

TR-AC-0041

004

マイクロ波信号処理適応ビーム制御の実現法
—M-CMA (Modified Constant Modulus Algorithm) の発明—

田野 哲

2000. 3.21

ATR環境適応通信研究所

あらまし

小型・低消費電力が必要とされる移動通信におけるアダプティブアレーの構成法として、マイクロ波信号処理によりビーム形成を行う手法が考えられる。この構成法は従来必要だった素子数分のRFデバイス、例えば周波数変換器、フィルタ、AGC増幅器等が、一系統で済み、小型低消費電力で実現できるという利点がある。これを実用に供するために最も重要である、マイクロ波信号処理アダプティブアレーに移動通信で要求される適応的なビーム形成能力を与える画期的なアルゴリズムとして、M-CMA(Modified Constant Modulus Algorithm)を発明した。提案アルゴリズムは通常CMAで用いられる解析的な係数更新に加えて、摂動による係数推定手法を組み合わせたもので、所望信号にビームを形成出来るだけでなく、干渉方向に深いヌルを形成することができる。この特性を理論解析により示すだけでなく、計算機シミュレーションによって確認している。また、理論値にはほぼ一致する優れた信号伝送特性をもつことを示している。

一方、高速信号伝送システムにアダプティブアレーを適用した場合にはおびただしい数の遅延波が発生し、アンテナの自由度を直ぐに越えてしまい、著しい特性劣化が発生するという問題がある。この問題を解決する方法に時空間信号処理の適用がある。この方法は遅延波はアダプティブアレーで取り込み、後続の時間信号処理で等化し、アンテナの自由度は他局からの干渉波抑圧にのみ用いることで、高い信号伝送特性を達成できる。そこで、マイクロ波信号処理アダプティブアレーに時空間信号処理を取り入れることを検討し、M-CMAを時空間信号処理に拡張する方法を述べている。その特性を理論的に検証すると共に、計算機シミュレーションによって確認している。その結果、時空間信号処理を適用したマイクロ波信号処理アダプティブアレーは、時間軸信号処理で等化出来る範囲の遅延波は取り込み信号伝送特性を改善させ、等化出来ない程の大きな遅延波にはヌルを形成できることを示している。また遅延波の存在にもかかわらず、優れた信号伝送特性をもつことも明らかにしている。

	頁
目次	1
1. まえがき	2
2. アダプティブアレーの構成	3
3. 適応アルゴリズム	5
3.1. 電力最大化法(M-Power algorithm)	5
3.2. M-CMA	6
4. 特性解析	7
4.1. 電力最大化法(M-Power algorithm)	7
4.2. M-CMA	9
5. シミュレーション実験	13
5.1. シミュレーションの構成	13
5.2. 指向性パターン	13
5.3. 初期収束特性	13
5.4. BER 特性	13
6. マイクロ波信号処理アダプティブアレーの時空間信号処理への拡張	15
7. 時空間信号処理 M-CMA	15
7.1. 原理と導出	15
7.2. 収束特性	17
8. シミュレーション実験	20
8.1. シミュレーションの構成	20
8.2. 指向性パターン	20
8.3. BER 特性	21
9. まとめ	21
謝辞	22
参考文献	22

1. まえがき

無線アクセスリンクの高速化が至る所で検討されている。例えば、PHS^[31,33]の64kbit/s化や第三世代の移動通信での2Mbit/sのサービス等である。さらには、有線系サービスを可搬可能な端末においても提供することを狙いとして、イーサネット程度の伝送速度をもつ無線システムの検討が進んでいる。現状では、5GHz帯における20Mbit/sのLANシステム^[35]や、ミリ波帯を利用した60Mbit/sから最高150Mbit/sの高速伝送システム^[34]、あるいはMMAC等に関して検討が進められている。これらのシステムは多くは無線LANを想定している。無線LANでは端末設置の自由が許される一方、他人の端末や、通信を行っていないCM(Center Module)からの干渉が問題となる。また、高速伝送システムに付き物のマルチパス干渉も特性劣化の要因となる。そこで、アンテナ技術を適用することにより干渉軽減の検討が進められてきた。アンテナシステムの中でもアダプティブアレーアンテナ^[4]は適応的にビームを形成できるばかりか、干渉波方向にヌルを形成できるため非常に有望な技術として注目されている^[5,6]。

アダプティブアレーアンテナは基本的にアレーアンテナの各素子からの信号を全て一旦、RF帯でのフィルタリング、増幅を行った後にベースバンド帯に変換した後に、A/D変換してデジタル信号処理によりビーム形成を行う。すなわち、DBF(Digital Beam forming)^[14]の構成をとる。この構成の利点は、ビーム形成を制御する適応アルゴリズムに必要な情報が全てデジタル信号として得られることである。従って、高速な収束特性をもつRLS(Recursive Least Squares)^[1]、装置化が容易なLMS(Least Mean Square)^[2]、MRC(Maximal Ratio Combining)^[13]、ブラインド処理が可能なCMA(Constant Modulus Algorithm)^[3]等の優れた適応アルゴリズムを利用することができる。また、その特性もハードウェア実験により確認されている。例えば、MRCアルゴリズムを装備したアダプティブアレーを開発し、ビーム追尾能力を衛星の追尾実験により確認した報告がある^[13]。さらに、陸上移動通信でのアダプティブアレーの適用をめざして、PHSを対象としてRLSアルゴリズムやLMSアルゴリズムを搭載したアダプティブアレーを開発し、特性改善効果があることがハードウェア実験により確認されている^[7]。さらには、CMAアルゴリズムを用いたアダプティブアレーの干渉波抑圧特性は野外信号伝送実験においても確認されている^[9]。最近では、GSMやIS-136等のデジタル移動通信システム^[32]への適用をめざしたアダプティブアレーの開発^[8]と、野外信号伝送実験^[22]における優れた伝送特性の検証も報告されている^[10-12]。ただし、前述のようにDBFは基本的に各素子からの信号をRF, IF, ベースバンド帯へと変換せねばならず、多くのアナログ素子が必要となる^[14]。この問題は素子数の増大と共に、より深刻になっていく。この問題を解決する方法として、ビーム形成はマイクロ波信号処理で行い、その制御はベースバンド帯のデジタル信号処理によって行う構成が提案されている^[26-30]。この方法は、RF帯の素子を格段に少なくすることができるため、アダプティブアレーの低価格化・小型化に有利な構成といえる。ただし、DBFの時とは異なり、通常の適応アルゴリズムが必要とする情報が直接観測できないため、上述のアルゴリズムをそのまま適用することが不可能になるという問題が発生する。

一方、アダプティブアレーを高速信号伝送系に適用した場合、等価的に伝送路の遅延スプレッドが増大し、数多くの遅延波がアンテナにおいて受信される。従って、アダプティブアレーの自由度をこの遅延スプレッド補償に適用すると、伝送速度の高速化に伴いアンテナ素子数が膨大になるだけでなく、他局からの干渉補償のための自由度が失われる危険性が高まる。そこで、遅延波は取り込み時間軸上の信号処理によりこれを補償し、アンテナの自由度を他局からの干渉にのみ用いることで、限られたアンテナ素子数のなかで高速信号伝送時にも優れた特性を実現できる時空間信号処理^[15]を用いたアダプティブアレーが有効であることが知られている。そこで、アダプティブアレーと適応等化器の従属構成法^[17-19]や、アダプティブアレーと判定帰還型等化器を組み合わせるもの^[16,20]、あるいは帯域分割処理を用いる構成^[21]についての研究報告がある。

本報告では、このマイクロ波帯でビーム形成を行いデジタル信号処理制御を行うアダプティブアレーに適した適応アルゴリズムを2種類、提案する。提案アルゴリズムは各素子からの受信信号を一切モニタすることなく、合成後の信号のみを観測してビーム形成を行うことができる。その一つは電力最大化法 (Maximize combined signal Power: M-Power) と呼び、合成後の信号の電力を最大化するよう、マイクロ波帯の可変移相器を制御するものである。M-CMA(Modified Constant Modulus) アルゴリズムと名付けた、もう片方のアルゴリズムは合成後信号の振幅の分散が最小になるよう、マイクロ波帯の可変移相器を制御するものである。さらに、マイクロ波信号処理アダプティブアレーを時空間信号処理に拡張する方法を提案する。アンテナ構成としては上記のマイクロ波信号処理アダプティブアレーアンテナの出力にタップ付き遅延線適応フィルタを備えたものである。提案アルゴリズムは空間信号処理M-CMAをタップ付き遅延線フィルタを備えたマイクロ波信号処理アダプティブアレーに拡張したものである。

第2節では提案アルゴリズムが前提とするマイクロ波帯でビーム形成を行いデジタル信号処理を行うアダプティブアレーの構造を述べたのち、第3節で提案アルゴリズムの導出を行う。続く第4節では提案アルゴリズムの特性を理論的に解析する。第5節では計算機シミュレーションにより提案アルゴリズムの特性を検証する。第6節では時空間信号処理へのマイクロ波信号処理アダプティブアレーの拡張法を述べ、続く第7節でM-CMAの時空間信号処理への拡張法と、その理論特性について述べる。第8節では計算機シミュレーションによってその特性を検証し、第9章で本報告のまとめを行う。

2. アダプティブアレーの構成

アダプティブアレーは基本的にはアレーアンテナとビーム形成器、及びビーム制御器より構成されるが、実際にハードウェアで実現する場合にはこれ以外に、RF帯の増幅器、フィルタ、周波数変換器等が必要になる。通常のDBFではこれが素子数分必要となるが、本報告で対象とするアダプティブアレーはこのRF帯のアナログ素子の大幅な軽減を狙ったものである。その場合、以下に示す条件を満足することが望ましい。

