

## 電子走査導波器アレーアンテナ

大平 孝<sup>†a)</sup> 飯草 恭一<sup>†</sup>

## Electronically Steerable Parasitic Array Radiator Antenna

Takashi OHIRA<sup>†a)</sup> and Kyouichi IIGUSA<sup>†</sup>

あらまし 電子走査導波器アレーアンテナは1本の給電放射素子とその近傍空間に配置されたパラサイト放射素子から構成される。放射素子間の空間電磁界結合によりビームが形成され、パラサイト素子に装荷された可変容量デバイス(バラクタ)により指向性を電子的に制御する。通常のアクティブフェーズドアレーアンテナと異なり、システム構成に必要な送受信機が1系統なので低消費電力かつ低コストでの適応ビーム形成が期待できる。逆に、信号を観測できる出力ポートが1系統であること、ウェイトが直接制御量ではなくリアクタを介して間接的に制御すること、素子間結合並びに放射素子とリアクタデバイスが一体化していることのため従来構築されてきた線形適応アレー理論がそのままでは通用しないという技術課題がある。本論文ではこのアンテナの構造、動作原理、定式化、測定法、制御方式、並びに信号処理への応用技術を提示する。アンテナの高周波振舞いを模擬する数学モデル、特性の定式化に用いる等価ウェイトベクトル、バラクタ線込みアドミタンス行列、実効素子長、等価ステアリングベクトルの手法、バラクタの容量可変範囲を等価的に拡大する方法並びに非線形ひずみを相殺するリアクタンス回路、放射素子の極近傍界を測定し指向性並びにバラクタをキャリプレートする方法、電波環境に適応して自律的に指向性を制御するための学習的規範及びブラインド規範並びにリアクタンス最適化アルゴリズム、リアクタンスドメイン信号処理の概念とこれを用いた電波到来方向推定、ダイバーシチ受信、空間相関について述べる。

キーワード リアクタンスドメイン信号処理、適応ビーム形成、方向推定、ダイバーシチ、極近傍界測定

## 1. まえがき

フェーズドアレー [1] は電子的に指向性が制御できる機能アンテナである。複数の放射素子と制御回路を必要とするためその利用は軍用レーダなどの特殊用途に限定されていた。ところが近年ではマイクロ波ハードウェアの低廉化により通信応用として衛星搭載中継器 [2] や公衆無線基地局 [3] にも採用されるようになってきた。指向性を電波環境に適応した最適化アルゴリズムによって自動制御されるフェーズドアレーはアダプティブアンテナと呼ばれる。具体的には、主ビームを所望波到来方向へ向ける、ヌル点を干渉波到来方向へ向ける、信号対干渉雑音比 SINR を最大にする、アレー応答によりマルチパス波を合成補償するなど、刻々変動する電波環境にアンテナが自律的に適応する。

一方で、大規模 CMOS 集積回路技術の発達に伴いあらゆる電子機器のデジタル化が進んでいる。デジタル回路の最大の強みはアナログ回路では困難とされる正確な演算機能とデバイスパラメータのばらつきに影響されない無調整の信号処理機能にある。無線装置におけるデジタル化はベースバンド部(低周波段)からスタートし、検波部、中間周波段、高周波段へと進む、すなわち、可能な限り高い周波数のステージでアナログ/デジタル(A-D)変換することによりアナログ回路をできるだけ削減していく傾向にある。この考えをフェーズドアレーに適用する発想がデジタルビーム形成(DBF: Digital Beamforming) [4] である。DBFではアンテナ指向性がデジタル的に制御されるので、ある意味で理想的なビーム形成方式であると考えられる。しかしながらDBFは高速のA-D変換回路を複数(アンテナ素子と同数)系統備えることとなる。更に、高周波増幅回路や周波数変換回路をやはりアンテナ素子ごとに必要とする。すなわちビーム形成回路をデジタル化すると、アナログフェーズド

† ATR 適応コミュニケーション研究所, 京都府  
ATR Adaptive Communications Laboratories, Kyoto-fu,  
619-0288 Japan  
a) E-mail: ohira@atr.jp

アレーに比べて逆にアナログ回路の必要規模が倍増するという皮肉な結果となる。これがシステムを低コスト化する際の大きな障壁であり、アンテナ素子数が多い場合に特にこの問題は深刻化する。DBFがそれ自体はデジタル技術であるにもかかわらず一般民生品に普及していない致命的理由がここにある。

