



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	走査型ハウエルズ・アップルbaumアダプティブスーパーレゾリューションアレーの高速化
Author(s)	大宮, 学; Ohmiya, Manabu; 小川, 恭孝 他
Citation	北海道大學工学部研究報告, 153, 41-50
Issue Date	1990-11-29
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/42269
Type	departmental bulletin paper
File Information	153_41-50.pdf



走査型ハウエルズ・アップルバウムアダプティブ スーパーレゾリューションアレーの高速化

大宮 学 小川 恭孝 伊藤 精彦

(平成 2 年 8 月 31 日受理)

Howells-Applebaum Adaptive Superresolution Array for Accelerated Scanning

Manabu OHMIYA, Yasutaka OGAWA and Kiyohiko ITOH

(Received August 31, 1990)

Abstract

A new approach is described which provides an accelerated scanning rate for a Howells-Applebaum adaptive superresolution array (H-A SRA). Analytical considerations clarify the causes of performance degradation of the H-A SRA at a high scanning rate. Then a suitable steering signal and implementation of an H-A weight control loop (H-A loop) for accelerated scanning are proposed. Furthermore, the weight solution determined by this method is shown to coincide approximately with the optimum Wiener one under some specific signal conditions and antenna parameters. Computer simulations show that the proposed H-A SRA gives a much better scanning performance than the conventional array. The new system is readily implemented by improving the circuit inserting the steering signal in the H-A loop. Therefore, the approach is very effective.

1. ま え が き

空間における波源分析技術は、信号環境についての詳細な情報を与えることができ、現在における重要な研究テーマの 1 つになっている¹⁾。その中で特に注目を浴びているのは、波源の方向、電力および個数等を極めて正確に推定するスーパーレゾリューション技術である^{2), 3)}。スーパーレゾリューション技術を実現するアルゴリズムとしてハウエルズ・アップルバウムアダプティブスーパーレゾリューションアレー (以下、H-A SRA と略称する) が大変興味深い研究対象となっている^{4), 5)}。H-A SRA はもともと妨害信号の抑圧を目的として考え出された H-A アダプティブアレー⁶⁾を波源推定に応用したものである。H-A SRA では、ウエイト制御機能 (以下、H-A ループと呼ぶ) 内に印加されるステアリング信号を時間とともに変化することによって空間走査を行い、波源の方向、電力および個数等を正確に推定する。そのとき、ステアリング信号はアンテナパタンの主ビームの方向を設定し、ステアリング信号で指し示す方向の波源を受信し、それ以外の方向の波源をすべて抑圧するように H-A ループのウエイトが制御される。その結果、スーパ

レーゾリューション特性が得られる。しかしながら、高速走査が行われたとき H-A SRA は特性を劣化させることが報告されている⁴⁾。

文献5)において、H-A SRA の高速走査時の特性劣化は、ステアリング信号が H-A ループで使用されている低域通過型ろ波器(以下、LPF と略す)を通過する際 LPF の周波数特性の影響を受け、その結果ステアリング信号で正確な主ビーム方向の設定を行えないため発生するということが明らかにされている。さらに、高速走査を実現するために H-A ループで使用されている LPF の周波数特性が満足すべき条件が示され、高速走査を実現する LPF の構成法の一例が提案された。

本論文では、ステアリング信号に対する LPF の周波数特性の影響を軽減することによって高速走査を実現する方法を提案する。この方法は従来のステアリング信号をそのまま使用し、H-A ループのステアリング信号印加機構を変更することによって実現可能であり、その構成方法を示す。文献5)で提案された系は構成が複雑で、アンテナ素子数、配置およびステアリング信号の与え方に制約があるが、本論文で提案する系は構成が簡単で、アンテナ構成に依存しないという利点を有する。さらに、今回提案する系(または、ステアリング信号)を用いることによって、走査速度、ループゲイン、アンテナ素子数および波源の電力等の関係がある条件を満足する場合には、ウェイト解が最適 Wiener 解に近似的に一致し、走査による特性劣化が生じないことを解析的に示す。