- (1) ビーム形成器の出力信号のみをベースバンド帯のデジタル信号へ変換する。
- (2) アレーアンテナの各素子からの受信信号をモニタしない。

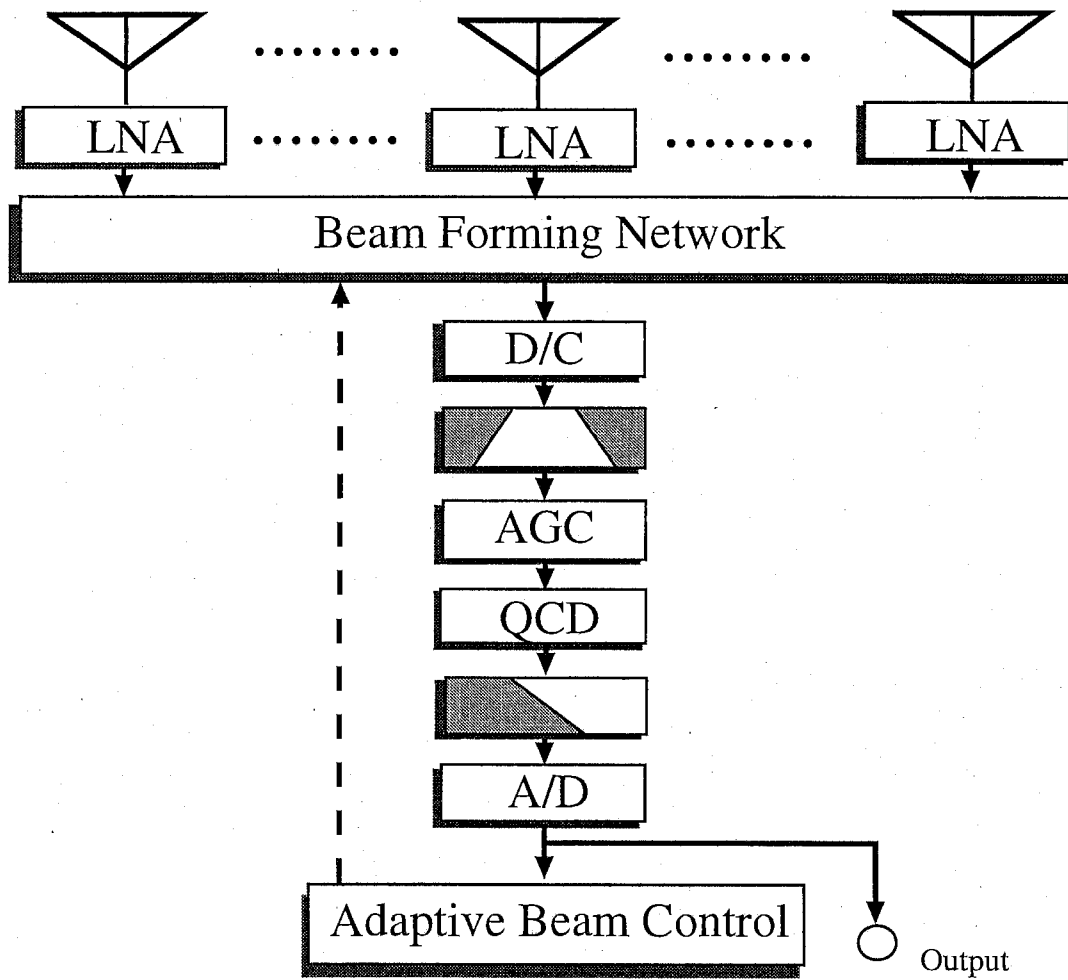


図1 デジタル信号処理制御によるアナログ適応ビーム形成器

(3) ビーム形成器における重付けは可変移相器により実現する [23-25]。
 上記の条件を満足するアダプティブアレーの構成を図1に示す。同図ではヘテロダイン構成のアダプティブアレーであるため、IF周波数段をもっている。また、LNA(Low Noise Amplifier)は可変移相器の前段に配置するのが一般的であるが、可変移相器や加算器のロスが少なければ加算器の後段に配置することも考えられる。

3. 適応アルゴリズム

3.1 電力最大化法 (M-Power algorithm)

図1に示した構成において、 i 番目のアンテナ素子からの受信信号を $u_i(k)$ とすると合成後の信号 $y(k)$ は等価低域モデル [36] によって以下のように表される。

$$y_k(v_k(1), \dots, v_k(N)) = \sum_{i=1}^N \exp(-j\theta(v_k(i))) u_k(i) \quad (1)$$

マイクロ波帯の信号処理は等化低域モデルにおいては式(1)に示すような複素数によって表現できる。また、式(1)における $\theta_i(v_k(i))$ は i 番目の素子の出力段に備えられた可変移相器による位相変化量を示しており、 $v_k(i)$ は可変移相器を駆動する制御電圧を示している。また、 k は時刻を示している。可変移相器には基本的に利得が無いため、合成信号の電力は純粋にビームファクタにのみ依存している。従って、所望方向にビームを向ける条件は式(1)の振幅が最大になることである。すなわち、

$$E[|y_k|^p] \rightarrow \text{maximize} \quad (2)$$

である。ただし、 $E[\cdot]$ は集合平均を取ることを意味する。式(2)の解はSGD(Stochastic Gradient Descent)の原理に基づけば、次式に示すアルゴリズムで漸近的に求めることができる。

$$v_k(i) = v_{k-1}(i) - \mu \frac{\partial |y_k(v_k(1), \dots, v_k(N))|^p}{\partial v_k(i)} \quad (3)$$

式(3)において μ はステップサイズパラメータを示している。式(3)の偏微分は式(1)より受信信号 $u_i(k)$ となるため、DBFの構成ならばこれを用いることができる。しかし、本提案のアダプティブアレーの構成では受信信号が観測できないため、DBFのアルゴリズムが利用できない。そこで、可変移相器の制御電圧 $v_k(i)$ を摂動させて求める。すなわち、式(3)の偏微分項を以下のように近似する。

$$\frac{\partial |y_k(v_k(1), \dots, v_k(N))|^p}{\partial v_k(i)} = |y_k(\dots, v_k(i) + \Delta v, \dots)|^p - |y_k(\dots, v_k(i), \dots)|^p \quad (4)$$

すなわち、各素子の制御電圧を Δv_i だけ変動させ、その時の振幅変動量をもって偏微分項とする。

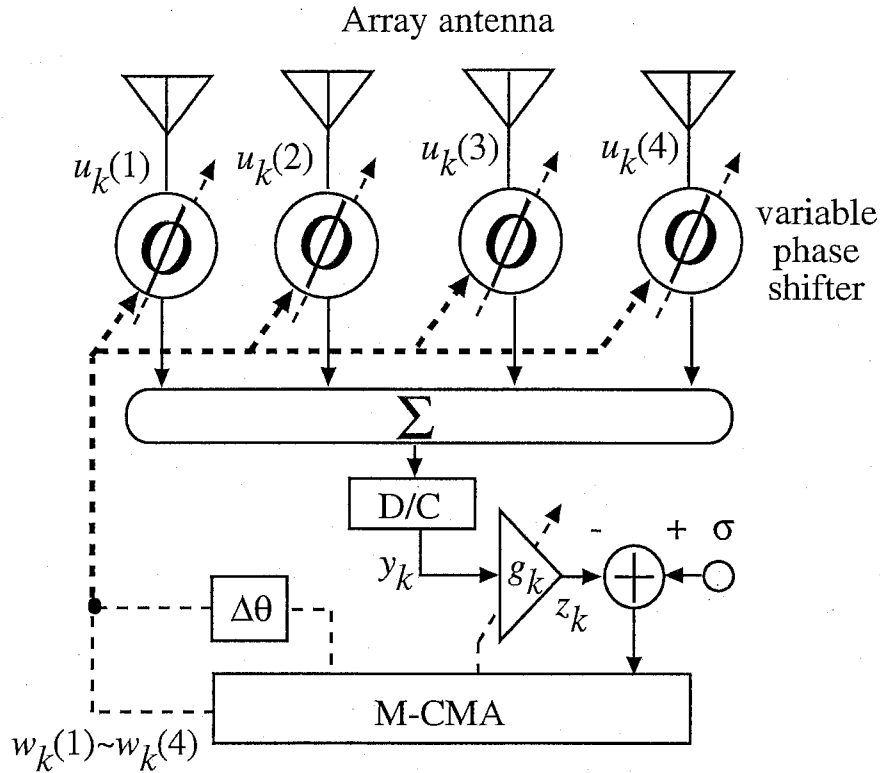


図2 M-CMA の構成

3.2 M-CMA

2.1で導出した振幅最大化を評価基準とするアルゴリズムは、比較簡易な構成で実現できるという利点がある。ただし、干渉波と希望波を同一視するため干渉波抑圧が困難である。一般に、MMSE(Minimum Mean Square Error)のように合成後の信号と所望値との誤差を最小化するタイプのアルゴリズムであれば干渉波抑圧できる可能性がある。例えば、Godard-1^(注1)のアルゴリズムの場合、 z_k を出力信号とすれば誤差は次式のように定義される。

$$z_k = g_k y_k (v_k(1), \dots, v_k(N)) \quad (5.1)$$

$$e_k = \sigma^p - \left| z_k(v_k(1), \dots, v_k(N)) \right|^p = \sigma^p - g_k^p \left| y_k(v_k(1), \dots, v_k(N)) \right|^p \quad (5.2)$$

ただし、本報告では通常のGodard-1のアルゴリズムとは異なりアンテナ素子からの受信信号には位相回転しか与えない。そこで、振幅重みはビーム形成器出力信号 y_k に利得 g_k を与えることで実現している。そこで、この誤差 e_k の自乗平均を最小化を図る。即ち、以下の規範を満足する解を求める。

$$E[|e_k|^q] = E\left[\left|\sigma^p - |z_k|^p\right|^q\right] \rightarrow \text{minimize} \quad (6)$$