アナログ回路部分を大きく削減する手段として、信号処理を高周波ステージで行うマイクロ波ビーム形成(MBF: Microwave Beamforming) [5]が考えられる。DBFに比べて周波数変換回路とA-D変換回路を1系統で済ませることができる。しかし、高周波ステージで信号処理を行うために高周波帯の変移相回路と信号合成回路が必要となり、民生品として用いることができるようなコスト低減レベルに達しているとはいえない。そこで、究極の低コスト化手段として、アンテナステージで信号処理を行う空間ビーム形成(ABF: Aerial Beamforming) [6]が考えられる。ABFでは高周波増幅回路、周波数変換回路を含むすべての受信回路を1系統で済ませることができる。

ABFの概念を具現化する一つのハードウェアが「電子走査導波器アレーアンテナ(エスパアンテナ): Electronically Steerable Parasitic Array Radiator (ESPAR) Antenna」[7]である。空間でビームを形成する手段として、主放射素子の近傍に複数のパラサイト素子を設けて電磁的に結合させる。形成されたビームを制御するためにパラサイト素子の電気長を可変とする。パラサイト素子の電気長を微妙に調節することにより「導波器」や「反射器」の動作をさせることは八木宇田アンテナ[8]からの発想である。電気長を調節する手段としてパラサイト素子にリアクタを装荷することは文献[9]に提案がある。また、リアクタを電子的に制御する手段として可変容量ダイオード(バラクタ)を用いること[10]、バラクタを制御しレーダに応用する実験[11]も試みられている。しかしながら、無線通信への適用や高分解能方向推定・位置情報探知を目指した本格的な研究はここ数年で始まったばかりである。

アダプティブアンテナの制御アルゴリズムはこれまで種々考案されており、理論体系も整備されている[12]。しかしながら、これらアルゴリズムはすべてハードウェアとしてDBFアンテナを用いることを大前提としているため、そのままエスパアンテナの制御に用いることはできない。その理由は、(1)可観測性: 信号入出力ポートが1系統なので素子ごとの信号が独立に

観測されない、(2)可制御性: 素子間結合を積極的に信号合成に利用しており制御デバイス間に相互作用が生じるため各ウェイトが直接制御されない、の2点でエスパアンテナがDBFアンテナと本質的に異なるからである。エスパアンテナを信号処理アンテナとして実用化するには、これら可観測性と可制御性の両課題を克服しなくてはならない。アンテナハードウェア設計法、アダプティブ制御のための規範、制御アルゴリズムなど未解決の研究課題が山積している。

本論文ではエスパアンテナの構成と動作原理を述べる。可制御性の本質をめいりょう化するためエスパアンテナの振舞いを解析的に定式化し、直接的な可制御量であるバラクタのリアクタンスとの関係を明らかにするとともに、放射指向性や入出力インピーダンスなどの高周波特性を特徴づける数学モデルを示す。また、可観測性問題の解決に向けて、1系統の信号情報だけに基づいてエスパアンテナを電波環境に適応させバラクタを自動制御できる学習規範・ブラインド規範及び最適化アルゴリズムについて述べる。更に、電波到来方向探知、ダイバーシチ、無線アドホックネットワークへの応用に向けての研究方向にも言及する。

## 2. 動作原理と数学モデル

### 2.1 構造と特徴

エスパアンテナは空間ビーム形成方式[6]のフェーズドアレーである。具体的な構造の例を図1に示す。垂直モノポールアンテナを中心にしてその近傍に複数のパラサイト素子が円周配列されている。パラサイト素子は非励振素子または無給電素子とも呼ばれ、給電回路に直接接続されず、中央素子並びにほかのパラサイト素子と空間的に電磁結合している。各パラサイト素子の基底は可変容量ダイオード(バラクタ)が直列に挿入され接地されている。バラクタには高周波チョークコイルまたは高抵抗を介して直流バイアス電圧を印加する。従来のフェーズドアレーアンテナが各素子のウェイトベクトル(振幅と位相)を直接制御するのに対し、エスパアンテナではウェイト回路は存在せず、その代わりにパラサイト素子に装荷されたバラクタの容量値を制御する。エスパアンテナが従来のフェーズドアレーと原理的に異なる点は、

