

TR-AC-0007

017

帯域分割・合成型  
CMAアダプティブアレーとその応用

関口 高志

1997. 8.28

ATR環境適応通信研究所

# 帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーとその応用

(株) エイ・ティ・アール環境適応通信研究所

第三研究室

関口 高志

あらかし

アレーアンテナで受信した信号をデジタル信号に変換後、帯域分割・ダウンサンプリングして適応デジタルビーム形成信号処理の速度を低速化することにより、広帯域信号を扱えるようにすることを目的として、CMA (Constant Modulus Algorithm)アダプティブアレーに帯域分割・合成処理を導入した場合の荷重係数更新式の導出とその動作結果について報告する。帯域分割・合成型アレー信号処理は比帯域幅の広い信号を対象とする場合が多かったが、本報告では、信号そのものは広帯域だが比帯域幅は狭い場合を考える。用途としては、通常の処理では演算速度の限界からリアルタイムに適応デジタルビーム形成処理することが困難な状況において、それを実現したい場合を想定している。具体例として、光信号処理アレーアンテナなどのRF (Radio Frequency)領域でのマルチビームアレーアンテナと組合わせたビームスペース形構成を提案する。

## 目次

1. まえがき	1
2. 帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレー	2
2. 1 準備	2
2. 2 荷重係数更新式 (エレメントスペース構成)	3
2. 3 帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーアンテナのビームパターン	5
2. 4 エレメントスペース構成帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレー アンテナの動作	7
2. 5 ビームスペース構成帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレー	8
3. RF 領域でのマルチビームアレーアンテナと組合わせた 帯域分割・合成型アダプティブアレーアンテナ	10
4. むすび	12
参考文献	13

## 1. まえがき

近年、アダプティブアレーアンテナの移動体通信システムへの適用に関する研究・開発が盛んに行われている[1]-[3]。CMA (Constant Modulus Algorithm)アダプティブアレーは、所望信号の包絡線が一定の場合の干渉波の除去に有効であり、また、参照信号を必要としないという利点を持つため、移動体通信用アンテナの指導原理の1つとして着目されている[3]-[6]。その一方、伝送する信号の帯域幅が広がるにつれて、デジタル信号処理部の高速動作も要求されるようになってきている。

本報告では、アレーアンテナで受信した信号をデジタル信号に変換後、帯域分割・ダウンサンプリングして適応デジタルビーム形成信号処理の速度を低速化することにより、広帯域信号を扱えるようにすることを目的として、CMA (Constant Modulus Algorithm)アダプティブアレーに帯域分割・合成処理を導入する。帯域分割・合成型アレー信号処理は、音響信号を含む比帯域幅の広い信号を対象とする場合が多かったが[7][8]、ここでは、信号そのものは広帯域だが比帯域幅は狭い場合を考える。

帯域分割・合成型アダプティブアレーの概念は既に存在する[8]が、そこでは、LMS アルゴリズムのような参照信号の存在を仮定している。CMAは参照信号を必要としないがアダプティブアレー出力信号波形を必要とするため、構成は文献[8]と異なってくる。本稿では帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーの荷重係数更新式を導出する。

ところで、ATR では光信号処理を用いたアレーアンテナの研究を行っている[9]-[10]。光の空間並列性を利用して(超)広帯域ビームを形成するものである。光信号処理アレーアンテナは広帯域信号に対して固定ビーム形成は得意だが、信号処理的に適応ビーム形成を行うのが困難である。一方、デジタル信号処理でビーム形成処理を行うデジタルビームフォーミングアンテナは、適応ビーム形成処理は得意だが、信号の帯域幅が広がると速度的にそのままデジタル信号処理を行うのが難しくなってくる[10]。文献[10]では両者の統合についてごく簡単に触れているが、具体的な構成については記されていない。本稿では、帯域分割・合成型アダプティブアレーの応用として、両者を統合した構成について提案する。すなわち、光信号処理アレーアンテナ等でマルチビームを形成しておき、そのあと帯域分割を行って何とかデジタル信号処理できるレベルにサンプリング周波数を落としてから帯域ごとに適応ビーム形成処理を行えば、原理的に広帯域信号に対して適応的にビームを形成することができると考えられる。これは、一種のビームスペース形構成による、RF (Radio Frequency)領域で処理を行うマルチビームアレーアンテナと組合わせた帯域分割型アダプティブアレーアンテナである。

## 2. 帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレー

図1にエレメントスペース構成の帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーアンテナの構成図を示す。この図はこれから導出する荷重係数更新式に基づくものである。帯域分割数を  $P$ 、ダウンサンプリング比を  $D$  ( $\leq P$ ) とする。

$H_p(z)$ ,  $G_p(z)$  は、 $A/D$  変換時のサンプリング周波数で正規化した周波数で中心周波数  $(p-1)/P$  ( $p=1,2,\dots,P$ )、帯域幅  $1/P$  の帯域通過デジタルフィルタ、 $\downarrow D$  はダウンサンプラ ( $D$  サンプルおきに信号を取り出す)、 $\uparrow D$  はアップサンプラ (サンプルとサンプルの間に等間隔に  $(D-1)$  個の 0 値を挿入) である。

帯域分割・ダウンサンプリング後に CMA により荷重係数更新を行う。従って、荷重係数更新はダウンサンプリング前のレートでは  $D$  サンプルおきに行う。信号の比帯域幅が狭いので、各帯域の荷重係数は同一としてよい。各帯域で信号と荷重との積和演算後、アップサンプリング・合成フィルタバンクにより信号を合成し、元のサンプリングレートに戻す。図1はリニアアレーのように描いてあるが、アレー素子配置は任意である。