のその解はSGDの原理に基づき、以下のアルゴリズムにより漸近的に求めることができる。

$$v_k(i) = v_{k-1}(i) - \mu \frac{\partial |e_k|^q}{\partial v_k(i)} \quad (i = 1, \dots, N) \quad (6)$$

$$g_k = g_{k-1} - \mu \frac{\partial |e_k|^q}{\partial g_k} \quad (7)$$

ただし、この振幅制御はビーム形成器出力信号をベースバンド帯に変換し、A/D変換してデジタル信号処理により行う。従って、 g_k はA/D変換した後のベースバンド信号に与えるため、(7)の更新は通常のM-CMAアルゴリズムと同様に解析的な形で与えることが出来る。これに対し、(6)を解析的な形で得るために必要な各アンテナ素子における受信信号は、前述の条件よりモニタできない。そこで、その代わりに以下の摂動を導入する

$$\frac{\partial |z_k|^q}{\partial v_k(i)} = \Delta_i |z_k|^q = |z_k|^{q-1} \left(\left| z_k(\dots, v_k(i) + \Delta v, \dots) \right| - \left| z_k(\dots, v_k(i), \dots) \right| \right) \quad (8)$$

この時、(6)と(7)のタップ係数更新は以下のように具体的な形で書き表せる。

$$v_k(i) = v_{k-1}(i) + \mu |e_k|^{q-2} e_k \Delta_i |z_k|^p \quad (9)$$

$$g_k = g_{k-1} + \mu |e_k|^{q-2} e_k |z_k|^{p-1} \left| y_k(v_k(1), \dots, v_k(N)) \right| \quad (10)$$

提案したアルゴリズムは振幅偏差の最小化というCMA同様の規範を用いているため、提案アルゴリズムをM-CMAと呼ぶ。図2にM-CMAの構成を示す。

4. 特性解析

4.1 電力最大化法 (M-Power algorithm)

最も簡単な1波干渉条件を取り上げ、電力最大化法の特性を検証してみる。そこで、1番目のユーザからの送信信号を $\alpha^{(1)}(k)$ 、2番目のユーザからの送信信号を $\alpha^{(2)}(k)$ とすると、半波長間隔の線形アレーアンテナにおける受信信号 $u_k(i)$ は以下のように表される。

$$u_k(i) = \exp\left(j(i\varphi^{(1)})\right) \alpha^{(1)}(k) + \exp\left(j(i\varphi^{(2)})\right) \alpha^{(2)}(k) + n_k(i) \quad (i=1, \dots, N) \quad (11.1)$$

$$\varphi^{(n)} = 2\pi \frac{d}{\lambda} \sin(j\beta^{(n)}) = \pi \sin(j\beta^{(n)}) \quad (11.2)$$

ただし、 $n_k(i)$ は*i*番目の素子の出力に備えられたLNA(Low Noise Amplifier)で発生するガウス雑音、 $\beta^{(1)}$ と $\beta^{(2)}$ は1番目と2番目のユーザからの信号のアレーアンテナへの入射角を

示している。また、一般に1番目と2番目のユーザの信号は無相関であるため、 $E[\alpha^{(1)}(k)\alpha^{(2)}(k)]=0$ である。この時のビームの特性は、式(2)より次式の解によって決定される。ただし、式(2)の $p=2$ とする。

$$\frac{\partial \left| y_k(v_k(1), \dots, v_k(N)) \right|^2}{\partial v_k(i)} = 2 \operatorname{Im} \left[\left(\sum_{l=1}^N \exp(-j\theta(v_k(l))) u_l(k) \right)^* \exp(-j\theta(v_k(i))) u_i(k) \frac{\partial \theta(v_k(i))}{\partial v_k(i)} \right] \quad (12)$$

式(12)において制御電圧に対する移相量の関数が現れる。一般にこの関数は可変移相器の種類に依存し、簡単にはきめられない。ただし、本提案アルゴリズムのようにSGDの原理に基づくものではあまり本質的な問題ではないので、簡単に $\partial \theta(v_k(i)) / \partial v_k(i) = 1$ とおく。そこで、式(12)に式(1)、(11)を代入し、集合平均をとると以下のようになる。ただし、 $\theta_k(i) = \theta(v_k(i))$ 、 $y_k = y_k(v_1(k), \dots, v_N(k))$ である。

$$E \left[\frac{\partial |y_k|^2}{\partial v_k(i)} \right] = 2 \operatorname{Im} \left[\sum_{m=1}^2 \left(\sum_{l=1}^N \exp(j(l\varphi^{(m)} - \theta_l)) \right)^* \exp(j(i\varphi^{(l)} - \theta_i)) \left(|\alpha^{(m)}(k)|^2 + |n_i(k)|^2 \right) \right] = 0 \quad (13)$$

ただし、 $\operatorname{Im}[\cdot]$ は虚数項を抽出する関数である。また、式(13)の導出過程においてガウス雑音の特性である $E[n_i^*(k)n_j(k)] = 0$ ($i \neq j$)と、ガウス雑音と信号の相関に関する関係 $E[\alpha^{(l)}(k)n_j(k)] = 0$ 、およびユーザ間の信号の無相関性を利用した。式(13)の解の一例として、2素子のアレーアンテナ($N=2$)を用いた場合には以下のようになる。ただし、雑音の影響は無視する。

$$\frac{1}{2} E \left[\frac{\partial |y_k|}{\partial v_k(1)} \right] = \sin(\theta_2 - \theta_1 - \varphi_1) \left| \alpha^{(1)}(k) \right|^2 + \sin(\theta_2 - \theta_1 - \varphi_2) \left| \alpha^{(2)}(k) \right|^2 = 0 \quad (14.1)$$

$$\frac{1}{2} E \left[\frac{\partial |y_k|}{\partial v_k(2)} \right] = \sin(\varphi_1 + \theta_1 - \theta_2) \left| \alpha^{(1)}(k) \right|^2 + \sin(\varphi_2 + \theta_1 - \theta_2) \left| \alpha^{(2)}(k) \right|^2 = 0 \quad (14.2)$$

式(14.1)と(14.2)から希望波のみであれば、 $\theta_2 - \theta_1 = \varphi_1$ で希望波にビームを向ける。逆に干渉波のみであれば干渉波方向にビームを向けることがわかる。また等レベル、すなわち

$|\alpha^{(1)}(k)| = |\alpha^{(2)}(k)| = M$ の場合には、

$$\frac{1}{2}E \left[\frac{\partial |y_k|}{\partial v_k(1)} \right] = \sin \left(\theta_2 - \theta_1 - \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} \right) \cos \left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} \right) M = 0 \quad (15.1)$$

$$\frac{1}{2}E \left[\frac{\partial |y_k|}{\partial v_k(2)} \right] = \sin \left(\theta_1 - \theta_2 + \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2} \right) \cos \left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2} \right) M = 0 \quad (15.2)$$

となり、 $\theta_2 - \theta_1 = (\varphi_1 + \varphi_2)/2$ がその解となる。従って、丁度干渉波と希望波の中間にビームを形成することがわかる。

4.2 M-CMA

M-CMA の場合のビーム形成の特性は以下の式によって与えられる。

$$E \left[\frac{\partial |e_k|^2}{\partial v_k(i)} \right] = -2E \left[e_k \frac{\partial |z_k|^2}{\partial v_k(i)} \right] = -4E \left[\text{Im} \left[\left(\sum_{l=1}^N \exp(-j\theta_l(k)) u_l(k) \right)^* \exp(-j\theta_i(k)) u_i(k) \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \left(\sigma^2 - \left(\sum_{l=1}^N \exp(-j\theta_l(k)) u_l(k) \right)^2 \right) \right] \right] = 0 \quad (16)$$

この時、入力信号として式(11.1)のモデルを用いれば、式(16)は以下のように表せる。

$$E \left[\frac{\partial |e_k|^2}{\partial v_k(i)} \right] = -4G \left\{ \left(\sigma^2 - G \left(M_1 |\Sigma_1|^2 + 2M_2 |\Sigma_2|^2 + N\eta^2 \right) \right) M_1 \text{Im} \left[\Sigma_1^* \Psi_1^{(i)} \right] \right. \\ \left. + \left(\sigma^2 - G \left(2M_1 |\Sigma_1|^2 + M_2 |\Sigma_2|^2 + N\eta^2 \right) \right) M_2 \text{Im} \left[\Sigma_2^* \Psi_2^{(i)} \right] \right\} = 0 \quad (17)$$