- (1) 給電が1系統
  - (2) 素子間結合がビーム形成の本質
  - (3) パラサイト素子にバラクタが直結
- の3点である。高周波信号は中央素子のみに給電する。

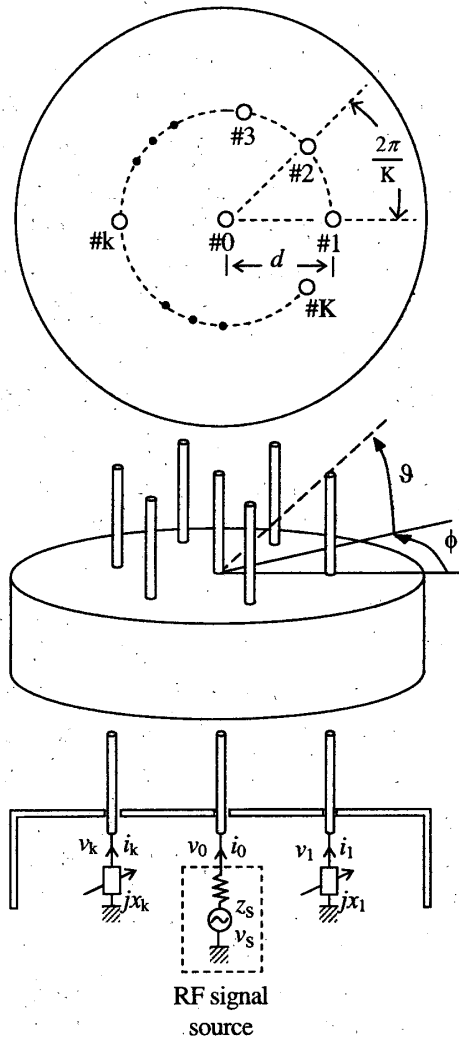


図1 エスパアンテナの構成 (送信モード)  
Fig. 1 ESPAR antenna configuration (transmit mode).

したがって、低雑音増幅器・電力増幅器・周波数変換器などの送受信回路が1系統のみで済む。信号処理をデジタルで行う場合もA-D変換器は1系統でよい。各バラクタに印加する直流バイアス電圧でそのリアクタンス値を制御することにより水平面に様々な指向性をもつビームを形成する。これらバイアス電圧は可変容量ダイオードに対して逆方向であるので電圧駆動制御であるため直流電流が流れない。すなわちパラサイト素子は直流 (dc) 的にも高周波 (RF) 的にもエネルギーを消費しない。放射素子と可変移相回路が別々に設計されていた従来のフェーズドアレーアンテナに比べてハードウェア構成が飛躍的に単純化され、したがって、低コストかつ低消費電力で可変指向性を得ることができる。更に、受信時においてA-D変換の前に指向性合成を行うため高いダイナミックレンジが得られるという利点もある。多数の帯域内干渉波が重畳

された小信号の希望波を受信するのに有利である。これら利点特長を有している反面、素子間結合が指向性合成の本質となっていることと放射素子と可変機能素子 (バラクタ) が一体となっていることのため動作メカニズムと制御時の振舞いが直感的に理解しにくいという問題がある。このことはアンテナ設計段階並びに制御理論の構築段階において従来のアレーの設計理論や制御アルゴリズムをそのまま適用することができないということを意味する。

## 2.2 素子間電磁結合とアドミタンス行列

エスパアンテナは素子間の電磁界結合を積極的に利用してビームを形成する。ここではこの結合量を定式化する。一般に、受動かつ線形かつ可逆な要素のみで構成されるアンテナは利得、指向性、給電点インピーダンスなどのRF特性が送受で同一 (厳密に述べると、エスパアンテナの場合には可変容量ダイオードに非線形性があるため高いRF電力を扱う場合には特性が送信電力に依存することになるが、これについては後述する) である。そこでまず送信モードを考える。中央素子#0に高周波信号源を接続して励振したときに周辺素子#kに誘起されるRF電流と電圧を $i_k, v_k$ と書くこととする。これらの電流はバラクタの容量値によって振幅も位相も変化する。これらの電流値を計算で求めるにはモーメント法[13]や有限要素法[14]などの電磁界解析を用いることとなるが、バラクタの容量値を変えるごとに電磁界解析を行うのは非効率である。そこでここではアンテナ全体を空間部分 (1本の中心素子とK本のパラサイト素子を含む空間) と回路部分 (高周波信号源とバラクタ) に分割する。空間部分は(K+1)個の高周波ポートを有する回路網であるとみなすことができる。多ポート回路網のポート電圧と電流の関係はアドミタンス行列 ( $\mathbf{Y}$  行列) により完全に特徴づけられる。すなわち

$$\mathbf{i} = [i_0, i_1, \dots, i_K]^T = \mathbf{Y} \mathbf{v}, \quad \mathbf{v} = [v_0, v_1, \dots, v_K]^T \quad (1)$$