### 2.1 準備

帯域分割・合成型 CMA の荷重係数更新式導出の前に、まず、帯域分割・合成フィルタバンクの完全再構成

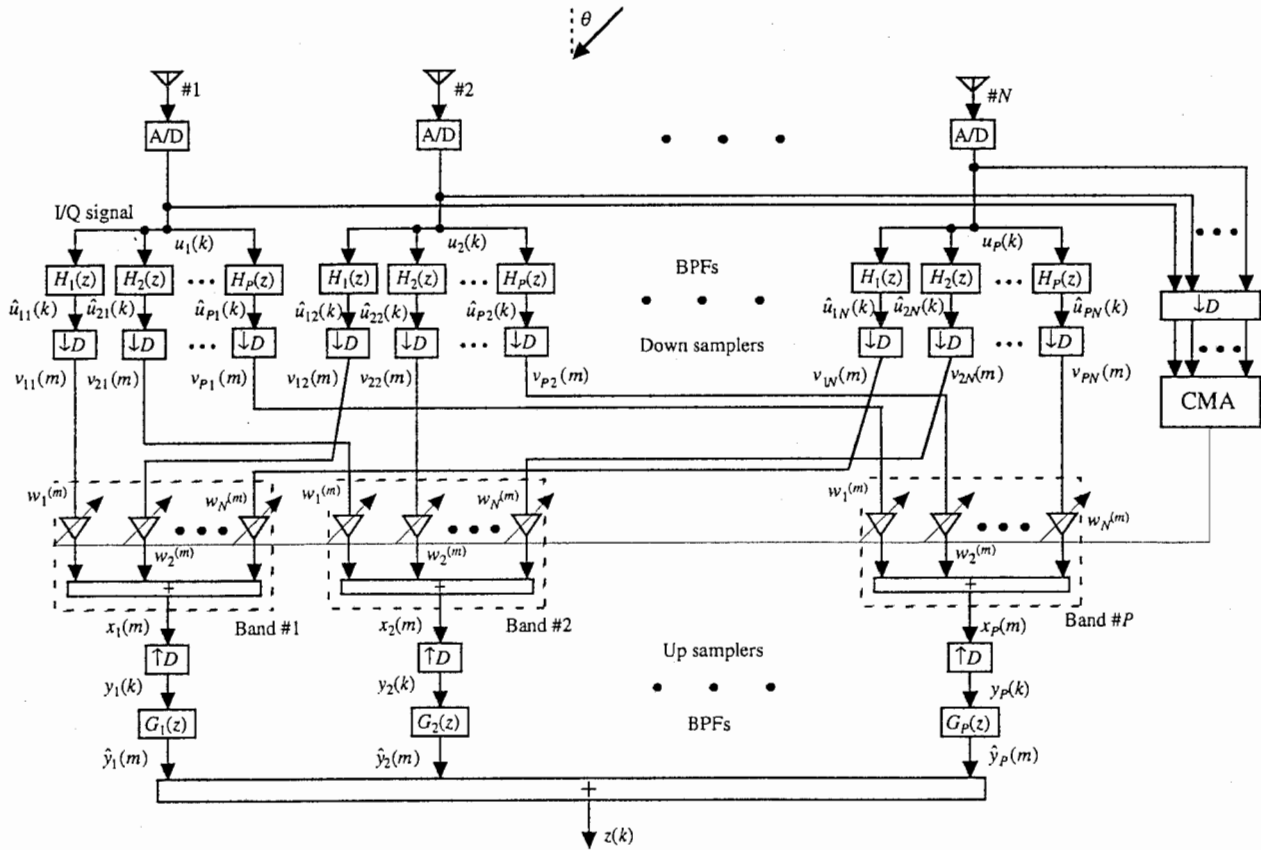


図1 帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーアンテナ構成図 (エレメントスペース構成)。

条件について簡単に記しておく。詳細は文献[12]等を参照されたい。

図2のように、帯域分割を行う分析フィルタバンクと、帯域合成を行う合成フィルタバンクが直結されたシステムを考える。ここでは、フィルタ伝達関数の名称は図2に記されているものを使うが、入出力信号の名称は図2と異なるものを使うので注意されたい。分析フィルタバンクへの入力信号を  $x(k)$ 、その  $z$  変換を  $X(z)$  とする。図2の合成フィルタバンク出力（加算器出力）信号を  $y(k)$ 、その  $z$  変換を  $Y(z)$  とするとき、 $Y(z)$  は次式のように表される。

$$Y(z) = T(z)X(z) + \sum_{r=1}^{P-1} A_r(z)X(e^{-j2\pi r/P}z) \quad (1)$$

$$T(z) = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P H_p(z)G_p(z) \quad (2)$$

$$A_r(z) = \frac{1}{P} \sum_{p=1}^P H_p(e^{-j2\pi r/P}z)G_p(z) \quad (3)$$

式(1)右辺第1項は非エイリアジング成分、第2項はエイリアジング成分である。帯域分割・合成フィルタバンクが完全再構成であるとは、出力  $y(k)$  が入力  $x(k)$  の遅延になっていることである。そのためには、第1項の  $T(z)$  が単なる遅延であり、第2項が0になることが必要十分である。すなわち、以下の条件をすべて満足することである。

$$T(z) = z^{-n_0} \quad (4)$$

$$A_r(z) = 0 \quad r = 1, 2, \dots, P-1 \quad (5)$$

$n_0$  は適当な正数である。

## 2. 2 荷重係数更新式（エレメントスペース構成）

帯域分割・合成型 CMA による荷重係数更新式導出にあたり、いくつか仮定を設ける。

- i) 帯域分割・合成フィルタバンクは FIR 形で完全再構成条件を満足。
- ii) 信号の比帯域幅が狭く、各帯域の荷重係数は同一。
- iii) 評価関数の勾配関数の導出において荷重係数は定常。

CMA の評価関数  $J$  を

$$J = \frac{1}{4} E \left[ \left\{ |z(k)|^2 - \sigma^2 \right\}^2 \right] \quad (6)$$

とする。  $z(k)$  はアダプティブアレー出力信号、  $\sigma$  は所望包絡線値、  $E[\cdot]$  は時間平均である。

ダウンサンプリング前のサンプリングレート（A/D 変換でのサンプリングレート）における時刻を表す記号を  $k$ 、ダウンサンプリング後のレートにおける時刻を表す記号を  $m$  とする。デシメーション比  $D$  とすると、  $k=0, D, 2D, \dots$  に対して、  $m=k/D=0, 1, 2, \dots$  と対応する。荷重係数更新はダウンサンプリング後のサンプリングレートで行う。

荷重係数更新に最急降下法を用いると、荷重係数更新式は以下のようになる。

$$\mathbf{W}^{(m+1)} = \mathbf{W}^{(m)} - \mu \nabla_{\mathbf{W}} J \quad (7)$$

$$\mathbf{W}^{(m)} = [w_1^{(m)}, w_2^{(m)}, \dots, w_N^{(m)}]^T \quad (8)$$

$$\nabla_{\mathbf{W}} J = \left[ \frac{\partial J}{\partial w_1^{(m)}}, \frac{\partial J}{\partial w_2^{(m)}}, \dots, \frac{\partial J}{\partial w_N^{(m)}} \right]^T \quad (9)$$

$\mu$  はステップサイズ,  $\nabla_{\mathbf{W}} J$  は  $J$  の  $\mathbf{W}^{(m)}$  に関する勾配ベクトルである.

いま,  $z(k)$  が

$$z(k) = \mathbf{Z}^T(k) \mathbf{W}^{(m)} \quad (10)$$

$$\mathbf{Z}(k) = [z_1(k), z_2(k), \dots, z_N(k)]^T \quad (11)$$

のように表せると仮定すると, 勾配ベクトル  $\nabla_{\mathbf{W}} J$  は,

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{W}} J &= \frac{1}{2} E \left[ \{ |z(k)|^2 - \sigma^2 \} \nabla_{\mathbf{W}} \{ \mathbf{W}^{(m)H} \mathbf{Z}^*(k) \mathbf{Z}^T(k) \mathbf{W}^{(m)} \} \right] = E \left[ \{ |z(k)|^2 - \sigma^2 \} \mathbf{Z}^*(k) \mathbf{Z}^T(k) \mathbf{W}^{(m)} \right] \\ &= E \left[ \{ |z(k)|^2 - \sigma^2 \} z(k) \mathbf{Z}^*(k) \right] \end{aligned} \quad (12)$$

となる. \* はベクトル・行列の各要素の複素共役をとったもの,  $^H$  は共役転置を表す. 式(7)(12)で, 時間平均の代わりに瞬時推定値を用いるものとすれば, 式(7)は次のようになる.