2. 高速走査型ステアリング信号の導出

図1に示される従来型の H-A SRA の周波数領域における定常ウェイトベクトルは、次式で与えられる⁵⁾。

$$\mathbf{W}(\omega) = \left\{ \frac{\mathbf{I}}{G} + \mathbf{R}_{xx} H(\omega) \right\}^{-1} \mathbf{S}(\omega) \quad (1)$$

式(1)において、 $\mathbf{W}(\omega)$ および $\mathbf{S}(\omega)$ はそれぞれウェイト列ベクトル $\mathbf{W}(t)$ 、ステアリング列ベクトル $\mathbf{S}(t)$ のフーリエ変換を表している(慣例として、ステアリングベクトルを表現するとき $\mathbf{S}^*(t)$ のように*記号を付記する^{4), 5)}が、本論文においては*記号を省略して表すものとする)。さらに、 G は H-A ループのループゲイン、 \mathbf{I} は単位行列、 \mathbf{R}_{xx} はアンテナ素子の入力信号から計算される共分散行列、 $H(\omega)$ (ただし、 $H(0) = 1$) は LPF の周波数特性を表す。式(1)で与えられるウェイト解は定常状態における平均化されたウェイト値であり、時間とともに変化するジッタ要素および過渡状態のウェイトの振る舞いについては求められない。また、本論文においてはそれらの特性については述べないものとする。式(1)から、H-A SRA のウェイト解は $H(\omega)$ 、すなわち LPF の周波数特性の影響を受けることが分かる。その詳細については文献5)で論じられている。

今、 L 個の無相関狭帯域波源が存在していると仮定する。また、相互結合がない N 個の受信アンテナ素子から構成されるアレーアンテナについて考察する。このとき、共分散行列 \mathbf{R}_{xx} は次式で与えられる。

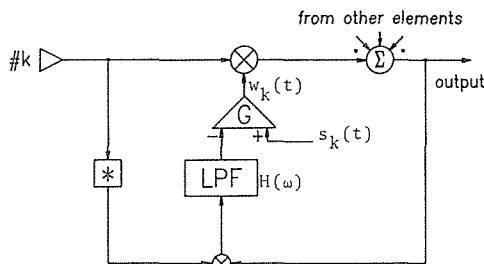


図1. 従来型 H-A SRA.

$$R_{xx} = \sigma^2 \left(I_N + \sum_{m=1}^L \xi_m V_m^* V_m^T \right) \quad (2)$$

式(2)において、 σ^2 は前置増幅段において発生する熱雑音電力、 I_N はN次元の単位行列を表す。 ξ_m はm番目の波源の入力SNR、さらに V_m はm番目の波源の方向とアンテナ素子配置によって決定される波源位相ベクトルである。また、上付添字*、 T はそれぞれ複素共役、転置を表す。

式(2)を式(1)に代入して、式の展開を行うことによって、図1に示されるH-A SRAのウェイト解は次式のように求められる。

$$W(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \left\{ I_N + \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L a_{mn}(\omega) V_m^* V_n^T \right\} \frac{gS(\omega)}{1+gH(\omega)} \quad (3)$$

ただし、 $g = \sigma^2 G$ である。また、 $a_{mn}(\omega)$ は次式から求められるL次元正方行列 $A(\omega)$ の(m,n)要素である。

$$A(\omega) = -gH(\omega) \{ I_L + gH(\omega) (I_L + NDC) \}^{-1} D \quad (4)$$

式(4)において、行列 C 、 D はそれぞれ次式で与えられる。

$$C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \cdots & c_{1L} \\ c_{21} & c_{22} & \cdots & c_{2L} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{L1} & c_{L2} & \cdots & c_{LL} \end{bmatrix} \quad (5), \quad D = \begin{bmatrix} \xi_1 & & & \\ & \xi_2 & & 0 \\ & & \ddots & \\ 0 & & & \xi_L \end{bmatrix} \quad (6)$$