である。ここでは $\mathbf{i}, \mathbf{v}$ をそれぞれアレー電流ベクトル、アレー電圧ベクトルと呼ぶこととする。各素子の放射抵抗やエスパアンテナの動作の本質である素子間結合は $\mathbf{Y}$ 行列に完全に繰り込まれており、これらはバラクタの容量や外部信号源には依存しない。

$\mathbf{Y}$ 行列の各要素を求めるには電磁界解析が必要であるが、これはバラクタの容量値変化に対して不変量であるので、一度得られると素子形状などの構造パラ

メータが変わらない限り再度計算する必要がない。通常、アンテナに用いられる素材は電氣的に可逆性があるので、相反定理により  $\mathbf{Y}$  行列は対称行列となる。すなわち、 $\mathbf{Y}$  行列の要素を  $y_{ij}$  と書くと

$$y_{ij} = y_{ji}, \quad i, j = 0, 1, 2, \dots, K \quad (2)$$

である。パラサイト素子の配列に対称性がある場合には  $\mathbf{Y}$  行列の計算は更に省略化される。

本論文ではすべてのパラサイト素子が同形状であり、かつ、等間隔円形（正多角形）配列であるエスパアンテナを扱う。図1は7素子（ $K=6$ ）の例である。構造的対称性により

$$y_{01} = y_{0k}, \quad y_{11} = y_{kk} \\ y_{1,1+m} = y_{k,(k+m) \bmod K}, \quad m \leq 1 + \frac{K}{2} \quad (3)$$

が任意の自然数  $k$  ( $k = 1, 2, \dots, K$ ) について成り立つ。例えば、2素子並びに3素子エスパではそれぞれ

$$\mathbf{Y}_{K=1} = \begin{bmatrix} y_{00} & y_{01} \\ y_{01} & y_{11} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y}_{K=2} = \begin{bmatrix} y_{00} & y_{01} & y_{01} \\ y_{01} & y_{11} & y_{12} \\ y_{01} & y_{12} & y_{11} \end{bmatrix}$$

である[15],[16]。一般に、多素子では複雑となるが対称性により四つの部分行列に分解できる。すなわち

$$\mathbf{Y} = y_{00} \mathbf{U}_0 + y_{01} (\mathbf{P}_0 + \mathbf{P}_0^T) \\ + y_{11} \bar{\mathbf{U}}_0 + \sum_{k=2}^K y_{1k} \bar{\mathbf{U}}_0 (\mathbf{Q}_{k-1} + \mathbf{Q}_{k-1}^T) \bar{\mathbf{U}}_0 \\ \mathbf{U}_k = \text{diag} [\delta_k, \delta_{k-1}, \dots, \delta_{k-K}], \quad \bar{\mathbf{U}}_k = \mathbf{I} - \mathbf{U}_k \\ \mathbf{P}_k = [\mathbf{0}, \mathbf{u}_k, \dots, \mathbf{u}_k], \quad \mathbf{Q}_k = [\mathbf{u}_k, \mathbf{u}_{k+1}, \dots, \mathbf{u}_{k+K}] \\ \mathbf{u}_k = [\delta_k, \delta_{k-1}, \dots, \delta_{k-K}]^T, \quad \mathbf{0} = [0, \dots, 0]^T \quad (4)$$

となる。 $\delta_k$  はクロネッカーのデルタ、肩文字  $T$  は転置演算を示す。 $\mathbf{U}_k, \mathbf{P}_k, \mathbf{Q}_k$  を基本行列と呼ぶ。

式(4)の第1項と第3項は対角行列、第2項と第4項は非対角要素のみからなる対称行列である。部分行列分解により対称性が定式化へ生かせるとともに物理的振舞いとの対応付けの手助けにもなる。各項の係数はそれぞれの物理的な意味から

