

高利得アレー用アダプティブサイドローブ抑圧法

神尾 和憲[†] 佐藤 亨[†]

An Adaptive Sidelobe Cancellation Algorithm for High-gain Antenna Arrays

Kazunori KAMIO[†] and Toru SATO[†]

あらまし 所望信号をより精度高く抽出するためには、反響やクラッタなどの妨害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高利得アレーの周りに設置し、アダプティブにサイドローブを抑圧する方法を検討する。アダプティブなクラッタ抑圧法としては、従来より提案されている出力電力最小化法 (DCMP) がある。しかし高利得アレーに対して適用した場合、高利得アレーの指向性を打ち消してしまう危険性がある。そのため DCMP に更に、高利得アレーの受信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(DCMP-CN) を提案する。この方法を利用すれば、入力信号の強度によらずアダプティブなサイドローブ抑圧が可能になる。

キーワード アダプティブアンテナ、クラッタ抑圧、DCMP、サイドローブキャンセラ、GSC

1. はじめに

様々な信号が混在する環境下で所望信号のみを取り出す技術は、多くの分野で必要とされている。この対策として高利得アレーで受信する方法があるが、サイドローブに強い妨害波が到来した場合、通常のアンテナパターンでは抑圧が不十分なことがある。また大気・気象レーダのように分布した標的を観測する場合には、主ビーム形状が観測領域を決定するので、これが変化しないことが必要である。そこでサイドローブの上昇を抑え、高利得アレーのメインビーム全体を保証したまま、サイドローブ側でアダプティブな抑圧が行える方法を検討する。

サイドローブ抑圧法としては、Howells によって提案されたサイドローブキャンセラ [1] [2] があるが、強い妨害波で高利得アレーの出力を打ち消してしまう危険性がある。この問題に対して、フィードバック回路でのフィルタや増幅器にリミッタを付け加え対処する方法 [3] が提案されているが、リミッタ値は入力信号強度に応じて設定する必要がある。

またアダプティブなクラッタ抑圧として、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 [4], [5]) がある。更にこの DCMP の応用として、Generalized Sidelobe Canceling(GSC [6]) があるが、DCMP や GSC のどちらの方法も、所望方向の応答を保証するが高利得アレーのメインビーム全体を保証するものではない。また GSC について近年多くの研究がなされているが [7], [8], 原理に関する研究は、所望波ブロックフィルタをどのようなフィルタにするかが中心である [9], [10]。代表的なものとしてウエーブレット変換に用いるフィルタを使う方法 [11], [12] などが提案されているが、どの方法も所望信号の性質に応じてフィルタを構成せねばならず一般性に欠ける面がある。

本論文では、サイドローブ抑圧用のアンテナウエイトが、高利得アレーのサイドローブレベル以下になるよう拘束する条件を DCMP に付け加えた、重み拘束付 DCMP(DCMP Constrained Norm, 以下 DCMP-CN と称する) を提案する。サイドローブ上昇に対処する方法もいくつか研究されているが [13], [14], 環境や到来波の強度などによってノルムに関する係数を調整せねばならず、さらに所望波と雑音の強度関係によってその係数の最適値が変わり特性に影響を与える。これに対して提案する DCMP-CN では、主ビーム利得と制御すべきサイドローブ領域の利得に差があることのみを前提として、変化させるノルムの上限を直接指定する。このため所望波や雑音の強度と無

[†] 京都大学大学院情報学研究所, 京都市左京区
Graduate School of Informatics, Kyoto University, Yoshida
Honmachi, Sakyo-ku, Kyoto, 606-8501 Japan

関係にクラッタ抑圧が行なえる．また連続的に分布するクラッタ源も抑圧できるという特性を有する．

2. DCMP について

まず提案法の基礎となる DCMP について説明する．アレーアンテナの制御量及び入力を複素ウエイトベクトルを用いて，

$$W(t) = [w_1(t), w_2(t), w_3(t), \dots, w_n(t)]^T \quad (1)$$

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), x_3(t), \dots, x_n(t)]^T \quad (2)$$

