$w_1^* C_1 + w_2^* C_2 + w_3^* C_3 = W^H C \quad (6)$$

$$C = [C_1 \ C_2 \ C_3] \quad (7)$$

となる。\$C\$ は方向ベクトルであり、式 (1) の \$X\$ に対応する。

DCMP の基本原理は、ある方向のアンテナパターンを一定にするようなウエイトに関する以下の拘束条件の下で出力電力を最小化することである。

$$W^H C = H^* \quad (8)$$

ここに \$H\$ は拘束値である。出力電力を最小化する問題は以下のように表現される。

$$\min_W \left( P_{\text{out}} = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \right) \quad (9)$$

$$\text{subject to } C^T W^* = H \quad (10)$$

このような制約つき問題の解法として Lagrange の未定係数法 [2] がある。このとき、評価関数は次式のようになる。

$$\begin{aligned} Q(w) &= \frac{1}{2} W^H R_{xx} W + \text{Re}[\lambda(W^H C - H)] \\ &= \frac{1}{2} W^H R_{xx} W + \frac{1}{2} \lambda(W^H C - H) \\ &\quad + \frac{1}{2} \lambda^*(C^H W - H^*) \end{aligned} \quad (11)$$

式 (11) はウエイトに関して 2 次形式 (エルミート形式) であり、\$R\_{xx}\$ は正定値行列であるので、唯一最小値が存在する。よって、ウエイト \$W\$ に関する \$Q(W)\$ の勾配をとり、これが零に等しいと置くことによって最適ウエイトを得る。

$$\nabla_W Q(w) = R_{xx} W + \lambda C = 0 \quad (12)$$

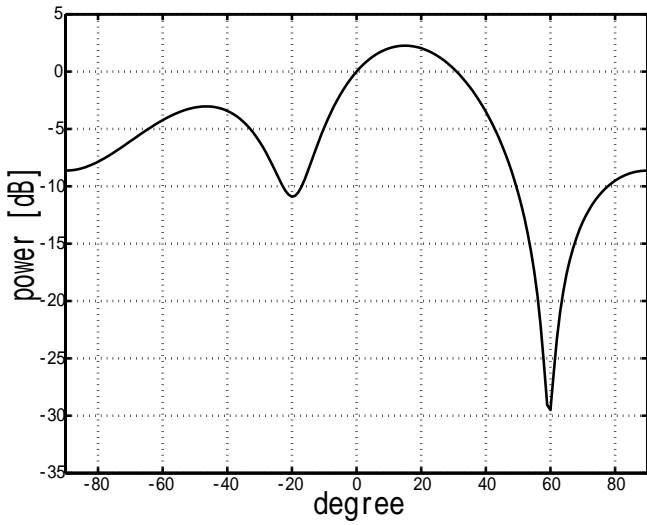


図2 DCMPの結果

これを  $W$  について解くと

$$W_{\text{opt}} = -R_{xx}^{-1}C\lambda \quad (13)$$

となる。次に、未定係数である  $\lambda$  を決定するために、制約条件式 (10) に代入する。

$$C^H W_{\text{opt}} = -C^H R_{xx}^{-1}C\lambda = H^* \quad (14)$$

これを  $\lambda$  について解くと、

$$\lambda = -\frac{H^*}{C^H R_{xx}^{-1}C} \quad (15)$$

となり、この  $\lambda$  を式 (13) に代入して

$$W_{\text{opt}} = R_{xx}^{-1}C \frac{H^*}{C^H R_{xx}^{-1}C} \quad (16)$$

となり、最適ウエイト解を得る。

DCMP の例を図2に示す。シミュレーションを行った条件は、アンテナ素子3本(半波長間隔、直線アレー)、所望波方向  $0^\circ$ 、妨害波方向  $60^\circ$  の場合である。SIR=0dB、SINR=20dB、相関行列の平均回数1000回、所望波方向の拘束を0dBとした。図2より、妨害波方向にヌルができていたことが確認できた。また所望波方向が0dBに拘束されていることが分かった。