- $y_{00}$ : 給電素子自己アドミタンス
- $y_{01}$ : 給電素子パラサイト素子間相互アドミタンス
- $y_{11}$ : パラサイト素子自己アドミタンス
- $y_{1k}$ : パラサイト素子間相互アドミタンス

と呼ばれる。第4項の係数  $y_{1k}$  は  $(K-1)$  個あるが、パラサイト素子が円形配列であるのでその値は中間点で

折返し対称となっている。

以上の議論から、 $\mathbf{Y}$  行列の独立要素の数  $N_{ic}$  とパラサイト素子数  $K$  の関係は

$$K: 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5 \ 6 \ 7 \ \dots \ K_{\text{odd}} \ K_{\text{even}} \ \dots \\ N_{ic}: 3 \ 4 \ 4 \ 5 \ 5 \ 6 \ 6 \ \dots \ (K+5)/2 \ (K+6)/2 \ \dots$$

となる。これら  $N_{ic}$  個の係数の値を求めるため、アンテナの構造に基づいた電磁界解析を行った結果を付録に示す。これにより  $\mathbf{Y}$  行列のすべての要素が式(4)を用いて決定される。また、測定によりこれらの値を求めることも可能であり、その方法は6.で述べる。

### 2.3 送信モードと等価ウェイトベクトル

一般にアレーアンテナの放射指向性は素子の指向性（エレメントファクタ）と無指向性素子を同形状に配列して得られる指向性（アレーファクタ）の積で表される。アレーファクタはステアリングベクトル（各素子の配列位置から  $[\theta, \phi]$  方向の遠方点への放射伝達関数を要素とするベクトル）とウェイトベクトル（各素子が指向性合成に寄与する配分率を表すベクトル）の内積で与えられる。

パラサイト素子  $K$  本が等間隔円形に配列されているので、図1における中央の給電素子#0の給電点を位相中心とする球座標系を考えると、ステアリングベクトルは仰角  $\vartheta$  と方位角  $\phi$  の関数として

$$\mathbf{a}(\vartheta, \phi) = [1, e^{j\psi_1}, e^{j\psi_2}, \dots, e^{j\psi_K}]^T \\ \psi_k = \frac{2\pi d}{\lambda_0} \cos \vartheta \cos \left( \phi - 2 \frac{k-1}{K} \pi \right) \quad (5)$$

となる。ここで  $\lambda_0$  は自由空間波長、 $d$  は同図に示す素子配列半径である。

ウェイトベクトルは通常のアレーアンテナでは給電系（ビーム形成回路網: BFN）で与えるが、エスパアンテナでは給電が1系統であり BFN が存在し得ない。それに代わり  $K$  個のパラクタのリアクタンス値

$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_K]^T$$

の関数としてウェイトベクトル  $\mathbf{w}$  が与えられる。 $\mathbf{w}$  と  $\mathbf{x}$  の関係を定式化する手法として、前節で定義した送信モードのアレー電流ベクトルをもってエスパアンテナのウェイトベクトルと等価であるとみなす数学モデルを「等価ウェイトベクトルモデル」と呼ぶ[17]。ここでは本モデルを回路論的に導出する。

エスパアンテナを図1の破線で示すような開放電圧  $v_s$ 、出力インピーダンス  $z_s$  の信号源で励振する送信

モードを考える。中央給電ポート及び  $K$  個のバラクタ端子においてキルヒホッフの回路方程式

$$v_0 = v_s - z_s i_0, v_k = -j x_k i_k \quad (6)$$

が各々成り立つ。バラクタのリアクタンス値からなる対角行列

$$\mathbf{X}_{var} = \text{diag}[0, \mathbf{x}^T] = \text{diag}[0, x_1, x_2, \dots, x_K]$$

を導入し、アレー電流ベクトル  $\mathbf{i}$  とアレー電圧ベクトル  $\mathbf{v}$  を用いて式 (6) をベクトル表現すると

$$\mathbf{v} = v_s \mathbf{u}_0 - z_s \mathbf{U}_0 \mathbf{i} - j \mathbf{X}_{var} \mathbf{i} \quad (7)$$

となる。これらの関係を式 (1) に代入してアレー電圧ベクトル  $\mathbf{v}$  を消去すると

$$\begin{aligned} \mathbf{i} &= \mathbf{Y} \mathbf{v} = \mathbf{Y} (v_s \mathbf{u}_0 - z_s \mathbf{U}_0 \mathbf{i} - j \mathbf{X}_{var} \mathbf{i}) \\ &= v_s (\mathbf{Y}^{-1} + z_s \mathbf{U}_0 + j \mathbf{X}_{var})^{-1} \mathbf{u}_0 \end{aligned} \quad (8)$$