と定義する．その時の制御された受信信号は

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

で与えられる．また，出力平均電力は， $E[\cdot]$ (アンサンブル平均) を用いることにより統計的に

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

$$R_{xx} = E[X(t)X(t)^H] \quad (5)$$

となる． R_{xx} は相関行列と呼ばれ，エルゴード性より入力ベクトルのエルミート積の時間平均により求められる．

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．拘束条件は，方向ベクトル C 及び拘束値 H を用いて

$$W^H C = H \quad (6)$$

と表せる．一般に複数拘束が可能である．よって DCMP の指導原理は以下のように表すことができる．

$$\min_W \left(P_{\text{out}} = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \right) \quad (7)$$

$$\text{subject to } W^H C = H \quad (8)$$

そして Lagrange の未定係数法 [15] を用いて解くことにより，最適解

$$W_{\text{opt}} = R_{xx}^{-1} C \frac{H^*}{C^H R_{xx}^{-1} C} \quad (9)$$

を得る．

DCMP を用いてサイドローブ抑圧のシミュレーションを行う．その環境としては，京都大学信楽 MU レーダのサイドローブ抑圧を想定する．MU レーダのアンテナ形式は略円形アクティブ・フェーズド・アレーであり，直径約 110m(16 波長) に，3 素子八木アンテナ 475

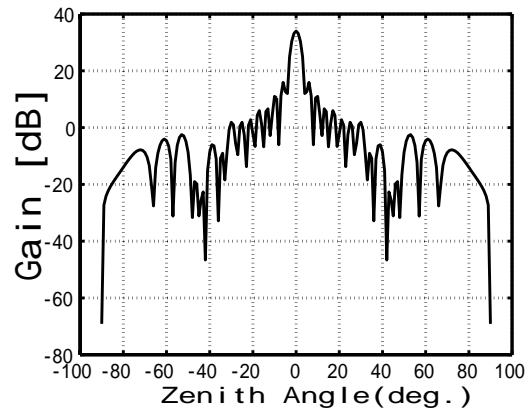


図 1 主アレーのアンテナパターン
Fig.1 Antenna pattern of the main antenna array.

本を並べた構成である．このアンテナの指向性パターンを図 1 に示す．このレーダは VHF 帯 (46.5MHz) を用いるため，雑音としては銀河から到来する雑音が約 10,000K の雑音温度を持ち支配的である．この雑音はインコヒーレントに加算され $\sqrt{475}$ 倍になるので，アンテナパターンはその値で割って正規化している．

設定としてはこのレーダを図 1 のパターンを持つ 1 つの主アレーとみなし，図 2 のようにその外周に等間隔に受信専用アレー (サブアレー) 素子を配置する．サブアレーは利得 0dB の無指向性アンテナとし，今回は 4 本を配置した場合についてシミュレーションを行う．主アレーの中心からサブアレーまでの距離は 8 波長である．また電波到来方向 (天頂角，方位角) を所望波 ($0^\circ, 0^\circ$)，妨害波 ($80^\circ, 10^\circ$) とする．これは大気レーダを想定しているので，妨害波としては山

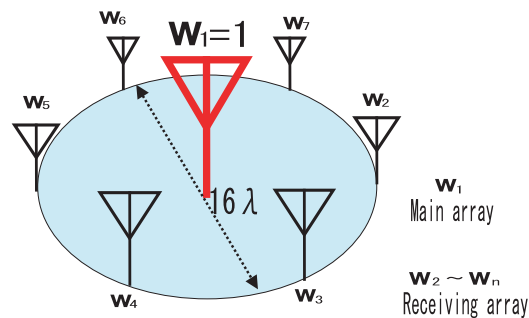


図 2 高利得アレーのサイドローブ抑圧システムの概要図
Fig.2 Configuration of a high-gain antenna and the sub-array.

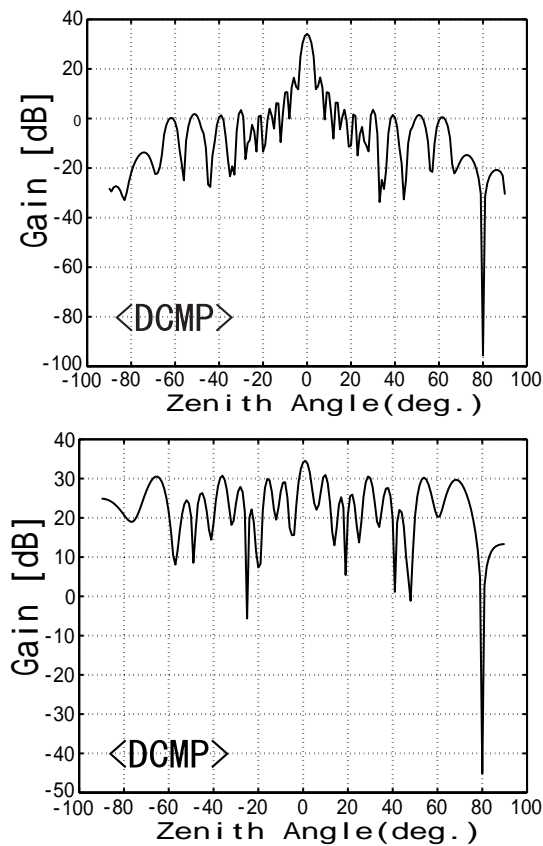


図3 DCMPのアンテナパターン, 入力SNR(所望波と銀河雑音の比)-30dBの場合(上)20dBの場合(下)
Fig.3 Antenna pattern generated by DCMP for SNR=-30dB(upper) and SNR=20dB(lower).