### 3. DCMP-CN 法

本節では、DCMP に更にウエイトに関する拘束条件を付け加え、レーダーにおいてサイドローブレベルにしか影響を与えないようなアルゴリズムを考える。新しく加える拘束条件としてはウエイトノルム一定という条件を加える。式で表すと以下のようになる。

$$W^H W = N \quad (17)$$

ここで  $N$  は実定数とする。

よって DCMP-CN での問題は、以下のように表すことができる。

$$\min_W \left( P_{\text{out}} = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \right) \quad (18)$$

$$\text{subject to } C^T W^* = H \ \& \ W^H W = N \quad (19)$$

この問題を解くことによって、最適解が得られる。

#### 3.1 Lagrange の未定係数法による解法

DCMP の時と同様に Lagrange の未定係数法によって解く。最小化すべき評価関数を次式に示す。

$$\begin{aligned} Q(w) &= \frac{1}{2} W^H R_{xx} W + \text{Re}[\lambda_1 (W^H C - H)] \\ &+ \frac{1}{2} \lambda_2 (N - W^H W) \\ &= \frac{1}{2} W^H R_{xx} W + \frac{1}{2} \lambda_1 (W^H C - H) \\ &+ \frac{1}{2} \lambda_1^* (C^H W - H^*) + \frac{1}{2} \lambda_2 (N - W^H W) \end{aligned} \quad (20)$$

但し、 $\lambda_1$  は複素数、 $\lambda_2$  は実数である。 $W$  に関する  $Q(W)$  の勾配をとり、これが零に等しいと置くことによって最適ウエイトを得る。

$$\nabla_W Q(w) = R_{xx} W + C \lambda_1 - \lambda_2 W = 0 \quad (21)$$

これを  $W$  について解くと、

$$W_{\text{opt}} = -(R_{xx} - \lambda_2 E)^{-1} C \lambda_1 \quad (22)$$

となる。但し、 $E$  は単位行列を示す。

次に、式 (22) を式 (19) の二つの拘束条件に代入して、 $\lambda_1$  及び  $\lambda_2$  を決定する。まず始めに  $C^H W = H^*$  に代入する。

$$C^H W_{\text{opt}} = -C^H (R_{xx} - \lambda_2 E)^{-1} C \lambda_1 = H^* \quad (23)$$

これを  $\lambda_1$  について解くと、

$$\lambda_1 = -\frac{H^*}{C^H (R_{xx} - \lambda_2 E)^{-1} C} \quad (24)$$

となる。この  $\lambda_1$  を式 (22) に代入して

$$W_{\text{opt}} = (R_{xx} - \lambda_2 E)^{-1} C \frac{H^*}{C^H (R_{xx} - \lambda_2 E)^{-1} C} \quad (25)$$

を得る。

次に  $\lambda_2$  を、 $W$  が式 (19) の  $W^H W = N$  を満たすよう決定する。そのためには、式 (25) を  $W^H W = N$  に代入して  $\lambda_2$  について解けば良い。しかし、アンテナ本数が増えると  $\lambda_2$  について高次方程式となり、解析的に決定することは困難である。そこで、数値的に  $\lambda_2$  を決定し、式 (25) に代入して最適解とする。

図2と同じ条件でシミュレーションを行った。設

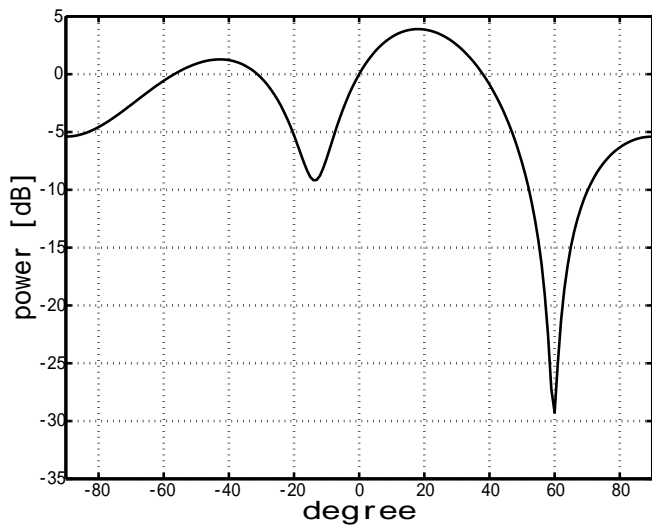


図 3 雑音レベルの固有値近くの  $\lambda_2$  により求められた DCMP-CN の結果

定環境は、アンテナ素子 3 本 (半波長間隔、直線アレー)、所望波方向  $0^\circ$ 、妨害波方向  $60^\circ$  の場合である。また拘束条件を  $C^T W^* = 0\text{dB}$ 、 $W^H W = 1.0$  とした。

その結果求めたウエイト  $W$  は以下のものであった。

$$w_1 = 0.6073 + 0.4782j$$

$$w_2 = 0.2447 + 0.0834j$$

$$w_3 = 0.1481 - 0.5616j$$

ウエイトノルム  $W^H W$  は 1.0015 とほぼ拘束条件を満たしている。その時のアンテナパターンは図 3 のようになり、妨害波方向を抑圧していることがわかる。また、所望波方向のパターンも拘束値 0dB になっていることが分かる。