$$\mathbf{W}^{(m+1)} = \mathbf{W}^{(m)} - \mu \{ |z(k)|^2 - \sigma^2 \} z(k) \mathbf{Z}^*(k) \quad (13)$$

次に,  $\mathbf{Z}(k)$  を求める. 図1の記号を使うと,

$$\begin{aligned} z(k) &= \sum_{p=1}^P \hat{y}_p(k) = \sum_{p=1}^P \sum_{q=0}^{L-1} g_p(q) y_p(k-q) = \sum_{p=1}^P \sum_{q \in Q} g_p(q) x_p((k-q)/D) \\ &= \sum_{p=1}^P \sum_{q \in Q} g_p(q) \sum_{n=1}^N w_n^{(m)} v_{pn}((k-q)/D) \end{aligned} \quad (14)$$

$$Q = \{ q \mid k-q=0, D, 2D, \dots \} \cap \{ q \mid q=0, 1, \dots, L-1 \}$$

ここで,  $g_p(q)$  ( $p=1, 2, \dots, P; q=0, 1, \dots, L-1$ ) は合成フィルタバンクを構成する帯域通過フィルタ  $G_p(z)$  のインパルス応答,  $L$  はインパルス応答長である.  $k=mD, mD+1, \dots, (m+1)D-1$  がダウンサンプリング後のサンプリングレートでの時刻  $m$  に対応するが, 式(14)に現れる荷重係数値  $w_n^{(m)}$  は, ある  $k$  に対する出力信号  $z(k)$  の計算中において一定値とする. つまり,  $\sum_{q \in Q}$  の和を求めるに当たって, 本来なら  $k-q=(m-1)D, (m-2)D, \dots$  に対して, 過去の荷重係数値である  $w_n^{(m-1)}, w_n^{(m-2)}, \dots$  を用いるべきだが, そうではなく,  $k-q=(m-1)D, (m-2)D, \dots$  に対しても  $w_n^{(m)}$  を用いる. これで実際に不都合は生じていない. 式(14)において, 式(15)のように  $z_n(k)$  を定義すると, 式(14)は式(10)の形に書ける.

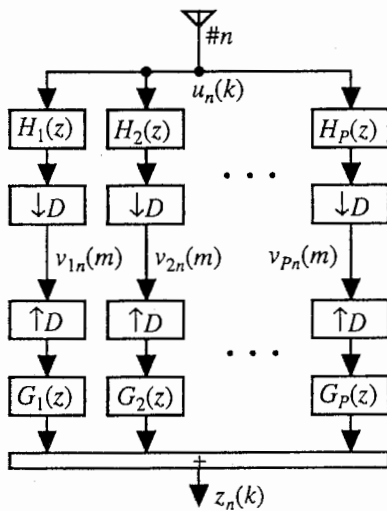


図2 帯域分割部と合成部の直結.

$$z_n(k) = \sum_{p=1}^P \sum_{q \in Q} g_p(q) v_{pn}((k-q)/D) \quad (15)$$

式(15)において,  $v_{1n}(m), v_{2n}(m), \dots, v_{pn}(m)$  は, 素子  $\#n$  で受信した RF 信



号をデジタル IQ 信号に変換した信号  $u_n(k)$  を、帯域通過フィルタ群  $H_1(z), H_2(z), \dots, H_p(z)$  で帯域分割してダウンサンプリングしてできた信号であることに注意すると、 $z_n(k)$  は図 2 の構成図の出力信号である。図 2 は図 1 で使われている分割フィルタバンクと合成フィルタバンクを直結したものであるから、このフィルタバンクが完全再構成条件を満足するなら、 $z_n(k)$  は入力信号  $u_n(k)$  をある時間だけ遅らせたものとなる。 $H_p(z), G_p(z)$  ともにフィルタ長  $L$  の FIR 形フィルタなら、時間遅延は  $L-1$  である。よって、

$$z_n(k) = u_n(k - L + 1) \quad (16)$$

となる。すなわち、

$$\mathbf{Z}(k) = [u_1(k - L + 1), u_2(k - L + 1), \dots, u_N(k - L + 1)]^T \quad (17)$$

である。

式(14)は、過去の荷重係数値  $w_n^{(m-1)}, w_n^{(m-2)}, \dots$  を直接使わないので厳密にはアダプティブアレー出力信号とは若干異なる。そこで、式(10)の  $z(k)$  を  $\tilde{z}(k)$  と改めて書くと、式(13)の荷重係数更新式は、

$$\mathbf{W}^{(m+1)} = \mathbf{W}^{(m)} - \mu \{ |\tilde{z}(k)|^2 - \sigma^2 \} \tilde{z}(k) \mathbf{Z}^*(k) \quad (18)$$

$$\tilde{z}(k) = \mathbf{Z}^T(k) \mathbf{W}^{(m)} = [u_1(k - L + 1), u_2(k - L + 1), \dots, u_N(k - L + 1)] \mathbf{W}^{(m)} \quad (19)$$

$k=0, D, 2D, \dots; m=k/D=0, 1, 2, \dots$

となる。これが求める帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーアンテナの荷重係数更新式である。アダプティブアレー出力信号  $z(k)$  を使わず、荷重係数更新の過程で分析フィルタバンク入力信号  $u_n(k)$  から疑似的な出力信号  $\tilde{z}(k)$  を直接作ってしまうため、アダプティブアレー出力からのフィードバックはない。

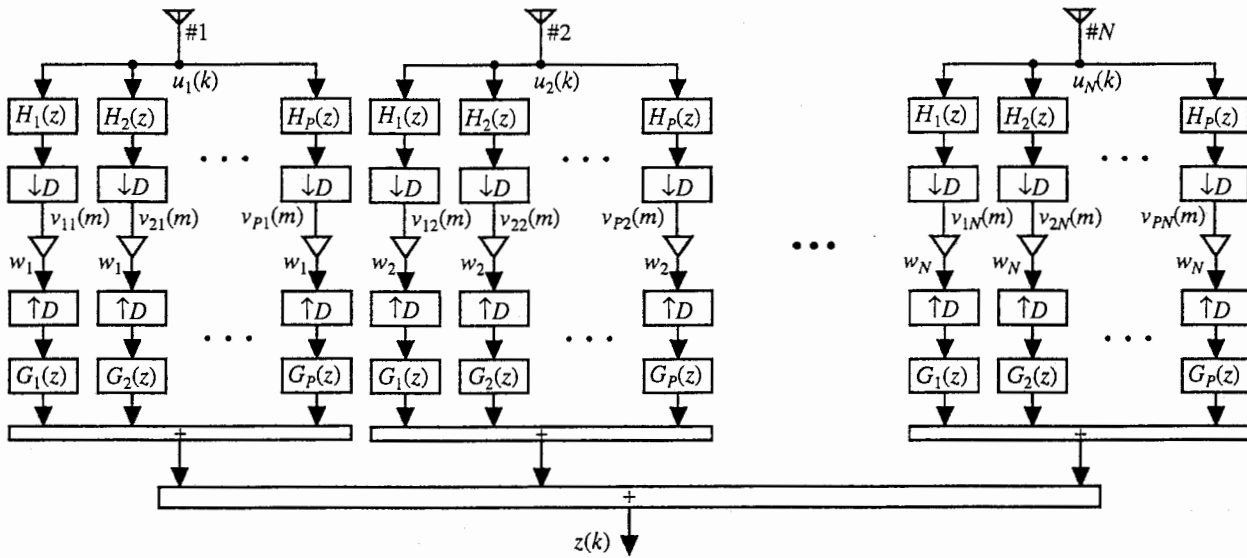
式(18)は結局、ダウンサンプリング前のレートで  $D$  サンプルごとに更新を行うことと帯域分割・合成フィルタによる時間遅延の存在以外は、帯域分割・合成を行わない場合とほとんど同じである。CMA は帯域合成後の波形を参照するので、参照信号を用いる場合の LMS アルゴリズム[8]と異なり、各帯域ごとに荷重更新処理を行うことはできない。