からの反射波を考えたためである。主アレー及びサブアレーの雑音レベルを 0dB に設定した。また所望方向 ($0^\circ, 0^\circ$) を拘束応答方向とし、その方向でのサブアレー応答値 $W_{2;n}^H C_{2;n}$ を 1 と拘束した。

到来する所望波の電力が -30dB 、妨害波電力 70dB の場合のシミュレーションの結果を図 3(上) に示す。また到来する所望波の電力が 20dB 、妨害波電力 70dB の場合の結果を図 3(下) に示す。図 3(上) の場合のサブアレーの受信電力比, S (所望波電力): I (妨害波電力): N (雑音電力) は $-30\text{dB}:70\text{dB}:0\text{dB}$ となる。またレーダである主アレーでは、主ビームは ($0^\circ, 0^\circ$) に 34dB の利得 ($80^\circ, 10^\circ$) には -14dB の利得を持つため、主アレーの受信電力比は、 $4\text{dB}:56\text{dB}:0\text{dB}$ となる。入力 SIR 及び SNR は、サブアレーでの受信電力比、すなわち到来した電波強度比で表す。

図 3 より妨害波方向のヌルの精度に違いがあることがわかる。また全体のパターンとして図 3(上) の場合はよく抑圧しているが、図 3(下) の場合ではサイドローブが上がってしまい高利得アンテナに適用するには不適切であることがわかる。この 2 つの例の違いは入力 SIR 及び SNR の違いによる影響であると考えられる。

DCMP は妨害波方向にヌルを作ろうとするが、相関行列の揺らぎのため完全なヌルにはならない。そしてそのヌルの精度は、入力 SIR によって決まることがわかる。すなわち、所望波電力が一定である場合、非常に強い妨害波が到来した場合には深いヌルをつくり、弱い時には浅いヌルを作る。逆に妨害波電力が一定の場合、所望波電力が弱い時には妨害波方向のヌルは深くなり、所望波電力が強い場合にはヌルは浅くなる。すなわちこの 2 つの例では、所望波電力が 20dB と -30dB と違うため、ヌルの精度がその差である 50dB の違いを生じたのである。このことからどのような電力比であっても、制御された後の所望波と妨害波の電力比はほぼ一定であることが言える。このことは、アンテナパターンの形は $R_{xx}^{-1}C$ で決まることから明らかであり、ウエイトは電力の逆数に対応する。よって制御後の所望波と妨害波の電力比はほぼ一定になることがわかる。

また雑音もほぼ一様な方向から到来する外来波とみなせるため、入力 SNR によってパターンに違いが生じる。図 3(上) では雑音がある程度あるためサイドローブがあるレベルで落ち着いているが、図 3(下) では雑音が弱いためサイドローブが上がってしまう。すなわち入力 SNR によって、DCMP のサイドローブレベルがどこになるかが決まると言える。このことはウエイト決定の自由度が余らなければ起こらないと考えられるが、本論文では未知の電波環境下を想定しているため自由度は十分大きいとし、入力 SNR によってサイドローブレベルが変動するとして話を進める。また高 SNR 時にサイドローブが上昇する現象は [16] でも知られている。以上より DCMP では入力 SNR によってサイドローブレベルが変化するため、高利得アレーのメインビームを保証したサイドローブキャンセラとしては不適切である。

3. DCMP-CN の提案

前節のようにサイドローブが上昇しメインビーム形状に影響を与えないよう、DCMP に更にウエイト

に関する拘束条件を付け加え、高利得アレーのメインビーム全体を保証したまま、サイドローブ側でアダプティブな抑圧が行える DCMP-CN を提案する。DCMP-CN の指導原理は、以下のように表すことができる。

$$\min_W \left(P_{\text{out}} = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \right) \quad (10)$$

$$\text{subject to } W^H C = H \ \& \ W^H W \leq N \quad (11)$$

ここで N は拘束値で実定数とする。よってこの問題を解くことによって、最適解が得られる。

式 (11) の不等式拘束条件に対しては、Lagrange の未定係数法を用いることができないため、ここでは罰金関数法 [17] により DCMP-CN の最適解を求める。罰金関数法では、評価関数を以下のように定義する。

$$Q_k(u) = f(u) + \rho_k \left(\sum_{i=1}^r (g_i(u))^2 + \sum_{r+1}^m (g_i(u))_-^2 \right) \quad (12)$$