式(5)において、 c_{mn} ($m, n=1, 2, \dots, L$)は波源の空間相関係数と呼ばれ、次式で定義される⁷⁾。

$$c_{mn} = \frac{V_m^T V_n^*}{N} \quad (7)$$

比較検討のため、非走査型H-A SRAのウェイト解について示す。ここで、非走査型H-A SRAとは非常にゆっくりと空間走査を行う系で、LPFの周波数特性 $H(\omega)$ の影響を無視できる場合であり、H-A SRAで得られる最良の走査特性を与える^{4), 5)}。非走査型H-A SRAのウェイト解は、

$$W(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \left\{ I_N + \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L a_{mn}(0) V_m^* V_n^T \right\} \frac{g}{1+g} S(\omega) \quad (8)$$

となる。

式(3)と式(8)を比較して分かるように、式(3)ではステアリング信号 $S(\omega)$ にLPFの周波数特性 $H(\omega)$ を含む係数 $g/\{1+gH(\omega)\}$ が乗算されている。H-A SRAでは、ステアリング信号の各要素の相対的な振幅と位相の関係をアンテナの配置、走査方法に合わせて適当に調節することによって、ビームの形成を行う。したがって、ステアリング信号の要素は互いに異なった周波数成分を持つ。式(3)から時間領域におけるウェイト解を導出する際、 $H(\omega)$ の ω はステアリング信号に含まれる周波数に置き換えられるので、ステアリング信号の各要素にはLPFの周波数特性によって決定される異なった値を持つ複素係数(振幅と位相)が乗算される。これらの複素係数はステアリング信号要素の振幅/位相の相互関係を乱し、正確なポインティングを行うことを不可能にする。特に、走査速度が大きくなると高い周波数成分までステアリング信号に含まれるので、LPFの周波数特性の影響はさらに顕著になる。実際には、式(3)と式(8)においてもう1点、 $A(\omega)$ についての違いがある。 $A(\omega)$ はポインティング方向以外の波源方向にパターンヌルを形成するために調整を行う係数であり、アンテナパタンのヌルの深さを決定する。しかしながら、後で数値例を示すように $A(\omega)$ における $H(\omega)$ の特性劣化に及ぼす影響は小さく、むしろ前述のステアリン

グ信号に乗算される複素係数による特性劣化の影響が大きく、解決されるべき問題点である。

本論文においては、LPF の周波数特性の影響を軽減し、高速走査を実現するステアリング信号の決定法を示す。ここで、提案するステアリング信号 $Q(\omega)$ を次式に示す。

$$Q(\omega) = \left\{ \frac{1}{g} + H(\omega) \right\} S(\omega) \quad (9)$$

式(9)で与えられるステアリングベクトルは従来のステアリングベクトル $S(\omega)$ を用い、H-A ループにおけるステアリング信号印加機構を変更することでシステムを構成することができる。この場合の H-A ループの構成を図 2 に示す。

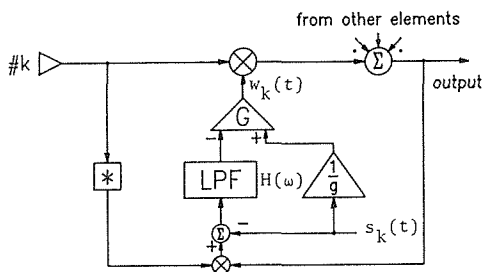


図 2. 改良型 H-A SRA.

さて、式(2)において $S(\omega)$ の代わりに式(9)で与えられる $Q(\omega)$ を用いることによって、H-A SRA のウェイト解は次式で与えられる。

$$W(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \left\{ I_N + \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L a_{mn}(\omega) V_m^* V_n^T \right\} S(\omega) \quad (10)$$

式(3)と(10)を比較することによって、次のことが分かる。すなわち、式(3)においてステアリング信号に乗算されていた係数 $g/\{1+gH(\omega)\}$ に含まれている LPF の影響が除かれている。さらに、右辺 $\{ \}$ 内第 1 項のアンテナパタンの主ビームを走査する項には LPF の周波数特性が含まれないことから、走査速度に依存することなく主ビームの形成および走査が可能である。ただし、先にも触れたように $a_{mn}(\omega)$ に LPF の周波数特性が含まれることから、この影響について考察し、今回提案した系が従来の系および非走査型 H-A SRA と比較してどの程度高速走査が可能か論じることが非常に興味あることである。次章においては、ウェイトの解析を行う。