また、

$$\Sigma_n = \sum_{l=1}^N \exp(j(l\varphi^{(n)} - \theta_l)) \quad (n=1,2), \quad (18.1)$$

$$\Psi_n^{(i)} = \exp(j(i\varphi^{(n)} - \theta_i)) \quad (n=1,2; i=1,\dots,N), \quad (18.2)$$

$$M_n = E \left[\left| \alpha^{(n)}(k) \right|^2 \right] \quad (n=1,2), \quad (18.3)$$

$$G = E \left[g_k^2 \right] \quad (18.4)$$

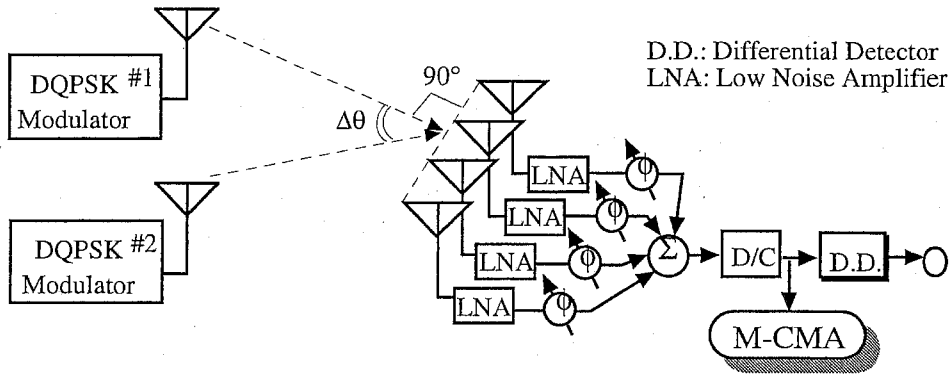


図3 シミュレーション実験の構成

$$\eta^2 = E[n_k^2(i)] \quad (n=1,..,N) \quad (18.5)$$

ただし、前節同様、 $\partial\theta(v_k(i)) / \partial v_k(i) = 1$ とした。式(17)を満足する解は、以下のように幾つか存在する。ただし、振幅 g_k は正確に推定できているとする。

$$|\Sigma_1|^2 = \frac{1}{M_1} \left(\frac{\sigma^2}{G} - N\eta^2 \right), \quad |\Sigma_2| = 0 \quad (19.1)$$

$$|\Sigma_2|^2 = \frac{1}{M_2} \left(\frac{\sigma^2}{G} - N\eta^2 \right), \quad |\Sigma_1| = 0 \quad (19.2)$$

$$|\Sigma_1|^2 = \frac{1}{3M_1} \left(\frac{\sigma^2}{G} - N\eta^2 \right), \quad |\Sigma_2|^2 = \frac{1}{3M_2} \left(\frac{\sigma^2}{G} - N\eta^2 \right) \quad (19.3)$$

$$\text{Im}[\Sigma_1^* \Psi_1^{(i)}] = \text{Im}[\Sigma_2^* \Psi_2^{(i)}] = 0 \quad (i=1,..,N) \quad (19.4)$$

式(19.1)のみが所望の解であり、それ以外は全て誤った収束 (ill convergence) を意味している。式(19.2)はブラインド型の潜在的な問題である、干渉波にビームを向け、希望波にヌルを向けている状態である。式(19.4)は式(17)の解であり、希望波と干渉波の間にビームを形成する場合である。また、式(19.3)は式(19.4)のケースとよく似た場合を意味している。

このように、CMAでも知られる ill convergence がM-CMAでも発生する。ただし、前節での2素子の解析でもわかるように、式(19.3)や式(19.4)の解は干渉波と希望波出力が、等レベルで釣り合った状況であり、可変移相器の初期値等によって回避できる可能性がある。

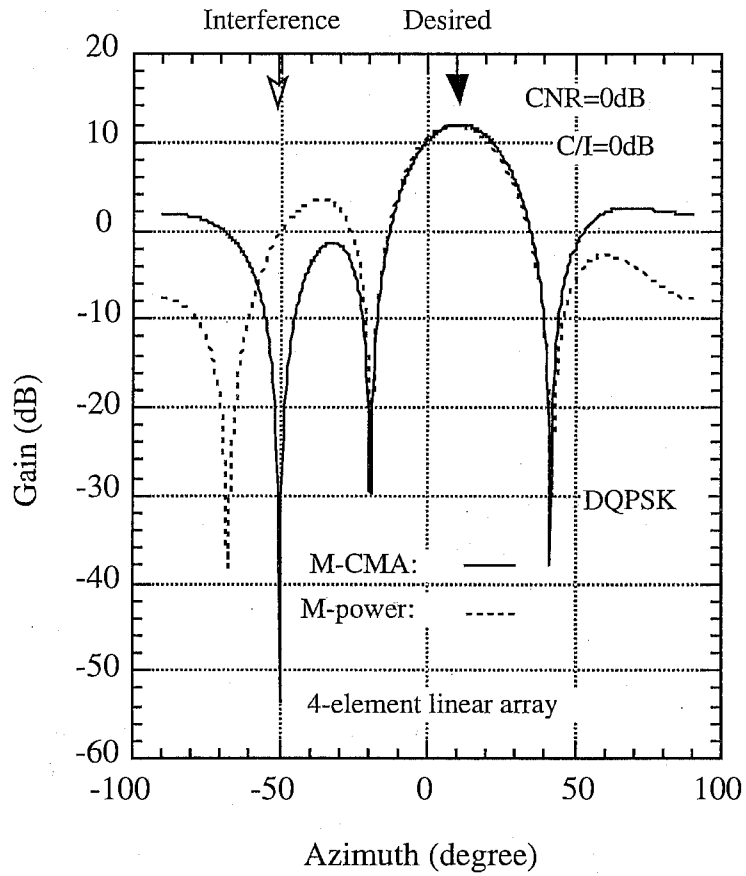


図4 指向性パターン (4素子線形アレーアンテナ)

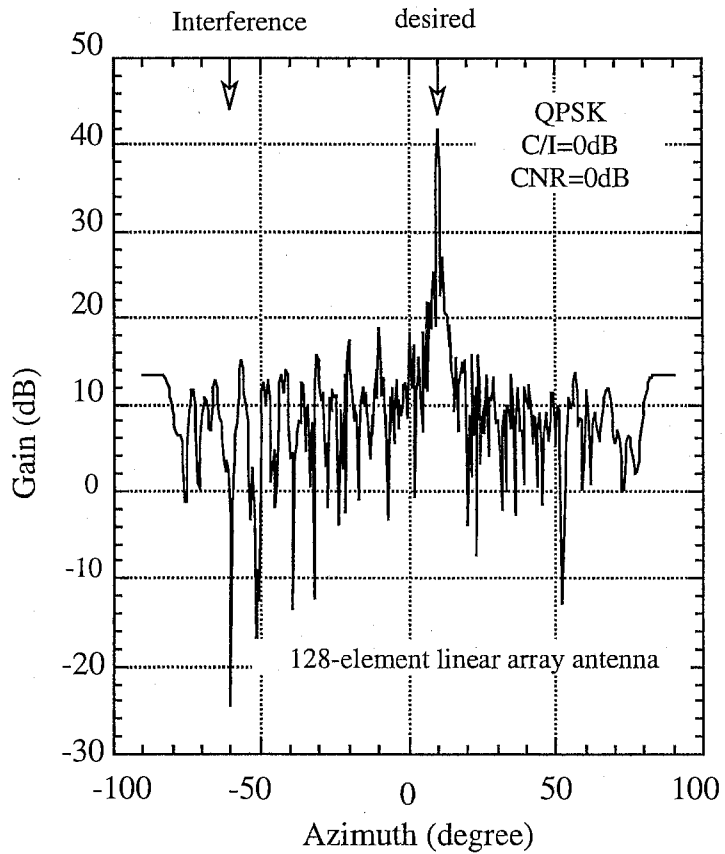


図5 指向性パターン (128素子線形アレーアンテナ)

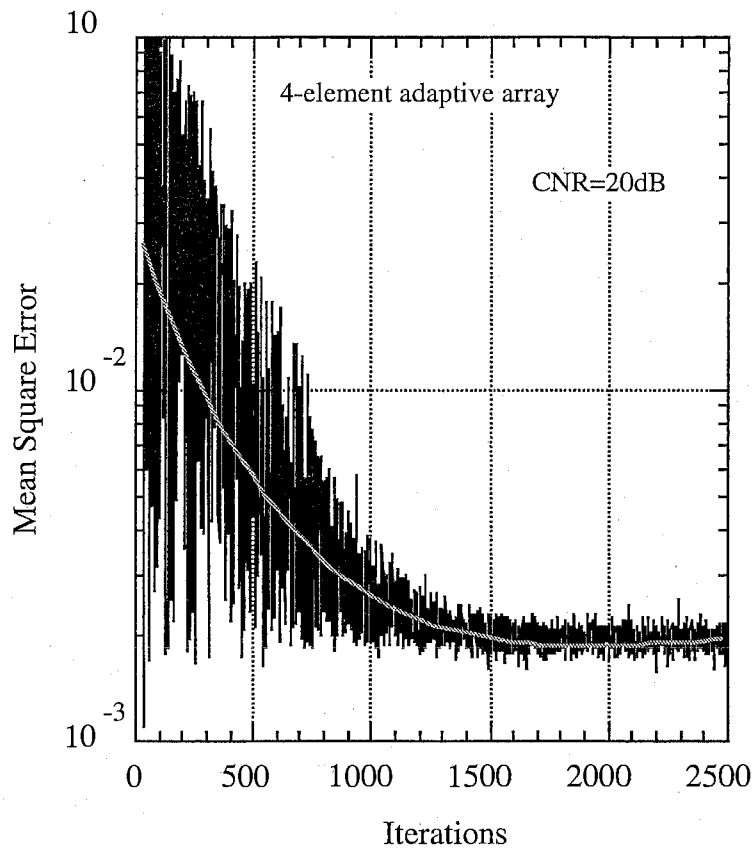


図6 初期収束特性 (4素子線形アレーアンテナ)