但し、 $f(u)$ は最小にすべき関数であり、 $g_i(u) = 0$ が制約等式条件を、 $g_i(u)_- = 0$ が制約不等式条件を表す。ただし、 $(a)_- = \min\{0, a\} = (a - |a|)/2$ とする。また、 r は制約等式条件の数、 $(m - r)$ は制約不等式条件の数である。

罰金関数法による解法は、以下の通りである。 ∞ に発散する単調増加数列 $\{\rho_k\}$ を適当に選び、 u_{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 $Q_k(u)$ を最小化する点 u_k を求める。図 4 に示すように、適当な初期値 u_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 $\{u_k\}$ を得る。

緩い条件のもとで、点列 $\{u_k\}$ の集積点は制約つき最適化問題の解である。式 (12) の第 2 項の括弧の中

は、 u 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 ρ_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 $Q_k(u)$ である。罰金率 ρ_k を大きくしていくと、 u_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ゆく。

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。

$$\begin{aligned} Q_k(W) &= \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \\ &+ \rho_k [|W^H C - H|^2 + (N - W^H W)_-^2] \\ &= \frac{1}{2} W^H R_{xx} W \\ &+ \rho_k [(W^H C - H)(C^H W - H^*) \\ &+ (N - W^H W)_-^2] \end{aligned} \quad (13)$$

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。

$$\begin{aligned} \nabla_w Q_k(W) &= R_{xx} W + \rho_k [2C(C^H W - H^*) \\ &- 4W(N - W^H W)_-] \end{aligned} \quad (14)$$

ρ_k を始めは小さい値に設定し、その条件化で最適化を行う。その後、徐々に ρ_k の値を大きくしてゆき、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。

実際に行っている処理としては、ノルム拘束値 N を満たすか満たさないかの境界に存在するようなランダムな値をウエイトの初期値として設定する。そしてサブアレーのうち任意の 1 本で受信される電力の値を初めの罰金率 ρ_1 とする。罰金率 ρ_1 をこのように設定するのは、最小化すべき式である $Q_k(W)$ の第 1 項と拘束式である第 2 項との比率が同程度であると罰金関数法での収束が速いためである。以上のようにウエイト及び罰金率の初期値を設定したのち、 $\nabla_w Q_k(W)$ を使い準ニュートン法によってウエイト更新を行う。更新式は

$$W_{\text{new}} = W + \frac{\nabla_w Q_k(W)}{\nabla_w^2 Q_k(W)} \quad (15)$$

となり、 $\nabla_w^2 Q_k(W)$ は $\nabla_w Q_k(W)$ の差分値から近似的に求める。この操作を数回繰り返した後、罰金率を 10 倍にする。そしてまた準ニュートン法による最適化を行い、その後さらに罰金率を 10 倍にする。この操作を合計 4 回繰り返すことによって得られた解を

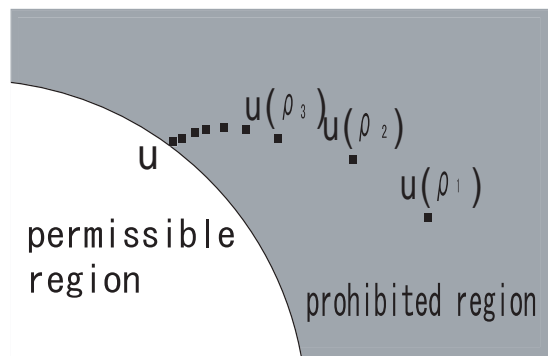


図 4 罰金関数法のご概念図

Fig. 4 Concept of penalty function method.