信号処理回路規模は、帯域分割・合成フィルタの分大きくなるが、この部分は例えば DFT フィルタバンクなら効率的な構成が可能である[12]ため、この部分の負担は大きくないと考える。

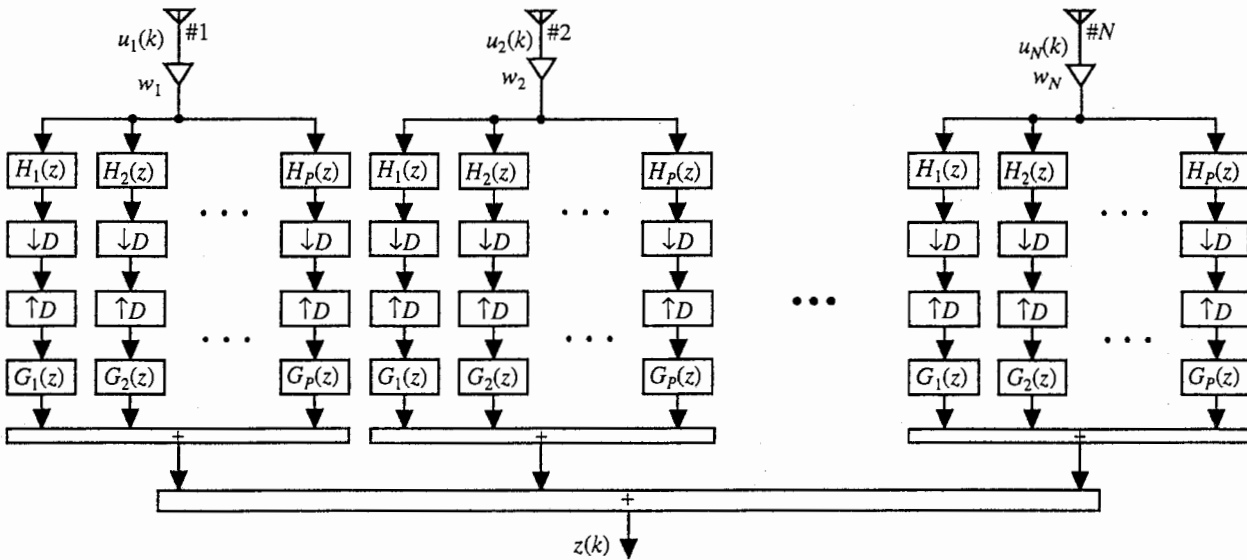
### 2. 3 帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーアンテナのビームパターン

荷重係数値が与えられたとき、帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーアンテナのビームパターンについて記す。

いま、荷重係数は固定した値とする。図 1 の構成は、各素子に対して合成フィルタバンクを共用する形になっている。つまり、どの素子に対しても、 $H_p(z)$  の出力信号は結局 1 つしかない  $G_p(z)$  に入力されている。これは図 3 (a) に示すように、各素子ごとに同一の合成フィルタバンクを使用するように変形できる。図 3 (a) で注意したいのは、各素子において、帯域が違っていても同一の荷重係数値になっていることである。従って、



(a) 帯域合成フィルタバンクを各素子ごとに用いる。



(b) (a)の荷重係数をフィルタバンクの外へ出す。

図3 帯域合成フィルタバンクを各素子ごとに用いるように図1を変形。

図3(b)に示すように、荷重係数はフィルタバンクの外に出してもよいことになる。

帯域分割・合成フィルタバンクが完全再構成条件を満足するとき、帯域分割・合成フィルタバンクは遅延器と等価であり、しかも各素子に対して同一の帯域分割・合成フィルタバンクを使用しているから、これらはビームパターンに何等影響を及ぼさない。従って、帯域分割・合成型CMAアダプティブアレーアンテナのビームパターンは、帯域分割・合成フィルタバンクが完全再構成条件を満足するとき、帯域分割を行わない場合と全く同一である。

図3(b)を見ると、帯域分割・合成フィルタバンクがなくてもいいように思われるが、その場合は信号と荷重係数との積和演算を高速に、つまりAD変換でのサンプリングレートで行わなければならない。

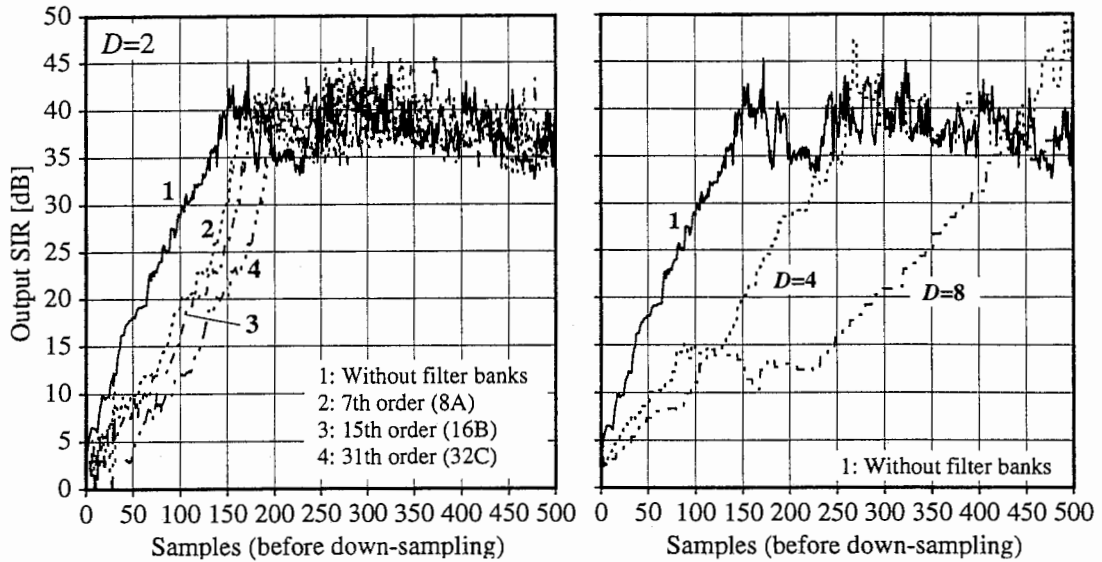


図4 帯域分割・合成型CMAアダプティブアレーアンテナの収束特性。  
(左)  $D=2$ . (右)  $D=4, 8$ .