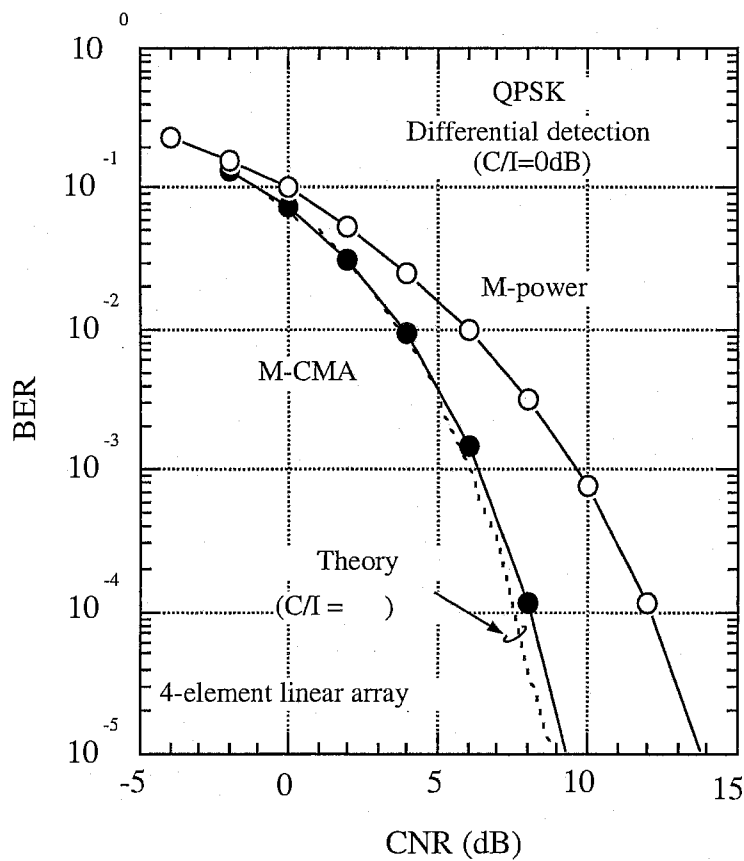


図7 BER 特性 (4素子線形アレーアンテナ)

5. シミュレーション実験

5.1 構成

提案するアルゴリズムを適用したアダプティブアレーの干渉抑圧特性を計算機シミュレーションにより評価する。シミュレーションモデルを図3に示す。変調方式はQPSK、検波器には遅延検波を適用した送受信機構成を前提とした。また、伝送路はAWGN(Additive White Gaussian Noise)チャネルを適用した。アンテナは半波長間隔のリニアアレーで、その素子数は4あるは128とした。また、リニアアレーの正面方向を 0° とすると、希望波は 10° 方向から、干渉波は -50° 方向から等レベルで入射する環境を想定した。

5.2 指向性パターン

図4に4素子のアレーアンテナを用いた場合の、アダプティブアレーの指向性パターンを示す。電力最大化法とM-CMAの両方とも希望波方向に理論限界の12dB程度のアレーファクタを持つビームを形成している。干渉波方向には電力最大化法は前節で解析したようにヌルを形成していないが、M-CMAは50dB程度の深いヌルを形成できていることがわかる。ただし、可変移相器の初期値は 0° であり、アレーアンテナは正面方向にビームを形成させている。従って、初期値に近い希望波方向にビームを向けていると考えられる。

図5に128素子のリニアアレーにM-CMAアルゴリズムを適用した場合の指向性パターンを示す。この場合のみ干渉波の入射方向は -60° である。希望波方向に理論値どおりの40dB強のアレーファクタをもつビームが形成できていることが分かる。干渉波方向にはやはり鋭いヌルが形成されているばかりか、メインビームに対するサイドローブレベルも-20dB以下に抑圧されていることがわかる。

5.3 初期収束特性

図6にM-CMAの初期収束特性を示す。同図は4素子リニアアレーにおいてCNRが20dBで、前述の干渉条件における特性である。同図からも分かるようにM-CMAはSGDの原理に基づいているため、指数関数的な収束特性を示す。約1500シンボル程度で収束が完了しているが、図3に示す特性を得るにはさらに5000シンボル程度データが必要である。

5.4 BER 特性

図7にM-CMAと電力最大化法を用いた場合の4素子リニアアレーのBER特性を示す。伝送路はAWGNで、前述の1波干渉波が存在する条件である。理論値は干渉がない条件における、4素子最大比合成ダイバーシチ受信時の遅延検波の特性を示している。電力最大化法では図3に示すようにビームを希望波方向に向けるものの、干渉波方向に有為なヌ

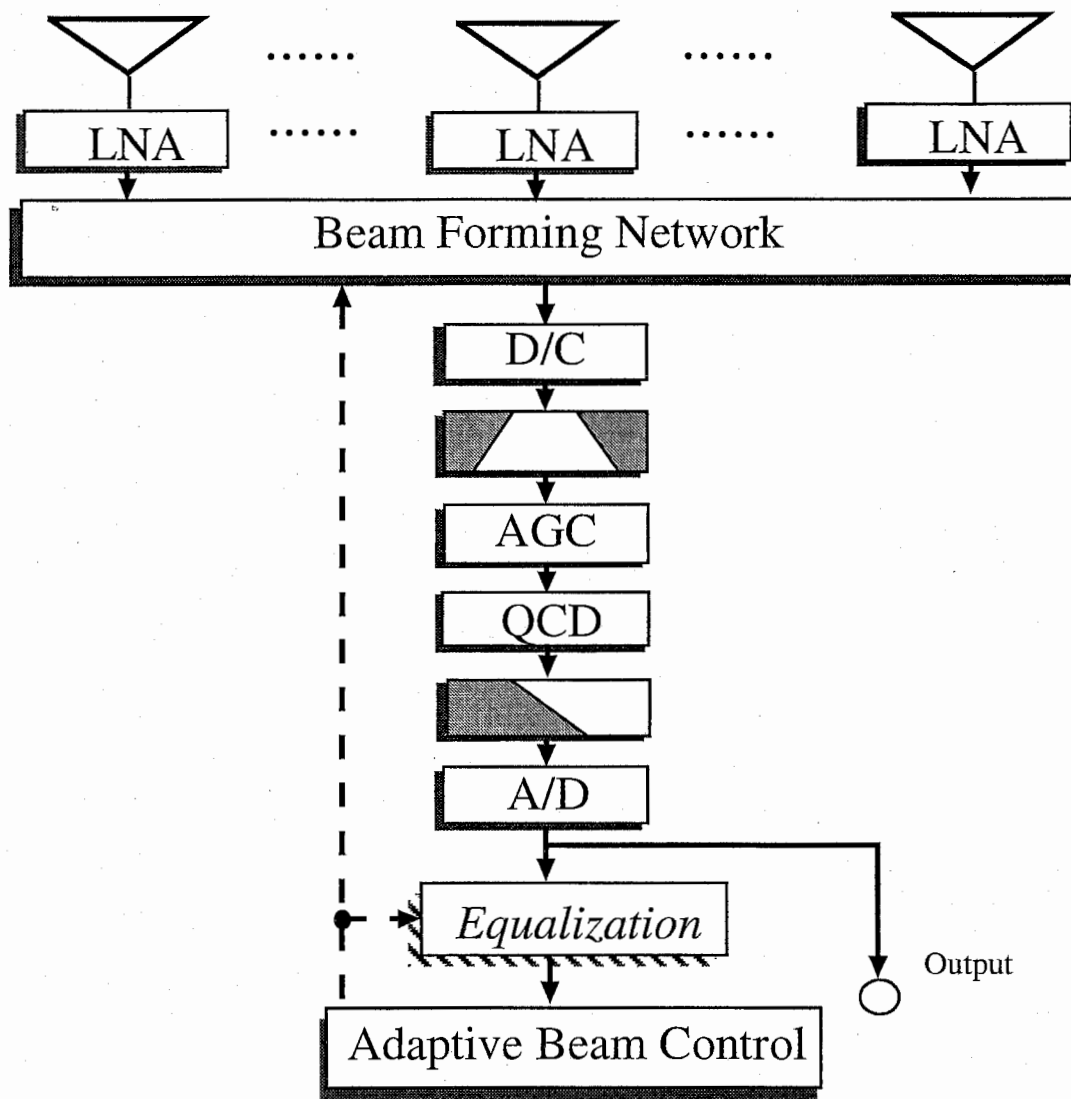


図8 時空間信号処理を適用したマイクロ波適応ビーム形成器

ルを形成できないためBER=10⁻⁴点で5dB程度の理論値からの劣化が見られる。これに対して、M-CMAは希望波にビームを向けるだけでなく干渉波方向に鋭いヌルを形成できるため、全てのCNR条件においてほぼ理論値通りの特性が得られることが分かる。

6. マイクロ波信号処理アダプティブアレーの時空間信号処理への拡張

時空間信号処理に基づく通常のアダプティブアレーアンテナは(a)アレーアンテナ、(b)ビーム形成器(或いは、タップ付き遅延線+加算器)、(c)波形等化部、(d)タップ係数制御部等より成る。図8にその構成例を示す。同図は、ヘテロダイン構成のマイクロ波信号処理アダプティブアレーを示している。この構成においても2節で述べた条件が要求される。

加えて、劣悪な環境下でもキャリア周波数・位相同期、ビット同期等を容易に確立するには、これらの同期確立の前にマイクロ波帯でビーム形成されていることが望まれる。ところが、トレーニング系列を利用するタイプのアルゴリズムでは、それ以前にビット同期や、フレーム同期、周波数同期等の確立が必須となる。従って、これらの同期回路はSNRの非常に劣悪な環境(例えばCIR<<0)の環境で安定に動作する必要がある、現実的には実現が非常に困難となる。従って、ビーム形成の前にビット同期、フレーム同期が確立している必要がある。すなわち、トレーニング系列を必要としないアルゴリズムの方が望ましい。つまり、2節で述べた条件に加えて以下の条件も重要となる。

(4) 時空間適応制御はブラインドアルゴリズムに基づいて動作する。

(1)~(4)の条件を満足しつつ、適応的にビーム形成、ヌル制御を行えるアルゴリズムをとって、空間信号処理アダプティブアレーで考案したM-CMAを時空間信号処理へ拡張した、時空間M-CMAを時節で導出する。