しかし、数値計算で  $\lambda_2$  を求める際に、正しい  $\lambda_2$  が求まらないことが頻りに生じた。正しい  $\lambda_2$  が求まらない問題は、大きく分けて 2 つのパターンに別れる。1 つ目は拘束条件を満たしているが、妨害波方向にヌルが向かない例である。そして、もう 1 つは数値計算で  $\lambda_2$  を求める際に、正しい  $\lambda_2$  を特定できずに計算を続けてしまという例である。

そこで、この原因について調べる。式 (25) を元に、 $\lambda_2$  を変化させた場合について、所望波方向の応答値 ( $C^T W^*$ )、妨害波方向の応答値、及びウエイトノルム ( $W^H W$ ) の値を調べた。結果を図 4 に示す。図からわかるように、式 (25) の形になったウエイトでは、 $\lambda_2$  を変化させても、ノルムが変化するのは、相関行列  $R_{xx}$  の固有値付近のみだけであることが分かった。但し、今回のシミュレーションでの相関行列の固有

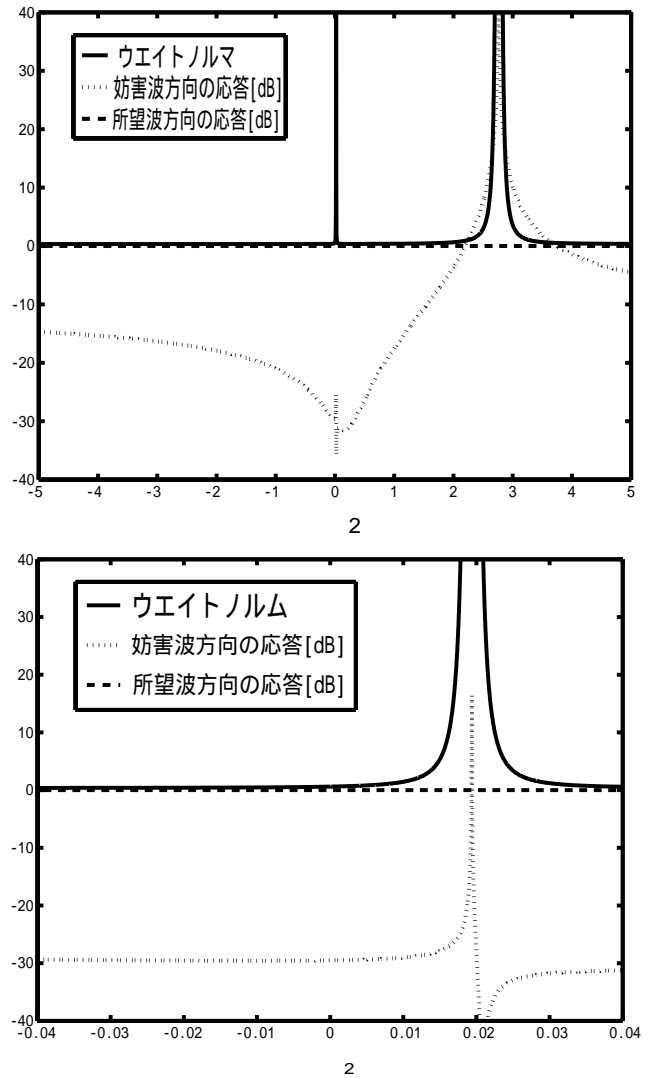


図 4  $\lambda_2$  を変化させた時の式 (25) の各値の変化

値は以下の通りであった。

$$\Lambda_1 = 0.0193$$

$$\Lambda_2 = 2.2076$$

$$\Lambda_3 = 3.7497$$

$\Lambda_1$  は雑音レベルの固有値であり、 $\Lambda_2$  及び  $\Lambda_3$  は信号レベルの固有値である。

DCMP-CN の解は、図 4 から判断して複数存在することがわかる。そこで  $\lambda_2$  が信号レベルの固有値付近である場合について、ウエイト解を求める。その結果は、以下のようになる。