以下の章においては、表記の簡単化のため従来のステアリング信号を用いる系のことを従来型 H-A SRA (図1に示される系)、本章で提案された式(9)で与えられるステアリング信号を用いる系 (図2に示される系) を改良型 H-A SRA と呼ぶこととする。

3. H-A SRA ウェイトの解析

本章においては、H-A SRA のウェイト解を解析することによって、改良型 H-A SRA が従来型 H-A SRA に比べて高速走査が可能であり、さらに信号環境とアンテナパラメータに関する仮定が満足される場合には最適 Wiener 解と等しいウェイト解が得られ、周波数特性 $H(\omega)$ に依存することなく高速走査が可能であることを示す。

まず初めに、最適 Wiener 解を求める。最適 Wiener 解は文献8)から、次式で与えられる。

$$W(t) = R_{xx}^{-1} S(t) \tag{11}$$

式(2)の仮定のもとで、式(11)は次式のように展開される。

$$W(\omega) = \frac{1}{\sigma^2} \left(I_N + \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L a'_{mn} V_m^* V_n^T \right) S(\omega) \tag{12}$$

ただし、 a'_{mn} は次式で求められる行列 A' の (m, n) 要素である。

$$A' = -(I_L + NDC)^{-1} D \tag{13}$$

次に、改良型 H-A SRA のウエイト解について解析を行う。改良型 H-A SRA においてステアリング信号 $S(\omega)$ が 0 以外の値を持つ角周波数 ω' に対して、

$$\{I_L + gH(\omega') (I_L + NDC)\}^{-1} D \doteq \frac{1}{gH(\omega')} (I_L + NDC)^{-1} D \tag{14}$$

が成り立つならば、式(4)で与えられる $A(\omega)$ は単純化され、

$$A(\omega') \doteq -(I_L + NDC)^{-1} D = A' \tag{15}$$

となる。式(10)、(12)および(15)から、式(14)が満足される時改良型 H-A SRA のウエイト解は最適 Wiener 解に近似的に一致することが分かる。

式(6)から行列 D は波源の電力を対角要素とする対角行列であるから、式(14)の条件は単純化され次式になる。

$$\{I_L + gH(\omega') (I_L + NDC)\}^{-1} \doteq \frac{1}{gH(\omega')} (I_L + NDC)^{-1} \tag{16}$$

ここで、式(16)がどのような場合に成り立つかを検討する。まず、1番目として L 個の波源が存在し、異なる波源間での空間相関係数が 0 の場合について考察する。この場合、式(7)で定義される空間相関係数は、

$$c_{mn} = \begin{cases} 0 & (m \neq n) \\ 1 & (m = n) \end{cases} \tag{17}$$

となる。

このとき、式(16)の逆行列を解くことができ、 $S(\omega)$ が 0 以外の値を持つ角周波数 ω' に対して、

$$\left| gH(\omega') (1 + N\xi_m) \right| \gg 1 \quad (m=1, 2, \dots, L) \tag{18}$$

が満足されるならば式(16)が満足され、改良型 H-A SRA のウエイト解が最適 Wiener 解に一致する。式(18)の仮定は適当なループゲイン、アンテナ素子数、波源の電力さらに走査速度（または、 $H(\omega)$ ）に依存する。

次に、波源が 2 個存在し、その波源間の空間相関係数が 0 でない場合について考察する。この場合、 $S(\omega)$ が 0 以外の値を持つ角周波数 ω' に対して式(18)および

$$\left| g^2 H(\omega')^2 (1 - c_{12} c_{21}) N^2 \xi_1 \xi_2 \right| \gg \left| 1 + gH(\omega') (N\xi_1 + N\xi_2 + 2) \right| \tag{19}$$