2. 4 エレメントスペース構成帯域分割・合成型CMAアダプティブアレーアンテナの動作

計算機シミュレーションにより、帯域分割・合成型CMAアダプティブアレーの動作を調べた。電波環境は、所望信号入射角  $5^\circ$  (SNR=20 dB), 干渉信号入射角  $-20^\circ$  (INR=17 dB)である。入射角の定義は図1の通りである。8素子半波長間隔リニアアレーで、各素子の指向性は等方性である。また、各素子間の相互結合はないものとした。信号は帯域制限していないQPSKで、帯域分割前のサンプリングレートで1シンボルに4サンプル割り当てている。帯域分割数は2, 4, 8, 帯域分割・合成フィルタバンクは、2分割の場合はJohnstonのFIR形QMF[11]の中から3種類 ([11]の記号で8A, 16B, 32C: フィルタ長8, 16, 32で、遷移帯域幅と阻止域減衰量も異なる。ほぼ完全再構成), 4および8分割の場合は完全再構成DFTフィルタバンクを用いた。DFTフィルタバンクの伝達関数は以下ようになる[12].

$$H_p(z) = 1 + e^{-j2\pi(p-1)/P} z^{-1} + \dots + e^{-j2\pi(p-1)(L-1)/P} z^{-L+1}$$

$$G_p(z) = \frac{1}{L} (e^{-j2\pi(p-1)/P} + e^{-j4\pi(p-1)/P} z^{-1} + \dots + e^{-j2\pi(p-1)L/P} z^{-L+1})$$

$$L=P=4, 8; p=1, 2, \dots, P.$$

帯域分割数  $P$  とデシメーション比  $D$  は等しい。荷重の初期値は収束後のSIR になるべく大きく、かつ収束

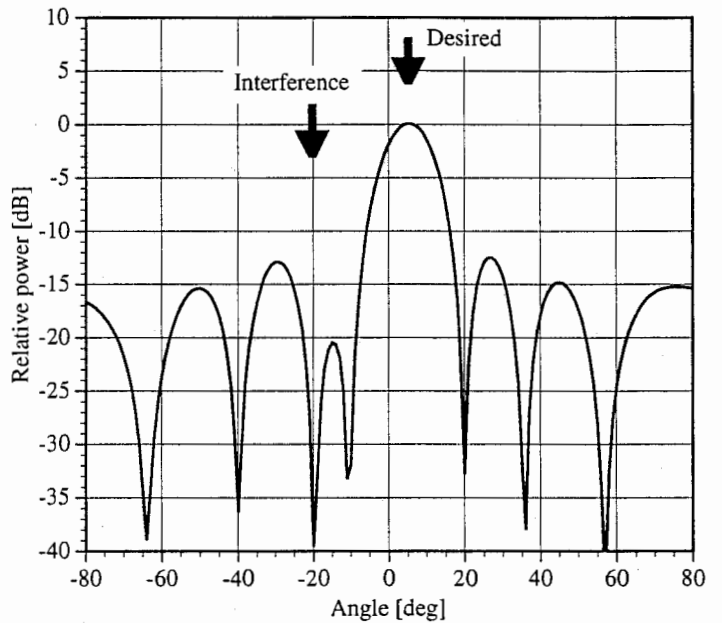


図5 指向特性.

が速くなるようにしている。このシミュレーションでは $[0.01, 0, \dots, 0]^T$ とした。ステップサイズ $\mu$ はどのフィルタバンクに対しても同じである。

図4に帯域分割前のレートにおけるサンプル数対出力 SIR を示す。これは3回試行の平均である。これから以下のことがわかる。

(a) ダウンサンプリング前のレートを基準にすると、収束は $D$ が大きいほど遅い。これはダウンサンプリング前のレートで $D$ 回おきにしかな荷重係数更新を行っていないからである。

(b) 干渉信号抑圧性能は $D$ に依存しない。

(c) 帯域分割数同じなら、帯域分割・合成フィルタ次数が低いほうが遅延が少なく有利。

(d) 帯域分割・合成フィルタの遷移帯域幅・阻止域減衰量は干渉信号抑圧性能にあまり関係しない。

以上の結果より、帯域分割をしなくて済む場合にはその方がよいことになる。従って、帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレーは絶対的な信号帯域幅が広く、高速動作を必要とする場合に適用すべきものである。

図5に、 $P=D=4, H_1(z)=1+z^{-1}+z^{-2}+z^{-3}$ の場合に対するダウンサンプリング前のレートで4000サンプル後(1000回荷重係数更新後)の指向特性を示す。干渉波の入射方向の $-20^\circ$ 方向にヌルができていていることがわかる。

## 2. 5 ビームスペース構成帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレー

図6はFFTによるデジタルマルチビーム形成を帯域分割後に行う CMA アダプティブアレーアンテナの構成図である。これは以下の荷重係数更新式に基づくものである。ここでは等間隔アレーを仮定する。帯域分割後にFFTによりデジタル信号処理によりマルチビームを形成し、その出力信号のうち、電力の大きな信号をいくつか取り出した後、CMAで制御された荷重係数により重み付けを行う。図6で、 $(P+1)$ 個のビーム選択器は連動する。

2. 2節と同じ仮定をすると、荷重係数更新式は以下の様に導出できる。

$$\mathbf{W}_B^{(m+1)} = \mathbf{W}_B^{(m)} - \mu \left\{ \left| \tilde{z}_B(k) \right|^2 - \sigma^2 \right\} \tilde{z}_B(k) \mathbf{Z}_B^*(k) \quad (20)$$

$$\tilde{z}_B(k) = \mathbf{Z}_B^T(k) \mathbf{W}_B^{(m)} \quad (21)$$

$$\mathbf{Z}_B(k) = \left[ z_{B r_1}(k), z_{B r_2}(k), \dots, z_{B r_I}(k) \right]^T \quad (22)$$

$$\mathbf{W}_B^{(m)} = \left[ w_{B 1}^{(m)}, w_{B 2}^{(m)}, \dots, w_{B I}^{(m)} \right]^T \quad (23)$$

$$z_{B r_i}(k) = \sum_{n=1}^N u_n(k-L+1) e^{-j2\pi(n-1)(r_i-1)/N} \quad (24)$$

$$k=0, D, 2D, \dots; m=k/D=0, 1, 2, \dots$$

ここで、選択ビーム数は $I$ 、選択されたビーム番号は $\{r_1, r_2, \dots, r_I\}$ としている。なお、ビーム番号は $1, 2, \dots, N$ である。

式(21)は疑似出力信号を求める式で、式(24)の信号 $z_{B r_i}(k)$ は、各素子のA/D変換出力信号をそのときのサンプリングレートで $L-1$ サンプルだけ遅らせた信号 $\{u_1(k-L+1), u_2(k-L+1), \dots, u_N(k-L+1)\}$ を空間方向に $N$ 点DFT