$$w_1 = 0.0397 + 0.2283j$$

$$w_2 = 0.9602 - 0.0609j$$

$$w_3 = 0.0001 - 0.1674j$$

この時、 $W^H W = 1.0074$ 、 $C^T W^* = 1.0$  であり、拘束条件を満たしていることが分かる。この時のアン

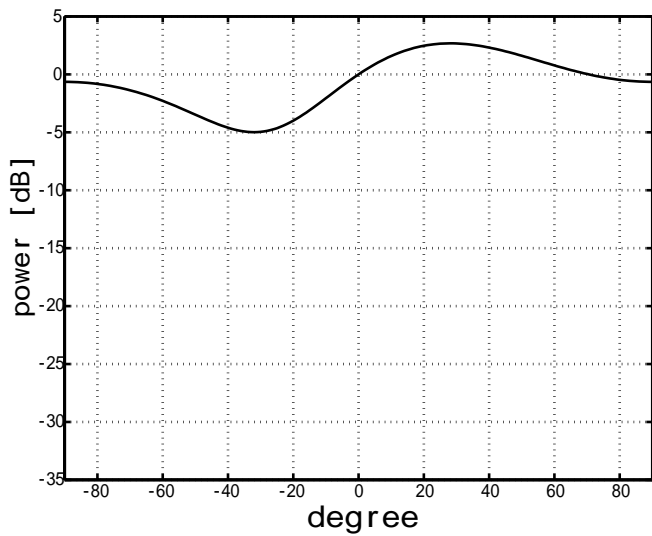


図5 信号レベルの固有値近くの  $\lambda_2$  により求められた DCMP-CN の結果

テナパターンは図5のようになる。よって雑音レベルでの固有値付近の  $\lambda_2$  においては、DCMP-CN のウィーナ解になる(図3)が、信号レベルの固有値付近での  $\lambda_2$  では、妨害波方向にヌルを作らない解となってしまうことが分かった。

また、固有値付近でのノルムの変化は急峻であるため、数値計算では正確に求まりにくく、また  $\lambda_2$  が少し変化するだけでウエイトの値が大きく変化するので不安定であることが分かった。更に、信号レベルでの固有値付近のノルムの変化の方が、雑音レベルの固有値付近のノルムの変化より比較的緩やかであるため、雑音レベルの固有値付近の  $\lambda_2$  を見逃して、信号レベルの固有値付近の  $\lambda_2$  が数値計算上選択され易い傾向にあると言える。以上より、正しく  $\lambda_2$  が求まらない原因が明らかになった。そこで Lagrange の未定係数法以外で最適解を求める方法を考える。

### 3.2 罰金関数法による解法

前節で述べた問題に対処するため、別のアプローチにより DCMP-CN の最適解を求める。その方法として罰金関数法 [3] を用いる。

罰金関数法では、評価関数を以下のように定義する。

$$P_k(x) = f(x) + \rho_k \left( \sum_{i=1}^r (g_i(x))^2 \right) \quad (26)$$

但し、 $f(x)$  は最小にすべき関数であり、 $g_i(x) = 0$  が制約条件を表す。また、 $r$  は制約条件の数である。

罰金関数法による解法は、以下の通りである。 $\infty$  に発散する単調増加数列  $\{\rho_k\}$  を適当に選び、 $x_{k-1}$  を初期値にとり、制約なし最適化アルゴリズムを用いて関数  $P_k(x)$  を最小化する点  $x_k$  を求める。適当な

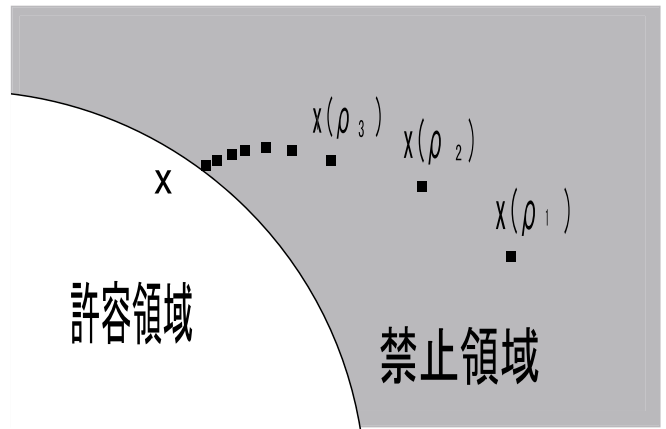


図6 罰金関数法概念図

初期値  $x_0$  から出発して、これを逐次繰り返すことにより、最小解の点列  $\{x_k\}$  を得る。

緩い条件のもとで、点列  $\{x_k\}$  の集積点は制約つき最適化問題の解である。式(26)の第2項の括弧の中は、 $x$  が制約条件を満たさない度合いを表しており、これに量率  $\rho_k$  の "罰金" をかけたものを目的関数に加えて得られるのが、罰金関数  $P_k(x)$  である。罰金率  $\rho_k$  を大きくしていくと、 $x_k$  は次第に制約条件の不満足度を減少させるように動いていく。