7. 時空間信号処理 M-CMA

7.1 原理と導出

(1)で表されるマイクロ波ビーム形成器 y_k はベースバンド帯に変換されてTDL(Tapped Delay Line)に入力される。TDLではタップ係数 $w_k(i)$ により重み付けされ、以下に示す信号 y_k を出力する。

$$z_k(v_k(1), \dots, v_k(N)) = \sum_{i=0}^{L-1} w_k^*(i) y_{k-i}(v_k(1), \dots, v_k(N)) \quad (20)$$

同図において*は複素共役をとること、LはTDLのタップ数を示している。(20)は(5.1)を時間軸方向に次元を拡大したものと見なすことが出来る。ここで、ビームとヌルのブラインド制御を行うため、CMA^[3]と同様にTDL出力信号の振幅偏差の最小化を図る。す

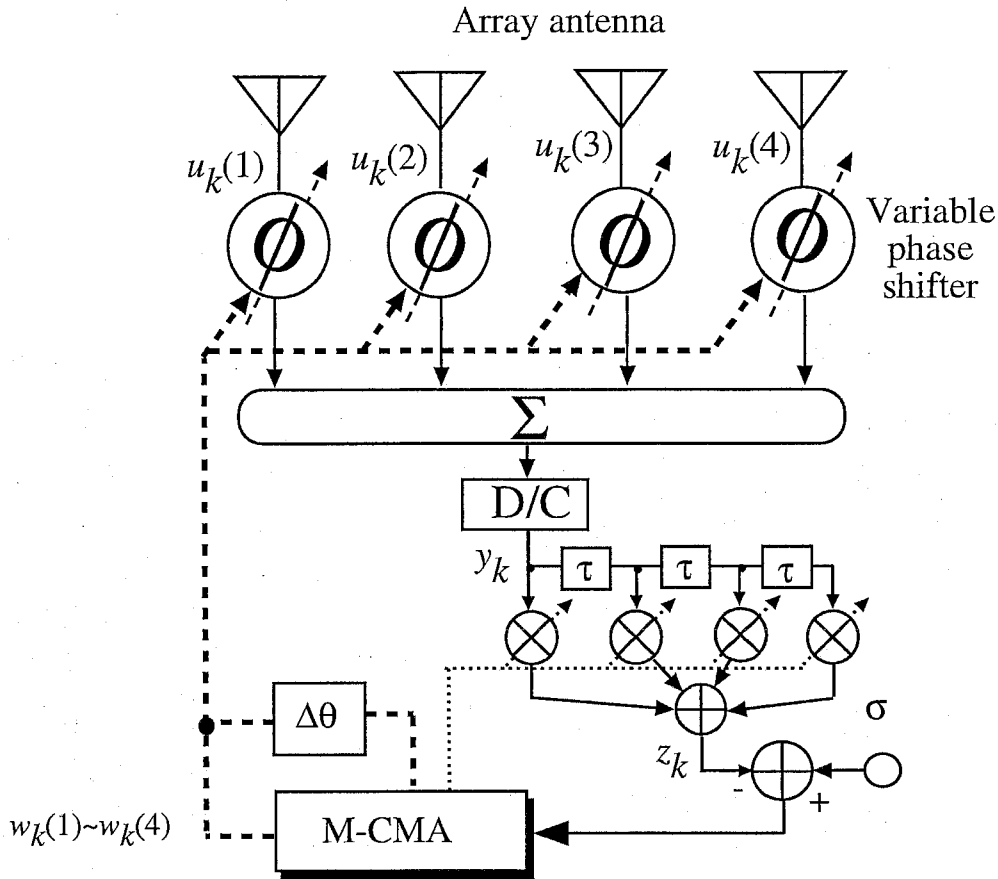


図9 時空間信号処理 M-CMA

なわち、誤差を以下のように定義すると、

$$e_k = \sigma^p - \left| z_k(v_k(1), \dots, v_k(N)) \right|^p \quad (21)$$

以下の式を満足することが必要条件となる。ただし、 σ は所望の振幅レベルを示している。

$$E \left[\frac{\partial e^q}{\partial v_k(i)} \right] = 0 \quad (i=1, \dots, N) \quad (22)$$

$$E \left[\frac{\partial e^q}{\partial w_k^*(i)} \right] = 0 \quad (i=0, \dots, L-1) \quad (23)$$

p と q は CMA の推定の次元を示すもので、実際は $p=q=2$ が CMA と呼ばれ、それ以外は Godard のアルゴリズムと呼ばれる。(22) の偏微分は 2 章の条件より CMA では求めることができない。そこで M-CMA と同様に、可変移相器の制御電圧を摂動させて求める。ま

た、(23)式は通常のCMAと同様に求めることができる。\$z_k=z_k(v_k(1),\dots,v_k(N))\$とすると、係数更新は以下のようになる。

$$v_k(i) = v_{k-1}(i) + \mu_v |e_k|^{q-2} e_k |z_k|^{p-1} \Delta_i |z_k| \quad (i=1,\dots,N) \quad (24)$$

$$w_k(i) = w_{k-1}(i) + \mu_w |e_k|^{q-2} e_k |z_k|^{p-2} z_k^* y_k \quad (i=0,\dots,L-1) \quad (25)$$

ただし、\$\Delta_i |z_k|\$の(8)を用いて計算する。(24)と(25)の\$\mu_v\$と\$\mu_w\$は各々制御電圧とタップ係数のステップサイズである。アルゴリズムを正しい収束させるには、この2種類のステップサイズは以下の条件を満足する必要がある。

$$\mu_w = \mu_v \Delta v \quad (26)$$

ただし、\$\Delta v\$の単位はラジアンである。図9に時空間信号処理M-CMAの構成を示す。

7.2 収束特性

時刻\$k\$における送信信号を\$d_k\$とすると、マルチパスフェージング伝送路を経た受信信号ベクトル\$S_k\$は以下のように表すことができる。ただし、アレーアンテナにはリニアアレーの構造を適用する。

$$s_k(i) = \sum_{l=0}^{N_t-1} c_l \exp \left(j2\pi \frac{d}{\lambda} i \sin(\theta_l) \right) d_{k-l+n_k(i)} \quad (27)$$

(27)において、\$c_l\$はチャネルインパルス応答における\$i\$番目の遅延波に対応する要素、\$N_t\$は遅延スプレッドの長さ、\$n_k(i)\$は\$i\$番目の素子の直後に設けられたLNA(Low Noise Amplifier)の出力するガウス雑音を示している。また、\$\lambda, d, \theta_l\$は各々無線搬送波の波長、素子間隔、\$i\$番目の遅延波の入射角を示している。また、添え字Tはベクトルの転置を示している。この時、ビーム形成器出力信号\$y_k\$は以下のように表される。

$$\begin{aligned} y_k &= \sum_{i=1}^N \exp(-j\theta(v_k(i))) \left(\sum_{l=0}^{N_t-1} c_l \exp \left(j2\pi \frac{d}{\lambda} i \sin(\theta_l) \right) d_{k-l+n_k(i)} \right) \\ &= \sum_{l=0}^{N_t-1} a_l d_{k-l} + \eta_k \end{aligned} \quad (28)$$

ただし、

$$a_l = c_l \sum \exp \left(j2\pi \frac{d}{\lambda} i \sin(\theta_l) - j\theta(v_k(i)) \right) \quad (29.1)$$

$$\eta_k = \sum_{i=1}^N n_k(i) \exp(-j\theta(v_k(i))) \quad (29.2)$$

である。すなわち、\$a_l\$は時刻\$k\$のビーム形成器出力における時刻\$k-l\$の送信シンボル\$d_{k-l}\$の振幅成分を示している。(27)で表された信号を入力されたときのTDLの出力信号は以下で表される。

$$z_k = \sum_{i=0}^{L-1} w_i^* y_{k-i} = \sum_{i=0}^{L+N_\tau-1} b_i d_{k-i} + \sum_{i=0}^{L-1} w_i^* \eta_{k-i} \quad (30)$$

ただし、

$$b_i = \sum_{l=0}^{L-1} w_l^* a_{i-l} \quad (i=0, \dots, L+N_\tau-1) \quad (31.1)$$

$$a_k = 0 \quad \text{for } k < 0, k > L \quad (31.2)$$

である。すなわち、 b_i はTDLによって合成された時刻 $k-i$ の送信シンボル d_{k-i} の振幅を表している。M-CMAによってビーム形成およびTDLが制御された時の、収束点の必要条件は、(22)および(23)で与えられる。これを(27)~(31.2)を用いて書き直すと以下のようになる。ただし、数式を簡易にするため $p=q=2$ とする。

$$E \left[\frac{\partial e_k^2}{\partial v_k(i)} \right] = E \left[e_k \operatorname{Re} \left[z_k \frac{\partial z_k^*}{\partial v_k(i)} \right] \right] = \sigma_d^2 \operatorname{Im} \left[w_i^* \left\{ \sum_{l=0}^{L+N_\tau-1} b_l^{(i)} b_l^* \left(\sigma^2 - \left(\sigma_d^2 \sum_{p=0}^{L+N_\tau-1} |b_p|^2 \right. \right. \right. \right. \\ \left. \left. \left. + \sigma_d^2 \sum_{p \neq l}^{L+N_\tau-1} |b_p|^2 + 2\sigma_n^2 \sum_{p=0}^{L-1} |w_p|^2 \right) \right\} \right] = 0 \quad (32)$$

$$E \left[\frac{\partial e_k^2}{\partial w_k^*(i)} \right] = E \left[e_k z_k^* y_{k-i} \right] = \sigma_d^2 \sum_{l=0}^{N_\tau-1} a_l b_{l+i}^* \left\{ \sigma^2 - \left(\sigma_d^2 \sum_{p=0}^{L+N_\tau-1} |b_p|^2 \right. \right. \\ \left. \left. + \sigma_d^2 \sum_{p \neq l+i}^{L+N_\tau-1} |b_p|^2 + 2\sigma_n^2 \sum_{p=0}^{L-1} |w_p|^2 \right) \right\} + w_i \sigma_n^2 \left\{ \sigma^2 - \left(\sigma_d^2 \sum_{p=0}^{L+N_\tau-1} |b_p|^2 + 2\sigma_n^2 \sum_{p=0}^{L-1} |w_p|^2 \right) \right\} = 0 \quad (33)$$