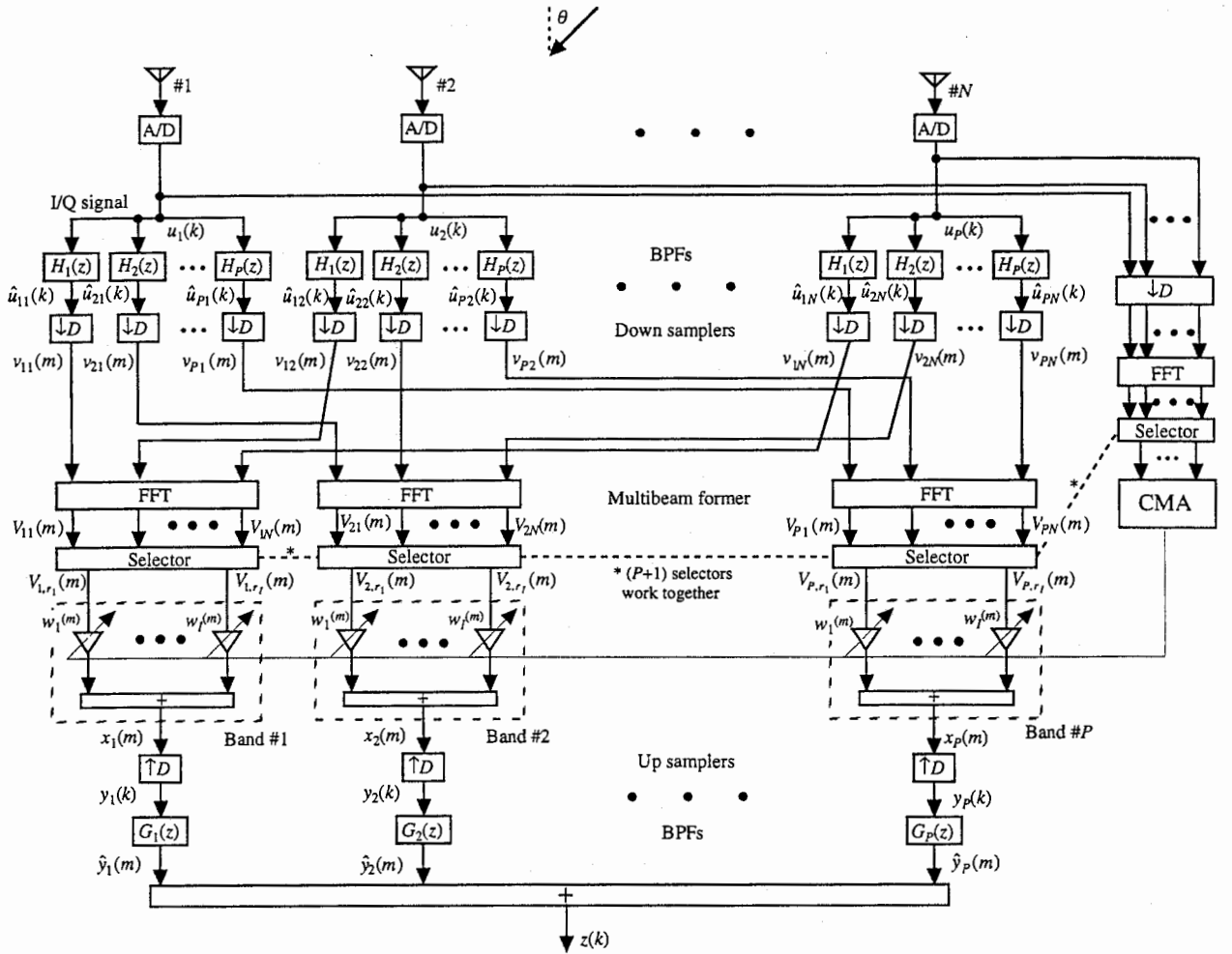


図6 マルチビーム形成をデジタル信号処理で行うビームスペース形帯域分割・合成CMAアダプティブアレーアンテナ。

したときの  $r_i$  番目の出力である（1番目の出力を  $0^\circ$  方向のビーム出力とする。以下同様）。各素子の A/D 変換出力信号を DFT した後に  $L-1$  サンプル遅らせても同じである。

式(20)~(24)の導出はエレメントスペース構成に比べるとやや複雑であるが、簡単に説明する。更新式が式(20)のように表されるのは2。2節より明らかであるので、式(16)と異なる式(24)の導出について述べる。

図6の記号を用いると、2。2節と同様、式(24)の  $z_{B r_i}(k)$  は式(25)のように表される。

$$z_{B r_i}(k) = \sum_{p=1}^P \sum_{q=Q} g_p(q) V_{p, r_i}((k-q)/D) \quad (i=1, 2, \dots, I) \quad (25)$$

$V_{p, r_i}((k-q)/D)$  ( $p=1, 2, \dots, P$ ) は図7(a)に示すシステムの出力である。図7(a)で、荷重係数  $a_n$  は式(24)の指数関数部分で、 $p$  の値に依存しない。また、フィルタ・ダウンサンプラと、積和の順番を入れ替えることは可能である。それを利用すると、 $z_{B r_i}(k)$  は図7(b)に示すシステムの出力信号となる。これは、各素子の A/D 変換出力信号を DFT したときの  $r_i$  番目の出力に、帯域分割部と合成部を直結した帯域分割・合成フィルタバンクを接続したときの出力であるから、2。2節と同様、帯域分割・合成フィルタバンクの遅延を考慮して、式

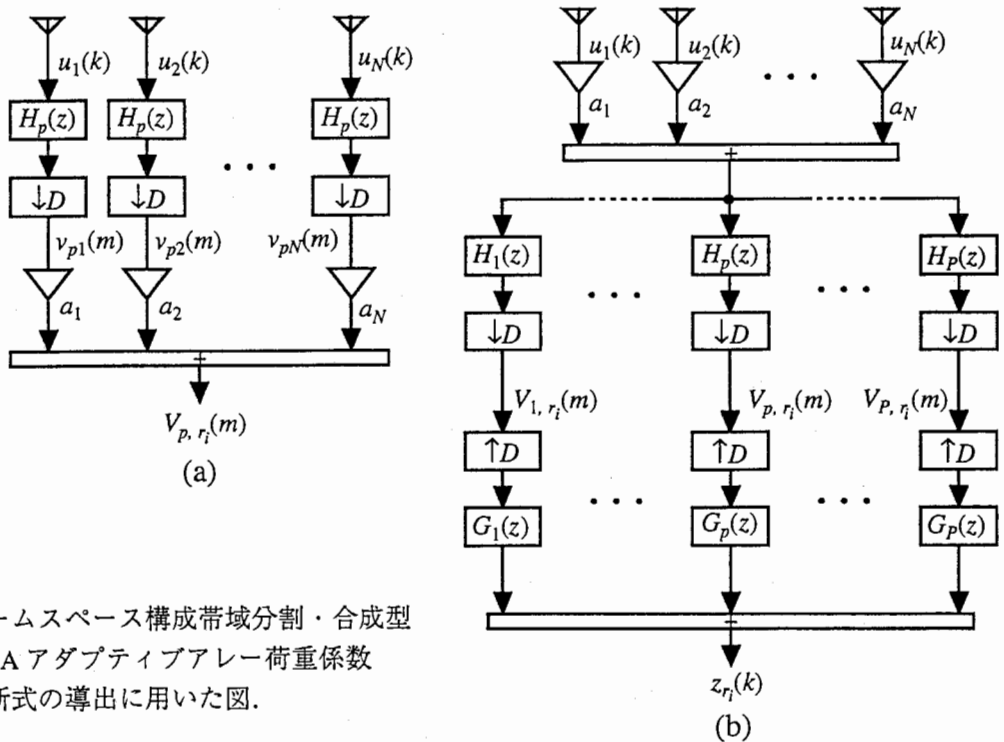


図7 ビームスペース構成帯域分割・合成型 CMA アダプティブアレー荷重係数更新式の導出に用いた図.