この方法を使って DCMP-CN の最適解を求める。以下の式をこの問題を解く為の評価関数とする。

$$\begin{aligned} Q_k(W) &= \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \\ &+ \rho_k [(abs[W^H C - H])^2 + (N - W^H W)^2] \\ &= \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \\ &+ \rho_k [(W^H C - H)(C^H W - H^*) \\ &+ (N - W^H W)^2] \end{aligned} \quad (27)$$

この評価関数  $Q_k(W)$  を制約なし最適化アルゴリズムのもとで解く。 $Q_k(W)$  の  $W$  に関する勾配は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \nabla_w Q_k(W) &= R_{xx} W + \rho_k [2C(C^H W - H^*) \\ &- 4W(N - W^H W)] \end{aligned} \quad (28)$$

$\rho_k$  を始めは小さい値に設定し、その条件化で最適化する。その後、徐々に  $\rho_k$  の値を大きくしていき、制約条件を厳密に満たすように設定し、DCMP-CN の最適解を求める。

以上の方法で求めた DCMP-CN の結果を図7に示す。シミュレーションの条件は、図2、図3と同じ設定とし、アンテナ素子3本(半波長間隔、直線アレー)、所望波方向  $0^\circ$ 、妨害波方向  $60^\circ$  とした。SIR=0dB、

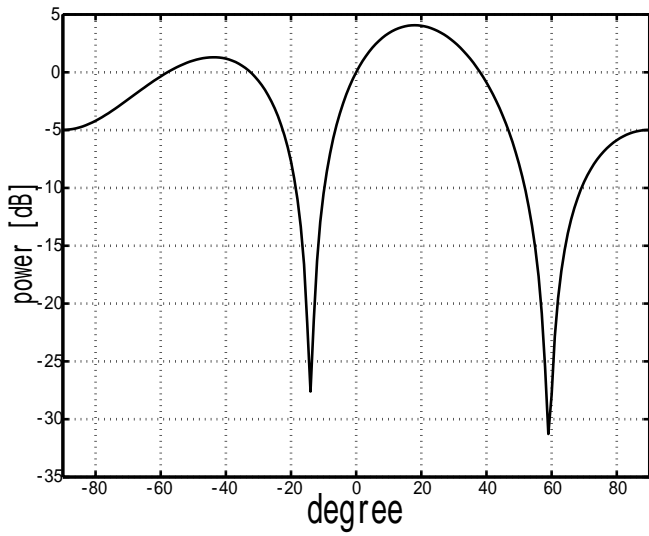


図 7 罰金関数法による DCMP-CN の結果

SINR=20dB、相関行列の平均回数 1000 回、そして拘束条件を  $C^T W^* = 0\text{dB}$ 、 $W^H W = 1.0$  とした。初期値は、 $W^H W = N$  を満たすような値を適当に設定した。また、初期値ウエイトでの電力勾配  $R_{xx} W$  の最大値の絶対値を  $\rho_1$  とした。この時のウエイトは、

$$\begin{aligned} w_1 &= 0.3652 + 0.5804j \\ w_2 &= 0.2192 - 0.0251j \\ w_3 &= 0.4155 - 0.5553j \end{aligned}$$

となり、拘束条件を完全に満たしており、更に妨害波方向にヌルを作っていることが確認できる。以上より罰金関数法を用いて、DCMP-CN の最適解を求めることができることが確認された。

#### 4. 大型フェーズドアレイレーダーへの適用

大型フェーズドアレイレーダーに DCMP-CN を適用する方法について述べる。大型フェーズドアレイレーダーを構成する各アレーにウエイトを与え、アダプティブに制御を行うことは、素子の数が膨大なため制御演算に大きな負担がかかる。また分布ターゲットを対象とする大気レーダーでは、主ビーム形状を保つことが重要であり、全素子を制御することは適当でない。

そこで、大型フェーズドアレイレーダーの周りに数素子の受信専用アレーを配置する。そして、大型フェーズドアレイレーダー全体を 1 素子(主アレー)とみなし、主アレーと受信専用アレーにおいて DCMP-CN を適用する。主アレーのウエイトは 1 に固定し、受信専用アレーのウエイトのみを制御する。この時、受信専用アレーのウエイトを制限(重み拘束)するこ