が満足されるならば式(16)が成り立ち、改良型 H-A SRA のウエイト解は最適 Wiener 解に近似的に一致する。

以上のことから、上記の仮定が成立するならば、改良型 H-A SRA の走査特性が劣化しないこ

とが示された。4.においては、上記で導出した仮定が成立しない場合を含めて数値例を示し、改良型 H-A SRA の走査特性について明らかにする。

4. 数値計算結果

本章においては、数値計算によって改良型 H-A SRA の走査特性を明らかにするとともに、改良型 H-A SRA が従来型 H-A SRA に比べて高速走査可能であることを示す。数値計算においては無指向性アンテナ素子から構成される17素子(N=17)半波長間隔リニアアレーを仮定する。また、LPF として次式の周波数特性を有する一次遅れ系を採用する。

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T_c} \quad (20)$$

ただし、式(20)において T_c は LPF の時定数を表す。また、ステアリング信号 $S(t)$ の k 番目の要素 $s_k(t)$ を次式で定義する。

$$s_k(t) = e^{j\omega_k t} \quad (k=1, 2, \dots, N) \quad (21)$$

ただし、

$$\omega_k = 2\pi \frac{(k-p-1)}{T_s} \quad (22), \quad p = \frac{N-1}{2} \quad (23)$$

であり、 T_s は1回の走査に要する時間を表している。

式(21)の両辺をフーリエ変換することによって、次式を得る。

$$s_k(\omega) = 2\pi\delta(\omega - \omega_k) \quad (24)$$

この場合、改良型 H-A SRA、従来型 H-A SRA および非走査型 H-A SRA の時間領域におけるウエイト解はそれぞれ次式で与えられる。

$$w_k(t) = \frac{1}{\sigma^2} \left\{ s_k(t) + \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^N a_{mn}(\omega_i) v_{mk}^* v_{ni} s_i(t) \right\} \quad (25)$$

$$w_k(t) = \frac{1}{\sigma^2} \left\{ \frac{g s_k(t)}{1 + gH(\omega_k)} + \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^N \frac{g a_{mn}(\omega_i) v_{mk}^* v_{ni} s_i(t)}{1 + gH(\omega_i)} \right\} \quad (26)$$

$$w_k(t) = \frac{1}{\sigma^2} \cdot \frac{g}{1+g} \left\{ s_k(t) + \sum_{m=1}^L \sum_{n=1}^L \sum_{i=1}^N a_{mn}(0) v_{mk}^* v_{ni} s_i(t) \right\} \quad (27)$$

式(25)～(27)において、 $w_k(t)$ はウエイトベクトル $W(t)$ の k 番目の要素、 v_{mk} は V_m の k 番目の要素、 v_{ni} は V_n の i 番目の要素を表す。

以上の式を用いて、走査方向と出力の熱雑音電力で規格化された出力電力（規格化出力電力）の関係を図3～5に示す。ここで、電力は時間平均でなくアンサンブル平均である。すなわち、これらの図の縦軸は $W^{*T} \mathbf{R}_{xx} W / \sigma^2 W^{*T} W$ を表す。図3～5はそれぞれ波源の数が1～3のときである。

図3は波源が1個で、ブロードサイド方向から測った角度 θ で 7.5° の方向から入射している場合の走査特性である。図3(a)において $T_c/T_s \leq 0.1$ ならば、式(18)の最大走査角周波数に対する左辺の値が300以上であり、式(16)の仮定がほぼ成立すると考えられる。同図から、従来型 H-A SRA では $T_c/T_s = 0.001$ ですでに出力電力のピーク位置が信号到来方向からずれていることが分かる。さらに、 T_c/T_s が0.01になるとピーク位置のずれ量が大きくなるとともに、ピークレベルが減少

している。そして、 $T_c/T_s=0.1$ のときには出力電力は表示されている角度範囲でほぼ0dBとなり、波源を検出することが不可能となっている。一方、改良型 H-A SRA ではすべての T_c/T_s でほぼ非走査型 H-A SRA と同等な特性を得ることが可能である。したがって、改良型 H-A SRA では従来型 H-A SRA に比べて100倍以上高速走査が可能であるということが分かる。図3 (b) の場合は、式(18)の左辺の値が17~3.3の範囲にある場合の走査特性であり、必ずしも式(18)の仮定が成立するとは考えられない場合である。この場合、改良型 H-A SRA および従来型 H-A SRA で得られる走査特性はほぼ同じであり、 $T_c/T_s=0.1$ のときを除けばその特性は非走査型 H-A SRA と同じである。ただし、従来型 H-A SRA では T_c/T_s が大きくなるほど、すなわち走査が高速になるほど、出力電力のピーク位置が信号到来方向からずれるのに対して、改良型 H-A SRA では常にピーク位置が信号到来方向と一致している。