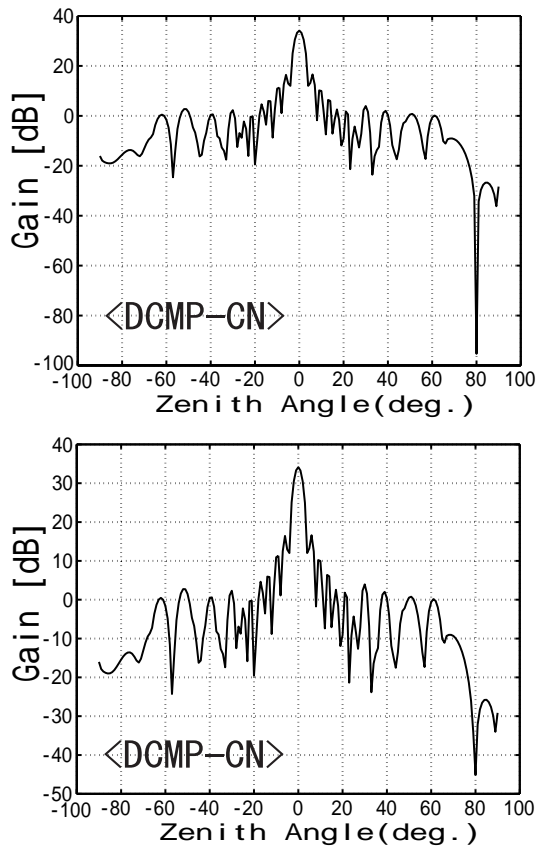


図5 DCMP-CN のアンテナパターン, 入力 SN 比 (所望波と銀河雑音の比) -30dB の場合 (上), 20dB の場合 (下)

Fig. 5 Antenna pattern generated by DCMP-CN for $\text{SNR}=-30\text{dB}$ (upper) and $\text{SNR}=20\text{dB}$ (lower).

DCMP-CN の最適解とする。

DCMP-CN を用いた場合についてシミュレーションを行う。シミュレーション条件は、図3のDCMPの場合と同じ条件にした。図1より、拘束条件は高利得アレーのサイドロープレベルに設定するためサブアレー全体のウェイトノルムを $W_{2:n}^H W_{2:n} \leq 1$ とし、サブアレーの方向拘束として、主アレーと同位相かつ無理が生じないよう $C_{2:n}^T W_{2:n}^* = 1$ に設定した。すなわち拘束条件の値は、入力信号レベルによらずシステム固有の値として設定可能であることを示している。

図5にDCMP-CNの結果を示す。妨害波のヌルの精度は、DCMPと同様の結果であり、よく抑圧していることがわかる。また入力SNRによらずサイドロープレベルがもとのアンテナパターンとほぼ変わらないままであり、レーダなどの高利得アレーで使用できる

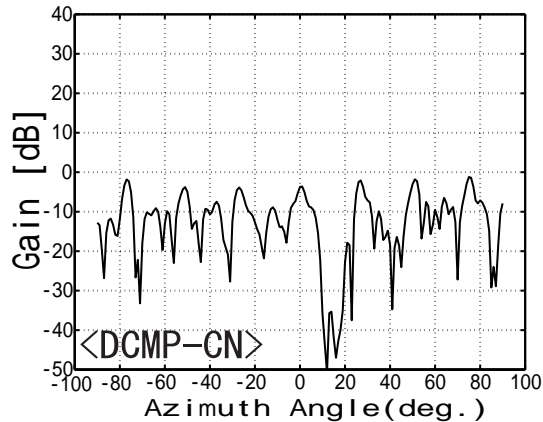


図6 広範囲から妨害波が到来した場合のDCMP-CNのアンテナパターン

Fig. 6 Antenna pattern generated by DCMP-CN algorithms under the condition of interference with angular range.

ことがわかった。

また大気レーダとして利用する際に、レンジごとに異なったパターン形成を考えているが、この条件の下でも連続体からの反射が十分考えられるのでその場合についてもシミュレーションを行う。山からの反射波が水平方向に広がりをもって到来すると仮定し、天頂角 80° で方位角が 10° から 20° の広がりをもつ連続体からの反射波を考える。到来する所望波の電力が 20dB 、妨害波の電力が全体で約 80dB で 1° あたり 60dB である場合についてシミュレーションを行う。その結果を図6に結果を示す。連続体からの反射波であっても少々リップルを生じるが、図5の(下)の結果とヌルの精度を比較してもわかるように妨害波を抑圧することが可能であり、高利得アレーレーダのクラッタ抑圧法として利用することが可能である。

4. DCMP と DCMP-CN の比較

従来法であるDCMPと本論文で提案したDCMP-CNの特性比較を行う。妨害波の電力を変化させた時の出力SINRの変化と、その時のサイドロープレベルを図7, 8に示す。サイドロープとは方位角 10° 上で、天頂角 30° から 60° の 1° おき 31 点のリニアでの平均値を dB 表示したものである。信号の到来方向は図3及び図5のシミュレーション条件と同様で、所望波方向 ($0^\circ, 0^\circ$)、妨害波方向 ($80^\circ, 10^\circ$) で、雑音レベルは 0dB である。

図7は、所望波電力が 20dB の場合である。DCMP

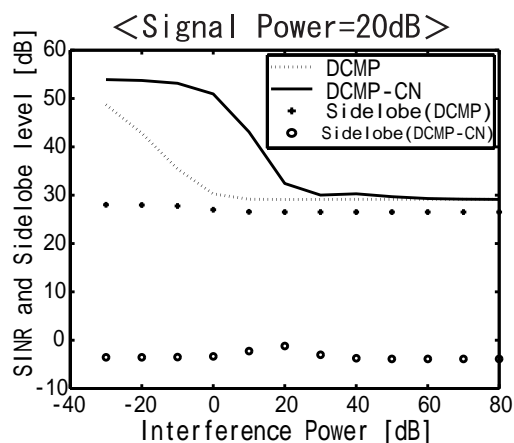


図7 妨害波電力を変化させた時の SINR とサイドローブレベル．所望波電力が 20dB の場合

Fig.7 SINR as a function of the interference signal power for the desired signal power of 20dB.