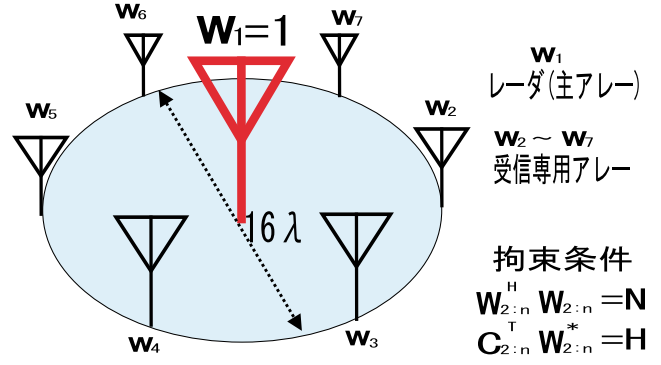


図 8 サブアレー方式のサイドローブ抑圧システムを有する大型フェーズドアレイレーダーの概要図

とによって、レーダーの主ビームに影響を与えないようにし、DCMP の原理で受信専用アレーのウエイトを制御してクラッタを抑圧する、DCMP-CN を行う。

よって主アレーと受信専用アレー(サブアレー)を分離した形で問題を定義し直す。そのため、まず始めに

$$X_{2:n} = [x_2 \ x_3 \ x_4 \ \cdots \ x_n]^T \quad (29)$$

$$W_{2:n} = [w_2 \ w_3 \ w_4 \ \cdots \ w_n]^T \quad (30)$$

$$C_{2:n} = [C_2 \ C_3 \ C_4 \ \cdots \ C_n]^T \quad (31)$$

$$\tilde{R}_{xx} = X_{2:n} X_{2:n}^H \quad (32)$$

を定義する。但し、 $w_1 = 1$  とし、主アレーのウエイトとする。また 2 から N はサブアレーとする。以上の定義した変数を使って以下のように式を書き改める。

$$P_{\text{out}} = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \quad (33)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} (x_1 x_1^* + W_{2:n}^H X_{2:n} x_1^* \\ &+ x_1 X_{2:n}^H W_{2:n} + W_{2:n}^H \tilde{R}_{xx} W_{2:n}) \end{aligned} \quad (34)$$

また拘束条件は、サブアレーにのみ適用するようにする。よって解くべき問題は、

$$\begin{aligned} \min_W \left( P_{\text{out}} = \frac{1}{2} (x_1 x_1^* + W_{2:n}^H X_{2:n} x_1^* \right. \\ \left. + x_1 X_{2:n}^H W_{2:n} + W_{2:n}^H \tilde{R}_{xx} W_{2:n}) \right) \end{aligned}$$

$$\text{subject to } C_{2:n}^T W_{2:n}^* = H \ \& \ W_{2:n}^H W_{2:n} = N \quad (35)$$

となり、この問題を解くことによって、最適解が得られる。

この問題を解く為の評価関数は、

$$\begin{aligned}
Q_k(W) &= \frac{1}{2}(x_1 x_1^* + W_{2:n}^H X_{2:n} x_1^* \\
&+ x_1 X_{2:n}^H W_{2:n} + W_{2:n}^H \tilde{R}_{xx} W_{2:n}) \\
&+ \rho_k [(\text{abs}[W_{2:n}^H C_{2:n} - H])^2 \\
&+ (N - W_{2:n}^H W_{2:n})^2] \\
&= \frac{1}{2}(x_1 x_1^* + W_{2:n}^H X_{2:n} x_1^* \\
&+ x_1 X_{2:n}^H W_{2:n} + W_{2:n}^H \tilde{R}_{xx} W_{2:n}) \\
&+ \rho_k [(W_{2:n}^H C_{2:n} - H)(C_{2:n}^H W_{2:n} \\
&- H^*) + (N - W_{2:n}^H W_{2:n})^2] \quad (36)
\end{aligned}$$

となる。前節と同様に、この  $Q_k(W)$  を制約なし最適化アルゴリズムのもとで解く。  $Q_k(W)$  の  $W$  に関する勾配は、

$$\begin{aligned}
\nabla_w Q_k(W) &= (X_{2:n} x_1^* + \tilde{R}_{xx} W_{2:n}) \\
&+ \rho_k [2C_{2:n} (C_{2:n}^H W_{2:n} - H^*) \\
&- 4W_{2:n} (N - W_{2:n}^H W_{2:n})] \quad (37)
\end{aligned}$$