図4 は波源が2個で、波源間の空間相関係数が0でない場合の走査特性である。ただし、 $g=1.0$ 、各入射信号の入力 SNR は20dB、信号間の空間相関係数(および到来方向)は図4 (a)が $0.521(5.5^\circ, 9.5^\circ)$ 、図4 (b)が $0.965(7^\circ, 8^\circ)$ 、図4 (c)が $0.994(7.3^\circ, 7.7^\circ)$ である。この場合、いずれも式(18)

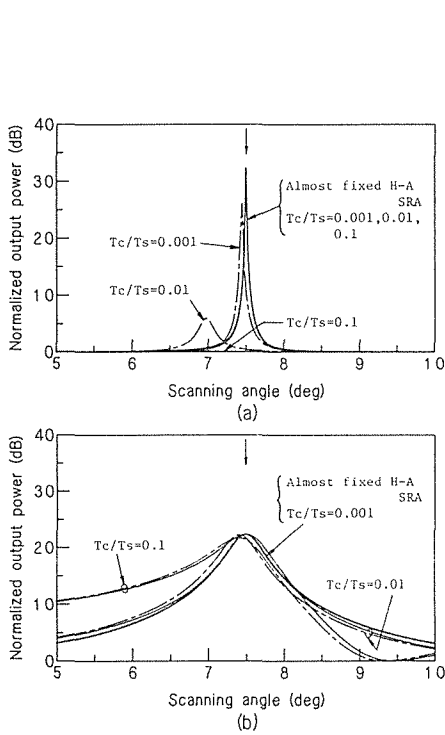


図3. 走査特性 (波源1個).

$N=17, L=1$, (a)入力 SNR=20dB, $g=1.0$,
(b)入力 SNR=10dB, $g=0.1$.

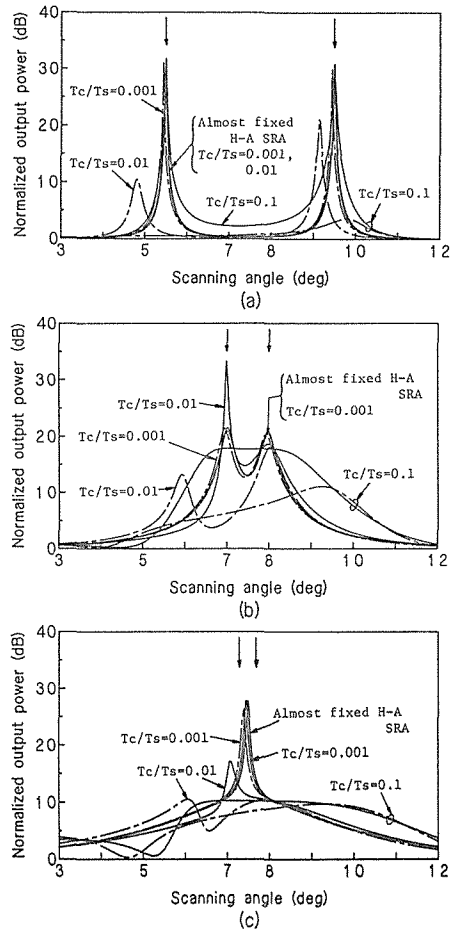


図4. 走査特性 (波源2個).

$N=17, L=2$, 各信号の入力 SNR=20dB, $g=1.0$.