の出力 SINR に比べて，DCMP-CN の出力 SINR が常に良いことがわかる．特に妨害波電力が弱い時に，この差が顕著に現れる．この理由は，DCMP ではアダプティブアンテナの効果のみがアンテナパターンに寄与するが，DCMP-CN ではアダプティブアンテナの効果と高利得アンテナを持つ指向性を比較して，より妨害波を抑圧できる選択肢を適応的に選ぶ性質があるためである．またサイドローブレベルに注目すると，DCMP では 30dB 程度におよび，高利得アレーのビームパターンを崩していることがわかる．それに対して DCMP-CN では 0dB 以下であり，高利得アレー本来のパターンを保っていることがわかる．また図 8 は，所望波電力が -30 dB の場合である．どちらの手法でも出力 SINR は，ほぼ同じ値をとっていることがわかる．またサイドローブレベルも -4 dB 程度と低くどちらも良い特性を示している．

理想的な場合では DCMP-CN は，DCMP に比べ拘束条件が多いため DCMP の部分空間の解となる．そのため DCMP の出力 SINR より DCMP-CN の出力 SINR が良くなることは考えにくい．しかし，2 章でも述べたように現実には相関行列の揺らぎにより妨害波方向は完全なヌルにならず，雑音が弱い場合はサイドローブが上昇する．図 8 で DCMP-CN の方が特性が良くなっているのは，前者の影響で所望波方向のゲインに対して，34dB 以上の深いヌルが作れない状況では，主アレーのパターンを保った方が良い特性に

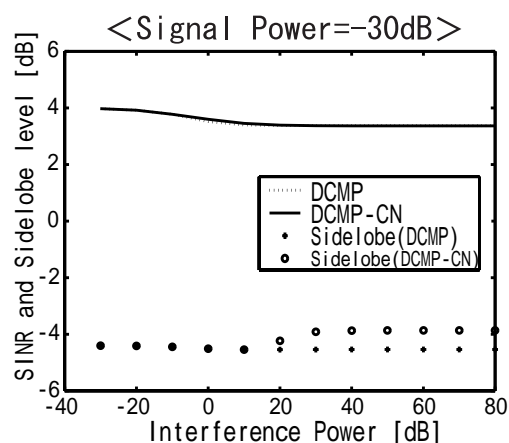


図8 図7と同様．但し所望波電力が -30 dB の場合

Fig.8 Same as Fig.7, but for the desired signal power of -30 dB.

なるためである．つまり弱い妨害波に対してはそれ程深いヌルが形成されないため高利得アレーのパターンを保つ方が，妨害波方向の利得を低く抑えられる結果となり，図 8 のような結果となった．すなわち後者の雑音が弱い場合にサイドローブが上昇する問題と妨害波が弱い場合にヌルが深くない問題とは等価である．よってサイドローブ上昇の対策として施したノルム拘束の効果で，DCMP より DCMP-CN の方が出力 SINR が良くなったと言える．

5. 考 察

今回提案した DCMP-CN に類似する方法として Penalty Function Method(PFM [13] , [14]) がある．この方法を例にノルム拘束の意味を DCMP のアンテナパターン形成における雑音の影響と関連付けて考察を行う．簡単のため DCMP-CN におけるノルム拘束が等式 $W^H W = N$ だとして話を進める． $W^H W = N$ と PFM での理想パターンとの差分値を使うことに対しての違いはほとんどない．そこで評価関数を $W^H W = N$ を用いて表すと，

$$Q_k(W) = \frac{1}{2} W^H R_{xx} W + [\lambda_1 |W^H C - H|] + [\lambda_2 |W^H W - N|]$$