(24)を得る.

ビームパターンは、帯域分割・合成フィルタバンクが完全再構成なら、それがない場合と同じになる.

### 3. RF 領域でのマルチビームアレーアンテナと組合わせた帯域分割・合成型アダプティブアレーアンテナ

蛍光灯の光をレンズで集光し、焦点付近に紙を置くと、そこに小さな蛍光灯の像がくっきりと映し出される。このように、レンズを含む空間伝送系には自然に備わった信号処理能力がある。この光の性質を電波のアンテナに取り入れ、複雑なアンテナパターンを光学系を用いた簡単な構成で実現しようとしたものが光信号処理アンテナである。

光信号処理アレーアンテナは、光の空間並列処理を利用したもので、一般に広帯域信号に対して固定ビームの形成は得意だが、信号処理的に適応ビーム形成を行うのが困難である。一方、デジタルビームフォーミングアンテナは適応ビーム形成処理は得意だが、信号の帯域幅が広がると速度的にそのままデジタル信号処理を行うのが難しくなってくる[10]。そこで、両者の統合として、光信号処理アレーアンテナでマルチビームを形成しておき、そのあと帯域分割を行って何とかデジタル信号処理できるレベルにサンプリング周波数を落としてから帯域ごとに適応ビーム形成処理を行えば、原理的に広帯域信号に対して適応的にビームを形成することができると思われる。

図8はRF領域でビーム形成を行うマルチビームアレーアンテナのあとに帯域分割型適応デジタル信号処理部を配置した一種のビームスペース形アダプティブアレーアンテナである。マルチビームアンテナは必

ずしも光信号処理アンテナである必要はない。

マルチビーム数を  $N'$  (素子数  $N$  と等しくなくてもよい) とするとき、 $N'$  個のマルチビーム出力 RF 信号をそれぞれ IF (Inter Mediate) 周波数へダウンコンバートし、IF 信号からアナログ I/Q 信号への変換後、A/D 変換を行い、デジタル I/Q 信号を得る。そして、 $N'$  組の各デジタル I/Q 信号をそれぞれ  $P$  個の帯域に分割する。 $N'$  組のデジタル I/Q 信号のうちから信号電力の大きい  $I$  組を選択して、適応処理を行う。CMA 処理に用いる信号は A/D 変換器出力から持ってくる。ダウンサンプリングの後、左側のセレクトクタと連動しているセレクトクタで信号電力の大きい  $I$  組を選択した後、CMA による荷重係数更新を行う。図 8 で、“Adaptive part with synthesis filter banks”の部分を図 9 に示す。これは、各帯