ただし、 $b_l^{(i)}$ は次式で与えられる。

$$b_l^{(i)} = c_l \exp \left(j2\pi \frac{d}{\lambda} i \sin(\theta_l) - j\theta(v_i) \right) \quad (34)$$

(32)と(33)は非常に似通った式であることがわかる。ただし、ビーム形成では位相しか制御しないため。雑音の項が消滅していることから、雑音の影響を受けにくいことがわかる。また、雑音の影響を無視すれば、(32), (33)ともに以下のようなトリビアルな解が存在する事がわかる。

$$|b_i|^2 = \frac{\sigma^2}{\sigma_d^2}, \quad |b_j|^2 = 0 \quad (i \neq j) \quad (35)$$

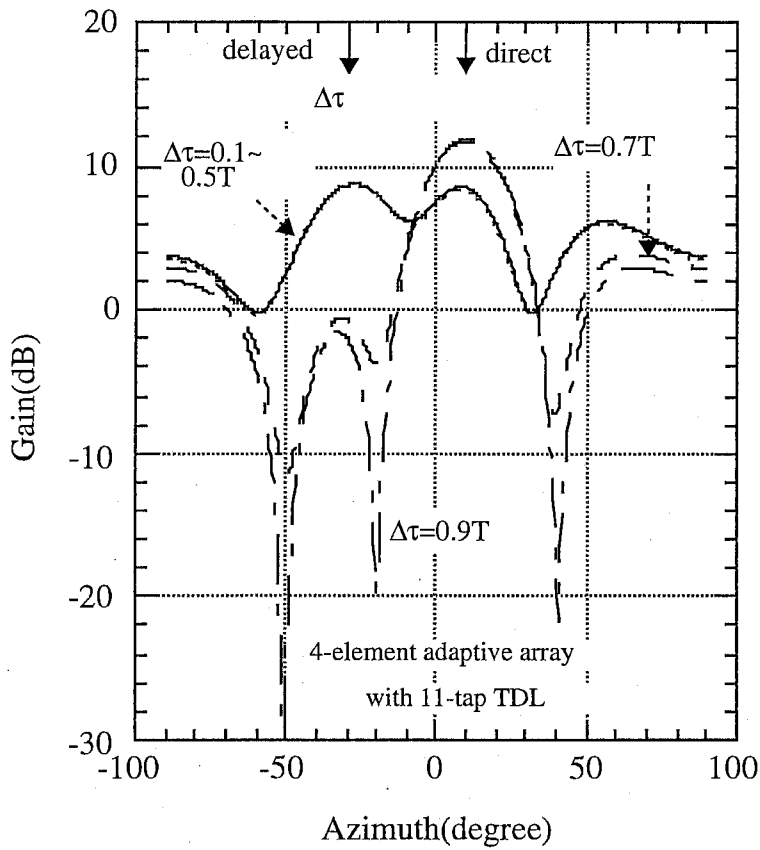


図 10 指向性パターン (4 素子線形アレーアンテナ)

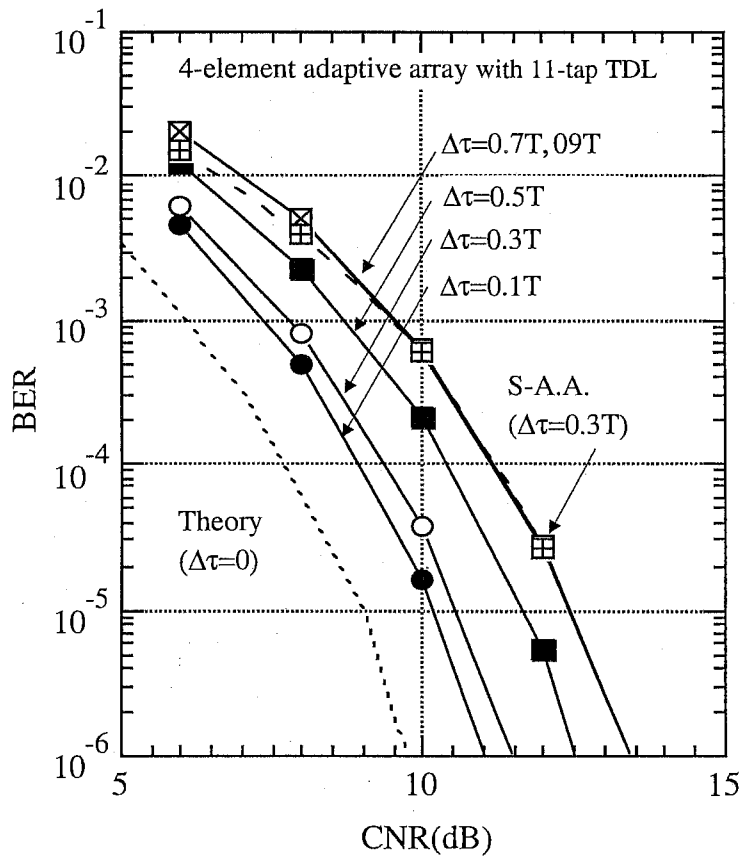


図 11 BER 特性 (4 素子線形アレーアンテナ)

基本的にマルチパスフェージングではCCIチャンネルで起きたような誤引き込みの問題^[10]は発生しない。すなわち、 i の値が幾らであっても(35)式の関係さえ満足されれば等化は実現する。この時、タップ係数と可変位相器の制御電圧は次式に示す関係を満足する。

$$\left| \sum_{n=1}^N \exp(-j\theta(v_n)) \sum_{l=0}^{L-1} w_l^* c_{n-l} \exp\left(j2\pi \frac{d}{\lambda} n \sin(\theta_{n-l})\right) \right| = \begin{cases} \frac{\sigma}{\sigma_d}, & (n=i) \\ 0, & (n \neq i) \end{cases} \quad (36)$$

(36)は、本報告で提案したアダプティブアレーが、各素子にTDLで等化した信号に対して、ビーム形成を行っていることと解釈できることを示している。

すなわち、各素子で受信された信号が上手く等化できれば、その遅延波と先行波を受信するようビーム形成を行う。すなわち、先行波と遅延波の両方を取り込むようにビームを形成すると解釈できる。

8. シミュレーション実験

8.1. シミュレーションの構成

提案アルゴリズムの特性を等価低域モデルで評価する。図3にしめしたシミュレーションモデルをここでも適用する。変調方式は差動符号化QPSKで、送受に $\alpha=0.5$ のルートロールオフフィルタを配置した。アンテナの素子数は4、TDLは1/2シンボル間隔で11タップのものを適用した。また、検波方式としては遅延検波を適用した。ただし、基本的にM-CMAはブラインドアルゴリズムであるため検波方式には依存しないので同期検波も適用可能である。伝送路は静的な2波モデルを適用した。その時、直接波と遅延波は等レベルであり、その到来方向は各々 10° (直接波)、 -30° (遅延波)とした、また、ブロードサイド方向にビームを向けた状態をアダプティブアレーの初期条件とする。また、TDLは6タップ目をセンタタップとして動作させる。2度の位相回転処理による不安定性を回避するため、センタタップは振幅制御のみを行う構成とした。また、本提案のアダプ

ティブアレーは遅延波を取り込む能力を有するため、 $CNR = \frac{\sigma_d^2}{\sigma_n^2} \sum_{l=0}^{N_t-1} |c_l|^2$ と定義した。

8.2. 指向性パターン

CNRは6dBの条件で、遅延波の遅延量 $\Delta\tau$ を $0.1T \sim 0.9T$ まで変化させた時の、アンテナの指向性パターンを図10に示す。遅延量が $0.5T$ 以下では、先行波と同様に遅延波方向にもビームを向け遅延波を取り込もうとしていることが分かる。これに対して、遅延量 $\Delta\tau$ が $0.7T$ 以上になると、遅延波方向にはビームを向けず、先行波方向にアレーファクタ12dBのビームを向けていることがわかる。これは、前節で述べたように11タップのTDLでは、 $\Delta\tau$ が $0.5T$ 以下の遅延波は等化出来るためビームを遅延波方向にも形成するものと考えられる。一方、 $\Delta\tau$ が $0.7T$ を越えるとTDLの等化能力を超えるため、遅延波方向にヌルを形成していると思われる。

8.3. BER 特性

遅延波の遅延量 $\Delta\tau$ を $0.1T \sim 0.9T$ まで変化させた場合の、本提案のアダプティブアレーのBER特性を図11に示す。比較のため、空間信号処理のM-CMA アダプティブアレー(S-A.A.)の特性と、遅延波がない場合の最大比合成ダイバーシチの理論値を付記する。同図から、遅延量 $\Delta\tau$ が小さい程高いBER特性を示すことが分かる。例えば、 $\Delta\tau=0.1T$ では遅延波を上手く取り込むため、S-A.Aより2dB程度特性を改善できることがわかる。また、理論値に約1dBまで漸近する優れた特性を発揮することがわかる。これに対して、 $\Delta\tau>0.7T$ では図3から分かるように遅延波にヌルを向けるため、遅延波の取り込みによる利得がなくなり、S-A.A.の特性と一致する。