となる．

今回提案した DCMP-CN と PFM はこの評価式の解き方に違いがあり，そのことが決定的な差を生じる．この評価式を 2 つの拘束条件と見なし，厳密に拘束条

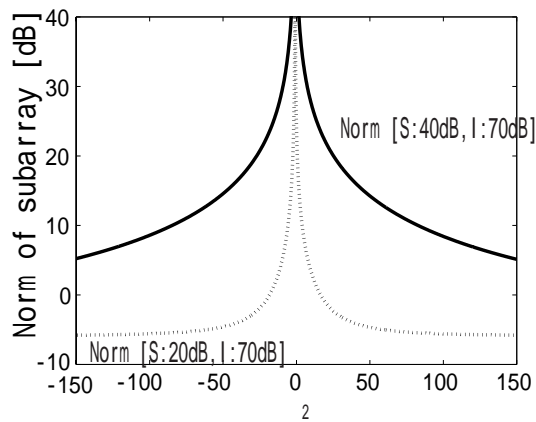


図9 PFMにおいて λ_2 を変化させた時の、サブアレーのノルム値の変化

Fig. 9 The norm of subarray for PMF as a function of λ_2 .

件を満たすように罰金関数法を使って解く DCMP-CN では必要な係数は H と N の拘束値のみとなる。(罰金関数法は条件付き最適解を求める手段であり、PFMとは異なる。)しかし PFM では、ノルム拘束をペナルティ項として認識し、soft constraint (軟拘束) として解くため最適解は、

$$W_{\text{opt}} = (R_{xx} \pm \lambda_2 E)^{-1} C \frac{H^*}{C^H (R_{xx} \pm \lambda_2 E)^{-1} C} \quad (16)$$

となる。但し E は単位行列である。ここで λ_2 は未定係数であるが、適当に決めることによりサイドローブ上昇を抑えることができるとしている。注目すべき点は、DCMP の最適解と比較して、PFM の最適解は相関行列 R_{xx} に単位行列を加えているだけであることである。このことは、雑音の相関行列が単位行列であることから雑音を加えることと等価であり、これがウエイト決定に際して、ノルム拘束を行う事と等価であることがわかる。すなわち雑音をある程度加えることによってサイドローブレベルの調整が可能なのだが、どれだけの雑音を加えるべきかは所望波と雑音の強度比に依存する。

図5(下)と同じ条件で PFM のシミュレーションを行った場合においての、サブアレーのウエイトノルムの値を図9に示す。所望波電力は 20dB、妨害波電力は 70dB である。 λ_2 を 10 程度にすることでサブアレーのノルムを小さく抑えることができ、サイドローブ上昇を防いでいることがわかる。しかし図9に示すように所望波電力を 20dB から 40dB 程度と変更した

場合では、所望波電力に比べ相対的に λ_2 が 10 では小さい値になってしまうため、 λ_2 をもっと大きくする必要がある。よって λ_2 の最適値は所望波電力によって変化することがわかる。しかし、 λ_2 を大きくする程妨害波方向のヌルの精度が劣化する。これは λ_2 が雑音と同じ効果をもっているためである。以上より λ_2 が小さ過ぎるとノルムが大きくなりサイドローブが上昇し、逆に λ_2 が大き過ぎるとヌルの精度に悪影響を与えるため、 λ_2 を適当な値に設定する必要があることがわかる。しかし総電力に比例した λ_2 を用いたとしても、 λ_2 の最適値は所望波と雑音の関係で決まるため未知な電波環境では λ_2 が決定できず、最適なパターンが求まらない。

これに対して DCMP-CN では、システムによって決まる拘束値を設定するだけで解が求まる。そのため電波環境に依存した設定を行うことなくサイドローブ抑圧を行うためには、DCMP-CN のように厳密に評価関数を解く必要がある。

6. ま と め

本論文では、高利得アレーのアダプティブなサイドローブキャンセラの新手法を提案した。これを大型大気レーダを想定したアレー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。入力 SNR の悪い場合では、両者の結果はあまり変わらないが、入力 SNR 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。また従来のサイドローブ上昇を抑圧する手法とも比較し、提案法が電波環境に依存した設定が不要であるという利点を明らかにした。

提案法は、既存の高利得アンテナ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を可能とする手法であるため、様々な高利得アンテナ、例えば赤道大気レーダや南極昭和基地大気レーダ (PANSY レーダ) 等設置環境が制約された大型大気レーダの特性改善に有効と期待される。

さらに本論文においてはアンテナを想定して議論を進めてきたが、本手法はスカラー場である音波に対しても応用可能である。近年ヒューマンインターフェースとして注目を浴びている音声認識においては、反響音などの抑圧が問題になっている。一般に音声は広帯域であるが、高次までの音声の調波成分を利用することにより、マイクロフォンアレーによる MUSIC

法を用いた高精度音声到来方向推定が可能である [18] . 音声は広帯域であるため, アレー間隔一定では周波数により到来時の位相回転数が異なるが, 所望音声方向を同位相面とすることにより方向拘束可能となる. よって指向性のある高利得のマイクの周りに, サイドローブレベルのマイクロフォンアレーを設置し, DCMP-CN を行えば所望音声だけが取り出せる. 以上のように様々な分野で高利得アレー用のアダプティブサイドローブ抑圧が必要とされており, DCMP-CN はこれらに適用する際に有効な手段であると考え.