の仮定は満足されていると考えられる。図4(a)は式(19)において、最大走査角周波数に対する左辺の値が右辺の値に比べて620~120倍大きく、式(19)の仮定がほぼ満足されているものと考えられる。この場合についても波源が1個存在する場合(図3(a))と同様に、従来型 H-A SRA では $T_c/T_s=0.001$ ですでにそのピーク位置が波源方向からずれており、 $T_c/T_s=0.01$ では大きくピーク位置が波源方向からずれ、ピークレベルも大きく減少している。さらに、 $T_c/T_s=0.1$ のときにはピークが1か所でしか発生せず、しかもピークレベルが小さいことから2個の波源を分解するのが困難である。一方、改良型 H-A SRA では $T_c/T_s=0.1$ のときに波源方向以外の走査方向における出力電力が多少増加するものの、ピークレベル、ピーク位置とも非走査型 H-A SRA のそれとほぼ同等であり、高速走査を行っても十分な波源分解能を得ることができる。したがって、従来型 H-A SRA に比べ改良型 H-A SRA では100倍以上高速走査可能といえる。図4(b)は式(19)の最大走査角周波数に対する左辺の値が右辺の値に比べて $T_c/T_s \leq 0.01$ では50程度、 $T_c/T_s=0.1$ のときには11である。 $T_c/T_s \leq 0.01$ の場合、改良型 H-A SRA の走査特性はピーク値の増減を除けば波源方向でピークとなっており、正確な波源方向の推定を行うことができ、従来型 H-A SRA より高速走査が可能であることが分かる。ただし、 $T_c/T_s=0.1$ のときは、いずれの系でも2つの波源を分離できない。図4(c)は計算を行った T_c/T_s の範囲において式(19)の左辺の値が右辺の値に比べ9.6~1.9倍程度の大きさであり、式(19)の仮定が満足されるとは考えられない場合の走査特性である。この場合、非走査型 H-A SRA の特性においてすでに2個の波源を分解不可能であり、改良型 H-A SRA においてもそれ以上の特性を得ることはできない。さらに、 T_c/T_s を0.01, 0.1 とするに従って、改良型 H-A SRA および従来型 H-A SRA の特性とも非走査型 H-A SRA の特性と大きく異なる。ただし、改良型 H-A SRA は従来型 H-A SRA に比べ特性劣化の程度は小さいと考えられる。

図5は波源が3個のときの走査特性であり、解析的な検討が困難な場合である。ただし、信号の到来方向は $3.5^\circ, 7.5^\circ, 11.5^\circ$, $g=1.0$, すべての信号の入力 SNR は 20dB である。この場合については、図4(a)と同様な結論が導かれる。すなわち、改良型 H-A SRA ではすべての T_c/T_s で波源を分解可能である。一方、従来型 H-A SRA では $T_c/T_s=0.001$ においてのみ3波の入射信号を正確に推定することができる。以上のことから、入射信号が3波存在する場合でも、改良型 H-A SRA では従来型 H-A SRA に比べて約100倍程度の高速走査が可能であるということが分かった。このように解析的検討が困難である場合においても、改良型 H-A SRA は従来型 H-A SRA より高速走査が可能であることが数値計算により示された。

以上、ここでは数値計算を行うことによって、改良型 H-A SRA の走査特性を明らかにし、非走査型 H-A SRA および従来型 H-A SRA の特性と比較検討した。その結果、特に従来型 H-A SRA において高速走査による走査特性の劣化が顕著な信号環境およびアンテナパラメータに関して、改良型 H-A SRA では非走査型 H-A SRA とほぼ同等な走査特性を与え、従来型 H-A SRA に比べて100倍以上高速走査可能であるということが分かった。また、その他の信号環境およびアンテナパラメータの場合には、非走査型 H-A SRA においてすでに十分な走査特性が得られなくなっており、改良型 H-A SRA でもそれ以上の特性を得ることはできないが、従来型 H-A SRA に比べて常に良い走査特性を得ることができる。また、波源が3個の場合については、波源が1個あるいは2個存在する場合と同様な結論を得た。式(4)から分かるように、 $a(\omega)$ は $H(\omega)$ に依存している。すなわち、式(10)で与えられるウエイトベクトルは $a(\omega)$ を含むので、改良型 H-A SRA の特性は $H(\omega)$ によって影響を受ける。しかしながら、数値計算結果から $a(\omega)$ に含まれる $H(\omega)$ の影響は T_c/T_s が0.1のような高速な走査が行われるときを除けば重大でないことが明らか