9. まとめ

低価格化・小型化が期待できるマイクロ波・デジタル信号処理融合型のアダプティブアレーに適した適応ビーム制御アルゴリズムとして、「電力最大化法」と「M-CMA」の2つのアルゴリズムを提案した。このアルゴリズムはアレーアンテナの各素子からの受信信号を観測することなく、ビーム形成器出力信号だけを観測して適応ビーム形成できる点に大きな特長がある。その原理は電力最大化法では、マイクロ波帯の可変移相器を摂動させ、移相器制御電圧に対する電力の傾斜ベクトルを測定し、この情報を基に電力を最大することでビーム形成を行う点にある。M-CMAではビーム形成器出力信号の振幅偏差の最小化を規範とし、電力の傾斜ベクトルとビーム形成器出力信号の振幅推定を組み合わせてビーム形成を行う。加えて、M-CMAでは振幅偏差の最小化を規範とするため、電力最大化法になかったヌル制御ができる点に大きな特長がある。

2つの提案アルゴリズムの特性を理論的に検証した。電力最大化法は希望波だけの場合にはその方向にビームを向け、希望波に加えて干渉波がある場合にはその中間にビームを向けることを明らかにした。M-CMAは希望波だけの場合にはその方向にビームを向け、希望波に加えて干渉波がある場合には幾つかの誤収束を起こす可能性があることを明らかにした。すなわち、希望波にビームを向け干渉波にヌルを向ける以外に、干渉波にビームを向け希望波にヌルを向ける、その中間にビームを向ける等の収束点があることを示した。また計算機シミュレーションによって提案アルゴリズムの特性を検証した結果、M-CMAでは希望波にビームが向ければ良好な特性を示すことを明らかにした。

さらに、高速信号伝送時に発生する遅延歪みを取り込むことでより特性を改善できる時空間信号処理をマイクロ波帯適応ビーム形成を行うアダプティブアレーに導入することを提案した。このアダプティブアレーの適応制御のために、M-CMAを拡張した時空間処理M-CMAを導出した。時空間処理M-CMAを搭載したマイクロ波帯適応ビーム形成を行うアダプティブアレーの特性を理論的、実験的に考察した。その結果、提案した時空間M-CMAを用いたアダプティブアレーはTDLが等化できる程度の遅延波方向にはビームを向け、遅延波合成による利得を得ることができる。ただし、TDLが等化不可能な遅

延波にはヌルを向け、結果的に空間信号処理のアダプティブアレーの特性に一致することを示した。本報告では遅延等化にTDLという比較的等化能力の低いデバイスを適用したため上記の結論となったが、より強力な判定帰還の構造を取り入れることでより特性を改善できると思われる。

すなわち、時空間M-CMA アルゴリズムを用いたマイクロ波帯でビーム形成を行うアダプティブアレーは小型・低消費で実現出来るばかりか、マルチパスフェージングが発生する移動通信環境で優れた特性を得ることができる。

謝辞

日頃ご指導いただき、ATR環境適応通信研究所、小宮山社長、水口室長、松田室長に感謝いたします。また、本研究の共同研究者として討論をさせていただいた大平主幹研究員に深謝いたします。加えて、本研究を推進する上で議論し、様々な激励を頂いた第三研究室の皆様に感謝いたします。

参考文献

- [1] S. Haykin : "Adaptive Filter Theory, 2nd ed. ", Prentice-Hall , 1989.
- [2] B. Widrow : " Adaptive Filters. ",in Aspects of Network and System Theory, R.E.Kalman and N. Declairs, Eds. pp.563-587, Holt, Rinehart and Wilson, Inc. , (1971).
- [3] J. R. Treichler and B. G. Agee: "A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals," *IEEE Trans. Acoust, Speech & Signal processing*, vol.ASSP-31, No2., pp.459-472, 1983.
- [4] D. H. Johnson and D. E. Dudgeon : "Array Signal Processing -concepts and techniques-," Prentice-Hall, Englewood Cliffs NJ. , 1993.
- [5] 菊間 : " アレーアンテナによる適応信号処理技術と高分解能到来波推定入門コース、" 第9回アンテナ・伝搬における設計解析・手法ワークショップ、1997.
- [6] 高原、鷹尾 : " 多重波抑圧用アダプティブアレイ、" 信学技報 CS87-12, 1987.
- [7] 長、西森、鷹取、堀 : " 垂直面指向性制御アダプティブ基地局アンテナの実伝搬路における誤り率特性、" 信学技報 A•P98-32, 1998.
- [8] H. Yuan, T. Maeyama, T. Hamai: "Characteristics of a CMA Adaptive Array with Inverted-F Antennas under the Consideration of Signal Polarization," The 3rd international Symposium on Multidimensional Mobile Communications, Menro Park, J-048, 1998.
- [9] 大鐘 : " 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)、vol. J73-B-II, No.10, pp.489-497, 1990.
- [10] Z. Ding, A. Kennedy, B. D. O. Anderson, and C. R. Johnson, Jr., : "Ill Convergence of Godard Blind Equalizers in Data Communication Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol.39, No.9, pp.1313-1327, 1991.
- [11] R. L. Cupo, G. D. Golden, C. C. Martin, K L. Sherman, N. R. Sollenberger, J. H. Winters, and P. W. Wolniansky : "A Four-Element Adaptive Antenna Array for 1S-136 PCS Base Stations,"

- in Proc. IEEE VTC'97, WD2-2, 1997.
- [12] S. Anderson, U. Forssen, and J. Karlsson: "Ericsson/Mannesmann GSM Field-trials with Adaptive Antennas," in Proc. IEEE VTC'97, WD2-4, 1997.
- [13] R. Miura, T. Tanaka, I. Chiba, A. Horie, and Y. Karasawa: "Beamforming Experiment with a DBF Multibeam Antenna in a Mobile Satellite Environment," *IEEE Trans. Antennas & Propag.*, vol.45, No.4, April, pp.707-714, 1997.
- [14] J. Litva, T. K-Y, Lo: "Digital Beamforming in Wireless Communications," Artech House Pub., 1996.
- [15] R. Kohno: "Spatial and Temporal Communication Theory Using Adaptive Antenna Array," *IEEE Personal Communications Magazine*, Vol.5, No.2, pp.-, 1998.
- [16] P. Balaban and J. Saltz: "Optimum Diversity Combining and Equalization in Digital Data Transmission with Applications to Cellular Mobile Radio-Part I: Theoretical Considerations," *IEEE Trans. Commun.*, vol.40, No.5, pp.885-894, 1992.
- [17] 府川: "高速デジタル移動通信における時空等化方式の検討、-長遅延時間到来波を合成し得るアダプティブアレイとMLSEの従属構成-, " 平成9年ソサイエティ大会、B-5-52ÅA1997.
- [18] 土居、大鐘: "アンテナ素子が到来波数より少ないときのアダプティブアレイとMLSEを組み合わせた高利得干渉除去システムの特性、" 信学技報、RCS96-56, 1996.
- [19] 藤井: "アダプティブアレイアンテナとMLSEの結合処理におけるブランチメトリック合成の効果に関する一検討、" 平成8年ソサイエティ大会、B-501, 1996.
- [20] 田野: "次元拡大型アダプティブアレイの構成と特性、" 信学技報RCS98-41, pp.31-37, 1998.
- [21] 神谷、唐沢: "帯域分割信号処理に基づくビームスペースアダプティブアレイ、" 信学技報A•P97-208, pp.51-58, 1999.
- [22] 田中、原田、佐和橋、安達: "W-CDMAにおける適応アンテナダイバーシチ受信の屋外伝送実験、" 信学技報RCS99-10, pp.19-24, 1999.
- [23] G. M. Kautz: "Phase-Only Shaped Beam Synthesis via Technique of Approximated Beam Addition," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.47, No.5, pp.887-894, 1999.
- [24] S. T. Smith: "Optimum Phase-Only Adaptive Nulling," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.47, No.7, pp.1835-1843, 1999.
- [25] 菊間、: "位相のみを制御する差動型CMAアダプティブアレイ、" 平成10年ソサイエティ大会、SB-1-1, 1998
- [26] 田野、大平: "M-CMA(Modified Constant Modulus Algorithm)、-マイクロ波信号処理による適応ビーム形成のためのデジタル信号処理アルゴリズム-, " A•P99-62, pp.15-22, 1999.
- [27] 笠見、尾林、庄木、鈴木: "高速伝送WLL向けローカル信号位相型アダプティブアレイの適応アルゴリズムの検討、" 平成11年ソサイエティ大会、SB-1-7, 1999.
- [28] 大平、行田、田野: "マイクロ波信号処理アダプティブアレイおよび電子制御導波

- 器(ESPAR)アンテナの提案,” 信学技報AP, 1999.
- [29] A. Wittneben, U. Dettmar: "A Low Cost Noncoherent Receiver with Adaptive Antenna Combining for High Speed Wireless LANs," *in Proc. IEEE VTC'97*, MA2-3, 1997.
- [30] 鎌田、他：“指向性の適応制御を用いた簡易型アレーアンテナの検討”、平成8年ソサイエティ大会、B-398, 1996.
- [31] 宮津 純一郎：“パーソナル通信システムとその展開”、科学出版社、(1995).
- [32] 斎藤 忠夫、立川 敬二：“移動通信ハンドブック”、オーム社、(1995).
- [33] 1995)
- [34] 井上、長谷：“IP対応ミリ波高速無線LANプロトタイプ,” 信学技報RCS99-13, 1999.
- [35] 飯塚、阪田、溝口、高梨、守倉：“5GHz帯イーサネット対応高速無線LAN(EWA)の開発,” 信学技報RCS99-14, 1999.
- [36] S. スタイン, J.J. ジョーンズ：“現代の通信回線理論,” 森北出版, 1970