文 献

- [1] P.W.Howells, "Intermediate Frequency Sidelobe Canceller," U.S.Patent No.3202990, Aug. 1965.
- [2] S.P.Applebaum, "Adaptive Arrays," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.24, no.5, pp.585-598, 1976.
- [3] K.Abe, K.Hirasawa, and H.Watanabe, "Radar Sidelobe Canceller Characteristics in High Power Interference," IEICE Trans. Commun., vol.E78-B, no.11, pp.1507-1512, 1995.
- [4] K.Takao, M.Fujita, and T.Nishi, "An Adaptive Antenna Array under Directional Constraint," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.24, no.5, pp.662-669, 1976.
- [5] 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, pp.87-114, 1998.
- [6] L.J.Griffiths and C.W.Jim, "An Alternative Approach to Linearly Constrained Adaptive Beamforming," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.30, no.1, pp.27-34, 1982.
- [7] H.Yang and M.A.Ingram, "Design of Partially Adaptive Arrays Using the Singular-Value Decomposition," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.45, no.5, pp.843-850, 1997.
- [8] S.Yu and J.Lee, "The Statistical Performance of Eigenspace-Based Adaptive Array Beamformers," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.44, no.5, pp.665-671, 1996.
- [9] G.L.Fudge and D.A.Linebarger, "Spatial Blocking Filter Derivative Constraints for the Generalized Sidelobe Canceller and MUSIC," IEEE Trans. Signal Processing, vol.44, no.1, pp.51-61, 1996.
- [10] K.M.Kim, I.W.Cha, and D.H.Youn, "On the Performance of the Generalized Sidelobe Canceller in Coherent Situations," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.40, no.4, pp.465-468, 1992.
- [11] Y.Chu and W.Fang, "A Novel Wavelet-Based Generalized Sidelobe Canceller," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.47, no.9, pp.1485-1495, 1999.
- [12] Y.Wang and W.Fang, "Wavelet-Based Broadband Beamformers with Dynamic Subband Selection," IEICE Trans. Commun., vol.E83-B, no.4, pp.819-826, 2000.

- [13] D.T.Hughes and J.G.McWhirter, "Penalty function method for sidelobe control in least squares adaptive beamforming," Proc. SPIE, vol. 2563, "Advanced Signal Processing Algorithms," pp.170-181, 1995.
- [14] J.G.McWhirter, "Data-domain penalty function algorithm for stabilised adaptive beamforming," IEE Proc. Radar, Sonar Navig., vol.147, no.6, pp.265-269, 2000.
- [15] 杉浦 光夫, "解析入門 I," 東京大学出版会, pp.149-153, 1996.
- [16] 関口高志, 平田和史, 藤坂貴彦, "サイドローブキャンセラにおいて干渉波数が補助アンテナ数より少ない場合に対する最適荷重と最小二乗最小ノルム荷重に関する検討," 第14回デジタル信号処理シンポジウム, 講演番号 D6-2, pp.749-755, 1999.
- [17] 藤田 宏, 今野 浩, 田邊 國士, "最適化法," 岩波書店, pp.89-90, 1994.
- [18] H.Kamiyanagida, H.Saruwatari and K.Takeda, "Direction of Arrival Estimation using nonlinear microphone array," IEICE Trans. Fundamentals, vol.E84-A, no.4, pp.999-1010, 2001.

(平成 x 年 xx 月 xx 日受付)

神尾 和憲 (学生員)

平 13 京大・工・電気卒. 現在, 同大学院情報学研究所通信情報システム専攻修士課程在学中. アダプティブアンテナ, レーダに関する研究に従事.

佐藤 亨 (正員)

昭 5 1 京大・工・電気第二卒. 昭 5 6 同大学院博士課程了. 同超高層電波研究センター助手, 工学部講師, 同助教を経て, 平成 1 0 年より同大学院情報学研究所通信情報システム専攻教授. レーダによる降雨, 中層・超高層大気, 軌道運動物体のリモートセンシングならびに地下探査等のレーダ信号処理の研究に従事. 日本航空宇宙学会, 地球電磁気・地球惑星圏学会, 文化財探査学会, IEEE, 米国気象学会会員. 工博.