となった。

先に述べたように、図3～5の数値例における電力はアンサンブル平均により求めたものである。実際の電力はフィルタを用いた時間平均により求められる。すなわち、図1または2のアレー出力は電力測定のための回路に入力され、その中にはフィルタが含まれていることになる。したがって、実際に実現できる走査速度はこのフィルタの帯域幅（すなわち、時定数）にも依存する。しかし、本論文ではこのフィルタによる走査速度の限界については論じていない。ここで取り扱っているのは、H-A ループ内のウエイトと走査速度の関係である。

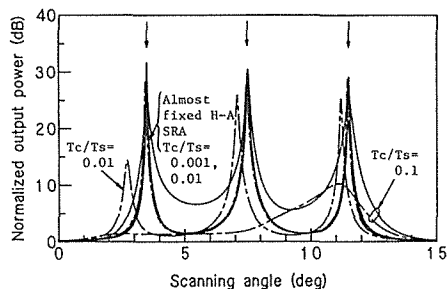


図5. 走査特性（波源3個）。

$N=17$, $L=3$, 各信号の入力 SNR=20dB, $g=1.0$.

5. む す び

本論文においては、従来型 H-A SRA のウエイト解の理論的解析から高速走査による特性劣化の原因を明らかにし、この特性劣化を軽減するステアリング信号の決定法を提案し、その系の構成を示し改良型 H-A SRA と名付けた。改良型 H-A SRA は文献5)で提案された方法とは全く異なる方法であり、ステアリング信号のウエイト制御ループにおける印加機構を変更することで容易に実現される。改良型 H-A SRA において、波源が1個または2個以上で波源間の空間相関係数が0の場合および2個以上で波源間の空間相関係数が無視できない場合について理論的解析を行い、信号環境およびアンテナパラメータに関する仮定が満足される場合には、求められるウエイト解が近似的に最適 Wiener 解に一致するということを導出し、このとき走査特性が劣化しないことを示した。また、走査特性について数値計算を行い、波源の電力が大きいときなど高速走査による従来型 H-A SRA の走査特性の劣化が顕著な場合には、従来型 H-A SRA と比較して改良型 H-A SRA では100倍以上高速走査可能で、非走査型 H-A SRA とほぼ同等な波源分解能特性を得ることが可能であることが示された。このことは、入射信号が3波のときについても同様に成り立つ。また、上記以外の場合においても改良型 H-A SRA の走査特性は従来型 H-A SRA の特性に比べて常に優れている。

参考文献

- 1) "Special Issue on Adaptive Processing Antenna Systems", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-34, 3 (Mar. 1986).
- 2) W. F. Gabriel: "Spectral Analysis and Adaptive Superresolution Techniques", Proc. IEEE, 68, 6, pp. 654-666 (June 1980).

- 3) G. W. Borgiotti and L. J. Kaplan: "Superresolution of Uncorrelated Interference Sources by Using Adaptive Array Techniques", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-27, 6, pp. 842-845 (Nov. 1979).
- 4) M. Ueno, K. Kawabata, and T. Morooka: "Scanning Limitation in Adaptive Superresolution Array", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-32, 3, pp. 213-218 (Mar. 1984).
- 5) M. Ohmiya, Y. Ogawa, and K. Itoh: "Considerations on a Scanned Adaptive Superresolution Array", IEEE Trans. Antennas and Propagation (Special Issue on Adaptive Processing Antenna Systems), AP-34, 3, pp. 447-453 (Mar. 1986).
- 6) S. P. Applebaum: "Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-24, 5, pp. 585-598 (Sept. 1976).
- 7) H. C. Lin: "Spatial Correlations in Adaptive Arrays", IEEE Trans. Antennas and Propagation, AP-30, 2, pp. 212-223 (Mar. 1982).
- 8) R. A. Monzingo and T. W. Miller: Introduction to Adaptive Arrays, John Wiley and Sons, New York, 1980.