を得る。一連の定式化を簡明化するため頻繁に現れる因子

$$(\mathbf{Y}^{-1} + z_s \mathbf{U}_0 + j \mathbf{X}_{var})^{-1} \equiv \tilde{\mathbf{Y}} \quad (9)$$

を定義する。この行列の物理的意味はエスパアンテナにおいてバラクタをパラサイト素子側に繰り込み、これを回路網と見立てた場合のアドミタンス行列である。ゆえにこれを「バラクタ繰込みアドミタンス行列」または簡単に「 $\tilde{\mathbf{Y}}$  行列」と呼ぶこととする (文献 [18], [19] では「エスパ行列」と呼ばれた)。

本数学モデルではウェイトベクトルが式 (8) に比例するとみなす。電流とウェイトでは物理的次元が異なるので、信号源と完全にインピーダンス整合された単素子全方位アンテナの放射振幅で正規化した

$$\mathbf{w} = 2r_s \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{u}_0, r_s = \Re\{z_s\} \quad (10)$$

を定義する。これを正規化等価ウェイトベクトルまたは単に等価ウェイトベクトルと呼ぶ。 $\Re$  は複素数の実部を表す。エスパアンテナの指向性アレーファクタ  $D_a(\vartheta, \phi)$  は、この等価ウェイトベクトル  $\mathbf{w}$  と前述のステアリングベクトル  $\mathbf{a}(\vartheta, \phi)$  の内積として

$$\begin{aligned} D_a(\vartheta, \phi) &= \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T \mathbf{w} \\ &= 2r_s \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{u}_0 \end{aligned} \quad (11)$$

と計算できる。

よく知られているとおり八木宇田アンテナでは素子長がわずかに異なるだけで導波器が反射器に変わる。

そこで、エスパアンテナでは等価ウェイトベクトル式 (10) がリアクタンスの変化に対してどのように振舞うかを考察する。リアクタンス軌跡は等価ウェイトベクトル空間において等角写像され [20], この写像には逆行列演算が含まれている。このことは、ある 1 系統のバラクタの値を変えるとその系統の放射素子のウェイト (位相と振幅) が変化するのみならず、他系統のウェイトも変化してしまうことを意味する。リアクタンスの微小変化に対するアレーファクタ並びに等価ウェイトベクトルの  $n$  階微係数は、式 (10) より

$$\frac{\partial^n}{\partial x_k^n} D_a(\vartheta, \phi) = \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T \frac{\partial^n \mathbf{w}}{\partial x_k^n} \quad (12)$$

$$\frac{\partial^n \mathbf{w}}{\partial x_k^n} = 2r_s \frac{\partial^n \tilde{\mathbf{Y}}}{\partial x_k^n} \mathbf{u}_0 = 2r_s n! (-j \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{U}_k)^n \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{u}_0 \quad (13)$$

となる。以上のように、本モデルを用いればウェイトや指向性に加えてそれらのリアクタンスに対するこう配も数値微分することなく解析的に求まる。このことはエスパアンテナの動作シミュレーションを行う上でとても有益である。

従来の固定指向性アンテナの解析においては送信時の入力インピーダンス (受信時の出力インピーダンス) が構造パラメータによって一義的に決まるため指向性利得とインピーダンス整合は分離して扱うことができる。エスパアンテナの場合には入出力インピーダンス  $z_{in}$  もバラクタのリアクタンス値の関数であり、式 (7) と式 (8) から

$$z_{in} = \frac{v_0}{i_0} = \frac{\mathbf{u}_0^T \mathbf{Y}^{-1} \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{u}_0}{\mathbf{u}_0^T \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{u}_0} \quad (14)$$

となる。等価ウェイトベクトル導出の過程から明らかのように、アンテナのインピーダンス  $z_{in}$  と給電系のインピーダンス  $z_s$  との整合損は式 (11) で表される指向性アレーファクタ  $D_a(\vartheta, \phi)$  に含まれている。