となる。以上からウエイトの最適値が求まる。

## 5. DCMP-CN と DCMP の比較

前節では、サブアレー方式のサイドローブ抑圧システムを有する大型フェーズドアレイレーダーに適用するための DCMP-CN の原理について述べた。本節では、この場合の DCMP-CN の検証を DCMP との比較により行う。同じ条件で比較するために DCMP においても、図 8 のようなサブアレー方式のシステムを考える。主アレーのウエイト  $w_1$  を 1 とし、拘束条件をサブアレー（受信専用アレー）のみに適用する。この場合の解くべき問題は以下ようになる。

$$\min_W \left( P_{\text{out}} = \frac{1}{2}(x_1 x_1^* + W_{2:n}^H X_{2:n} x_1^* + x_1 X_{2:n}^H W_{2:n} + W_{2:n}^H \tilde{R}_{xx} W_{2:n}) \right) \quad (38)$$

$$\text{subject to } C_{2:n}^T W_{2:n}^* = H \quad (39)$$

そして、2 節と同様に、Lagrange の未定係数法を使って DCMP を解く。

$$\begin{aligned}
Q(w) &= \frac{1}{2}(x_1 x_1^* + W_{2:n}^H X_{2:n} x_1^* \\
&+ x_1 X_{2:n}^H W_{2:n} + W_{2:n}^H \tilde{R}_{xx} W_{2:n}) \\
&+ \text{Re}[\lambda(W_{2:n}^H C_{2:n} - H)] \\
&= \frac{1}{2}(x_1 x_1^* + W_{2:n}^H X_{2:n} x_1^* + x_1 X_{2:n}^H W_{2:n} \\
&+ W_{2:n}^H \tilde{R}_{xx} W_{2:n}) + \frac{1}{2}\lambda(W_{2:n}^H C_{2:n} - H) \\
&+ \frac{1}{2}\lambda^*(C_{2:n}^H W_{2:n} - H^*) \quad (40)
\end{aligned}$$

式 (40) は式 (11) と同様、唯一最小値が存在する。よって、ウエイト  $W$  に関する  $Q(W)$  の勾配をとり、これが零に等しいと置くことによって最適ウエイトを得る。

$$\nabla_W Q(w) = (X_{2:n} x_1^* + \tilde{R}_{xx} W_{2:n}) + \lambda C_{2:n} = 0 \quad (41)$$

これを  $W$  について解いて

$$W_{\text{opt}} = -\tilde{R}_{xx}^{-1}(X_{2:n} x_1^* + C_{2:n} \lambda) \quad (42)$$

を得る。未定係数である  $\lambda$  を決定するために、制約条件式 (39) に代入する。

$$C_{2:n}^H W_{\text{opt}} = -C_{2:n}^H \tilde{R}_{xx}^{-1}(X_{2:n} x_1^* + C_{2:n} \lambda) = H^* \quad (43)$$

これを  $\lambda$  について解くと、

$$\lambda = -\frac{H^* + C_{2:n}^H \tilde{R}_{xx}^{-1} X_{2:n} x_1^*}{C_{2:n}^H \tilde{R}_{xx}^{-1} C_{2:n}} \quad (44)$$

となる。この  $\lambda$  を式 (42) に代入して

$$\begin{aligned}
W_{\text{opt}} &= \tilde{R}_{xx}^{-1} C_{2:n} \left( \frac{H^* + C_{2:n}^H \tilde{R}_{xx}^{-1} X_{2:n} x_1^*}{C_{2:n}^H \tilde{R}_{xx}^{-1} C_{2:n}} \right) \\
&- \tilde{R}_{xx}^{-1} X_{2:n} x_1^* \quad (45)
\end{aligned}$$

を得る。以上で DCMP においても、サブアレーに対してのみ拘束条件を適用した場合の最適解が求められた。

次にシミュレーションにより、DCMP-CN と DCMP の比較をする。サブアレーは主アレーの周りに東西南北に 4 本置いた。また、レーダーの中心からサブアレーまでの距離は、8 波長に設定した。所望波方向  $0^\circ$ 、妨害波方向  $80^\circ$ 、SIR=-20dB、SNR=20dB の場合のシミュレーションの結果を図 9 に示す。拘束条件は  $C^T W^* = 0.1$ 、 $W^H W = 1.0$  とした。DCMP-CN、DCMP のいずれも妨害波を抑圧しているが、DCMP では主ビームパターンを崩してしまい不適切であることが分かる。

図 10 に、所望波方向  $0^\circ$ 、妨害波方向  $80^\circ$ 、SIR=-40dB、SNR=0dB の場合の結果を示す。拘束条件は図 9 と同様である。図 10 では、DCMP-CN、DCMP のいずれも主ビームパターンを崩すことなく妨害波を抑圧しているが、DCMP ではサイドローブレベルが上昇している。

図 9 と図 10 の条件で注目すべき違いは、SN 比が 20dB から 0dB に変化したことである。両図から分かるように、DCMP では SN 比によってサイドローブのレベルが変化する。このことは、DCMP の原理からも明らかであり、SN 比の良い環境下では、各方向