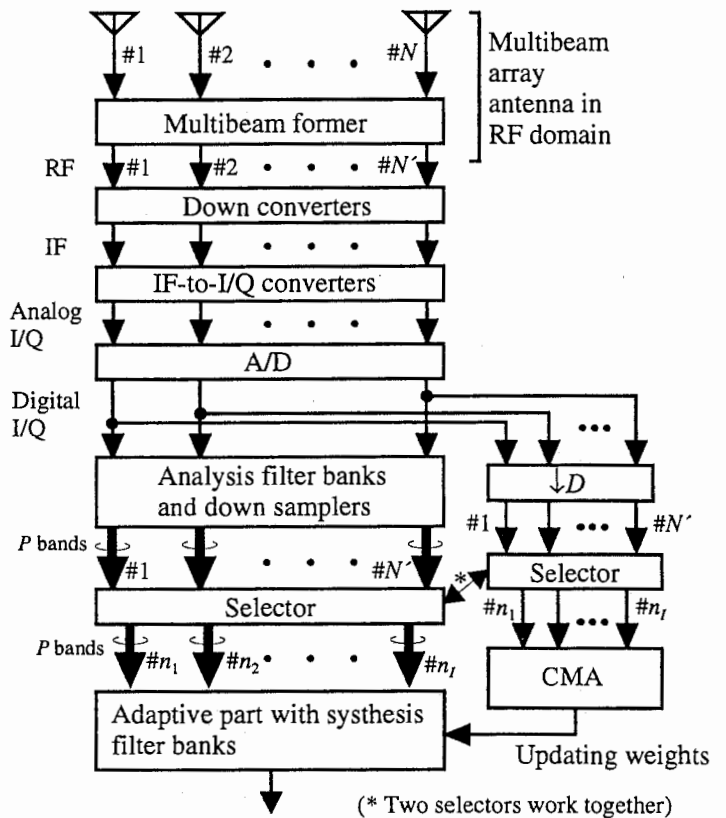


図 8 RF 領域でマルチビーム形成を行うアレーアンテナと帯域分割・合成型適応処理との融合。

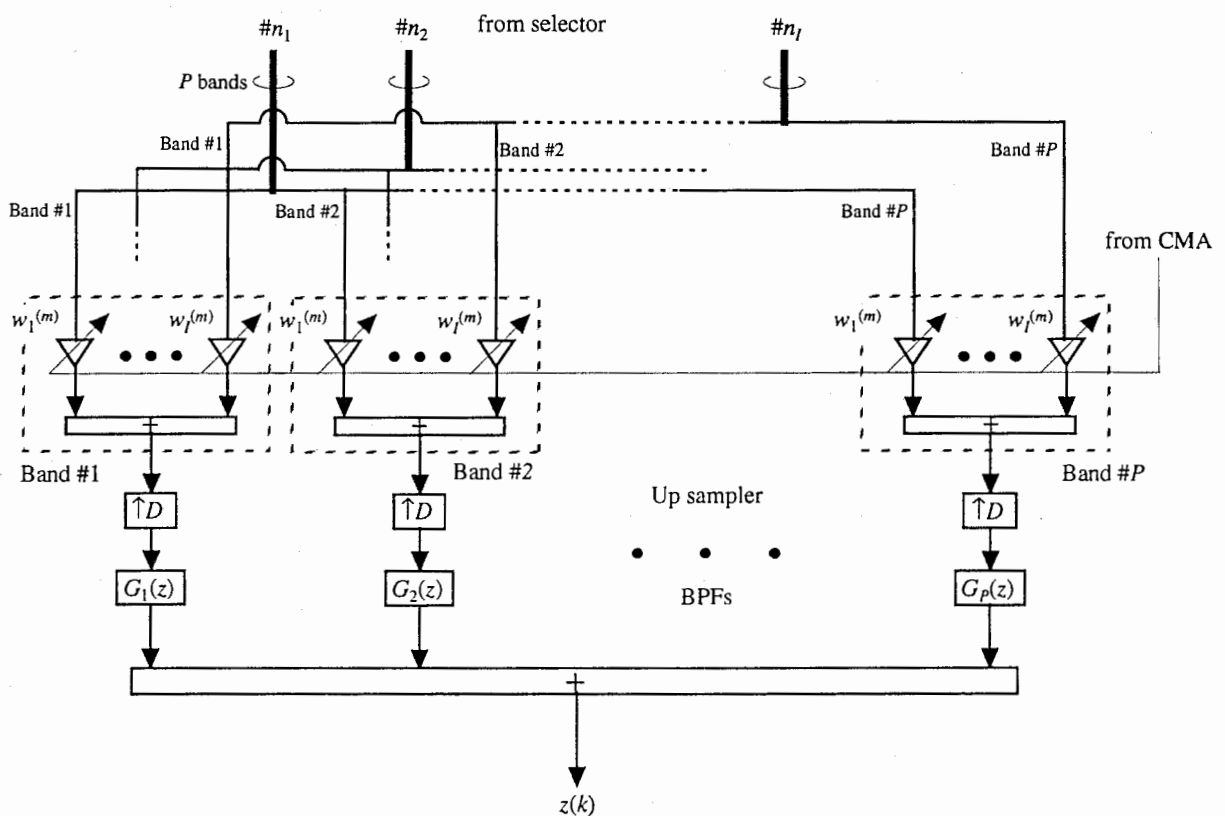


図 9 図 8 の適応信号処理部の内部構成図。

域の荷重係数の数が1であることを除いて、図1のダウンサンプラより下の部分と同じ構成である。

マルチビーム形成器としてバトラーマトリックスを想定して、2.4節と同じ条件(素子配置と数, 信号, フィルタバンク)でシミュレーションを行った。アナログ回路部分での非理想的ふるまい(各チャンネルでフィルタの周波数特性が異なる等)はないものとした。 $N_t=N_r=8$ である。選択ビーム数 $L=4$ とした。初期値は電力最大のビームにつながる荷重に1, 他は0とした。シミュレーションではバトラーマトリックスはFFTに置換

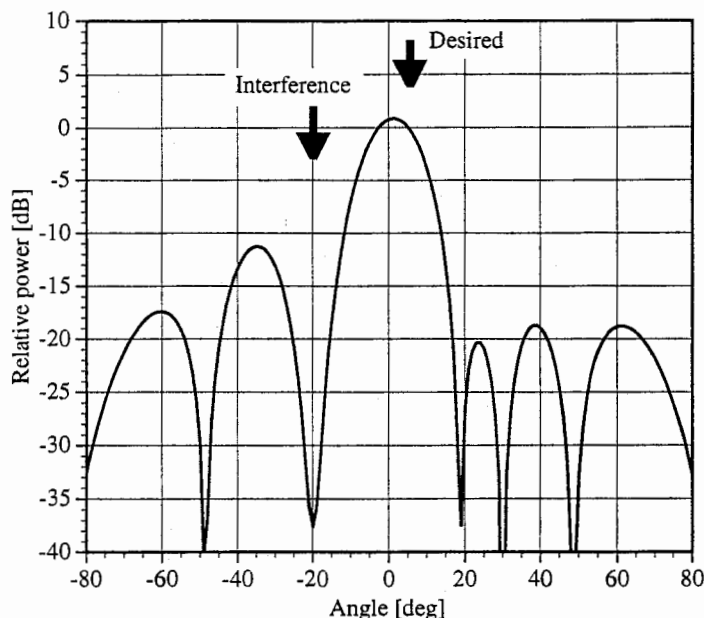


図10 指向特性.

えた。ダウンサンプリング前のレートで4000サンプル後(1000回荷重係数更新後)の指向特性を図10に示す。同一の出力SIRに達するサンプル数は、図4よりこちらの方が少なかった。およそ40%から70%のサンプル数であった。

#### 4. むすび

帯域分割・合成型CMAアダプティブアレーの荷重係数更新式を導き、その動作を調べた。干渉信号抑圧性能はフィルタバンクを構成するフィルタの特性にあまり関係せず、収束は帯域分割・合成を行わない場合より遅くなることがわかった。従って、これは高速動作を必要とする場合に適用すべきものである。そこで、光信号処理アンテナ等のRF領域でのマルチビームアレーアンテナのあとに帯域分割型適応デジタル信号処理部を配置した一種のビームスペース形アダプティブアレーアンテナを提案した。これにより、(超)広帯域無線通信に適応デジタルビームフォーミング処理が適用できる可能性がある。

**謝辞** 本研究を進めるにあたってご指導・ご助言いただいた(株)エイ・ティ・アール環境適応通信研究所 小宮山牧兒社長, 唐沢好男前第3研究室長, 水口芳彦第3研究室長, 第3研究室の諸氏に感謝する。



## 参考文献

- [1] 水野, 大鐘: “アダプティブアレーアンテナの通信への応用”, 信学論(B-II), vol. J75-B-II, No. 11, pp. 733-741, Nov. 1992.
- [2] 三浦ほか: “車載 DBF セルフビームステアリングアレーアンテナによる衛星電波の追尾受信実験”, 信学論(B-II), vol. J80-B-II, No. 7, pp. 547-557, July 1997.
- [3] 大鐘 武雄: “陸上移動体通信における 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, vol. 10, pp. 489-497, Oct. 1990.
- [4] 千葉, 中條, 藤瀬: “ビームスペース CMA アダプティブアレーアンテナ”, 信学論(B-II), vol. J77-B-II, No. 3, pp. 130-138, Mar. 1994.
- [5] K. Nishimori, N. Kikuma, and N. Inagaki, “The differential CMA adaptive array antenna using an eigen-beamspace system,” IEICE Trans. Commun., vol. E78-B, No. 11, pp. 1480-1488, Nov. 1995.
- [6] B. Gooch and J. Lundell, “The CM array: an adaptive beamformer for constant modulus signals,” Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process., pp. 2523-2526, 1986.
- [7] F. Lorenzelli, *et al.* “Broadband array processing using subband techniques,” Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process., pp. 2876-2879, 1996.
- [8] J. M. Khalab and M. K. Ibrahim, “Novel multirate adaptive beamforming technique,” Electron. Lett., vol. 30, No. 15, pp. 1194-1195, 1994.
- [9] Y. Ji, K. Inagaki, O. Shibata, and Y. Karasawa, “Spatial optical signal processing multibeam array antennas for both transmission and reception,” Proc. Int. Conf. Antennas Propagat., pp. 1.494-1.497, 1997.
- [10] 唐沢, 関口, 吉: “信号処理によるアンテナビーム形成技術”, 1997 信学総大 TC-1-6.
- [11] J. D. Johnston, “A filter family designed for use in quadrature mirror filter banks,” Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process., pp. 291-294, 1990.
- [12] 貴家 仁志: “マルチレート信号処理” 昭晃堂, 1995.