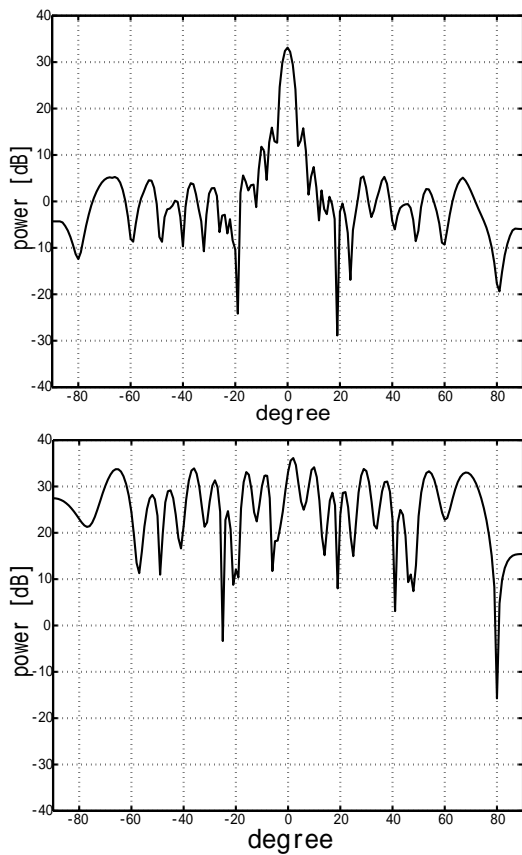


図9 DCMP-CN(上)とDCMP(下)の比較 (SN比の良い場合)

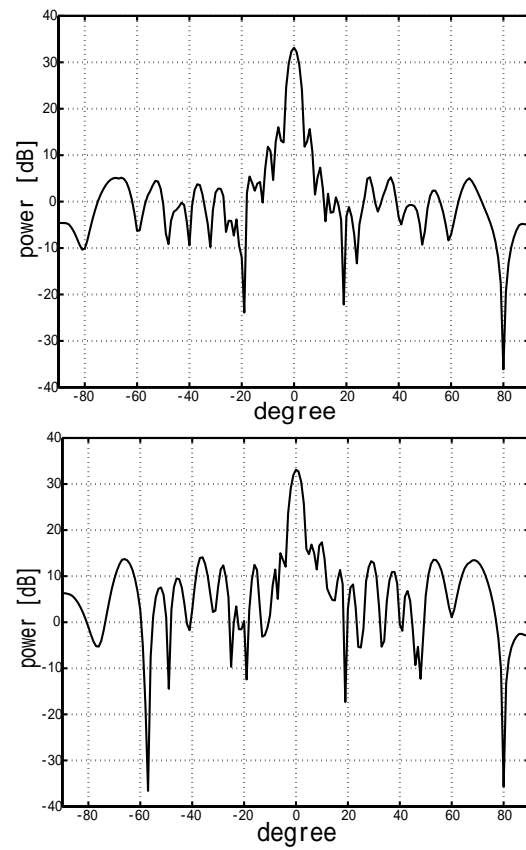


図10 DCMP-CN(上)とDCMP(下)の比較 (SN比の悪い場合)

のパターンを抑える必要がないと判断して図9のような結果となる。それに対して、図10のようにSN比の悪い環境下では、極力各方向のパターンを抑えようと動作する。

以上より大型大気レーダーに用いるには、DCMP-CNの方がDCMPより優れていることが明らかとなった。

## 6. まとめ

本研究では、レーダーのアダプティブなサイドローブキャンセラとして動作するアルゴリズムの開発を行なった。

方法としては、アダプティブなクラッタ抑圧法として従来より提案されているDCMPに、更にウエイトノルムの拘束条件を付け加えることによって、サイドローブ領域でのみアダプティブなクラッタ抑圧ができるDCMP-CNを提案した。これを大型大気レーダーを想定したアレイアンテナに適用した場合について、従来のDCMPと今回提案したDCMP-CNの比較を行なった。

SN比の悪い場合では、両者の結果はあまり変わらないが、SN比の良い場合では、DCMPでは主ビームが形成されないのに対してDCMP-CNでは良好な特

性が得られた。

## 文献

- [1] 菊間信良, アレイアンテナによる適応信号処理, pp.87-114, 1998.
- [2] 杉浦 光夫, 解析入門 I, pp.149-153, 1996.
- [3] 藤田 宏, 今野 浩, 田邊 国土, 最適化法, pp.89-90, 1994.