#### 2.4 素子上電流分布と実効素子長

エスパアンテナのエレメントファクタ (各素子の指向性) は近似的には 1/4 波長単一モノポールアンテナの指向性と同じ、すなわち水平面で全方位性、垂直面で 8 の字型であると考えることができる。これは素子上の RF 電流分布形状がほぼ余弦関数で近似できるからである。しかし、これをより正確に扱うには各素子に装荷されているバラクタのリアクタンス値によって

この電流分布形状が変化する現象を考慮する必要がある。このことは一定のインピーダンスをもつ給電系で励振される通常のアレーアンテナでは考慮されないエスパアンテナ特有の振舞いである。素子上電流分布形状の変化を等価的に素子の電気長の変化とみなして扱う手法を「実効素子長」と呼ぶ。素子の物理長  $L$  が  $1/4$  波長程度であるエスパアンテナの場合には、給電放射素子とパラサイト素子の実効素子長がそれぞれ

$$L_0^{eff} = \frac{2}{\pi} \left( 1 - \frac{jz_{in}}{x_{tp}} \right) L, \quad L_k^{eff} = \frac{2}{\pi} \left( 1 - \frac{x_k}{x_{tp}} \right) L \quad (15)$$

となる [21]。ここで、 $z_{in}$  は式 (14) から計算される入出力インピーダンス、 $x_{tp}$  は「透明化リアクタンス」と呼ばれる定数で素子導体の物理形状により決まる。例えば、素子が半径  $1/100$  波長の円柱ロッドの場合約  $458\Omega$  である。上式は、実効素子長がその素子に装荷されたリアクタンス値によって変わり電磁的に結合している他の素子のリアクタンス値には依存しないことを意味している。また、実効素子長は物理長にほぼ比例し、パラサイト素子についてはこの比例係数が実数である。

実効素子長の導入により放射指向性は

$$D_a(\vartheta, \phi) = \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T \mathbf{L}^{eff} \mathbf{w}$$

$$\mathbf{L}^{eff} = \text{diag} \left[ L_0^{eff}, L_1^{eff}, \dots, L_K^{eff} \right]$$

となる。このモデルは、式 (11) に素子上電流分布形状を考慮したモデルであることから「実効素子長等価ウェイトベクトルモデル」と呼ぶ [22]。

上式から、リアクタンスが  $x_{tp}$  となると実効素子長がゼロになることが見出せる。バラクタに RF 電流が流れているにもかかわらず、このパラサイト素子は指向性に影響を与えなくなる。あたかもそのパラサイト素子が配置されていないようなアンテナの振舞いとなることから、この現象を「パラサイト素子の透明化」と呼ぶ [23]。

## 2.5 有限地板と等価ステアリングベクトル

等価ウェイトベクトルモデルや実効素子長等価ウェイトベクトルモデルでは地板の半径が無限大として議論した。無限地板による鏡像は実素子と完全上下対称となるのでビーム放射方向は水平面内となる。ところが実際の地板の寸法は有限であるので水平方向から上方へチルトする。室内無線 LAN のようにある程度の

チルトが有効となる応用もあるが、チルトを避けて放射仰角を水平方向へ保持させたい応用の場合には地板を十分大きくすることが一般に有効とされている。エスパアンテナの場合、限られた地板寸法で水平方向放射を実現する工夫として地板の形状を円筒スカート型 (半径  $1/2$  波長, 高さ  $1/4$  波長) にするという方法 [14],[24] がある。

アンテナ構造に有限地板が含まれる場合には式 (5) に示したステアリングベクトルは厳密ではなくなり、正確に放射指向性を求めるには有限要素法などの数値的電磁界解析が必要となる。しかし、その場合にあっては等価ウェイトベクトルの考え方は有効である。すなわち、送信モードを考えると RF 信号源に関してアンテナが線形系である限り重ね合せの原理が成立し、遠方界は各素子のウェイトの 1 次結合で

$$D_a(\vartheta, \phi) = \tilde{\mathbf{a}}(\vartheta, \phi)^T \mathbf{w}$$

と表現できる。ここで新たに導入した  $\tilde{\mathbf{a}}$  は有限地板表面を流れる RF 電流の影響が繰込まれており形式的には式 (11) の中の  $\tilde{\mathbf{a}}$  と同様の役割を果たすので「等価ステアリングベクトル」と呼ばれる [25]。等価ステアリングベクトルは方位角と仰角の関数として数値的に求める必要があるが、リアクタンス制御に対しては不変であるのでアンテナ構造が決まれば一度計算するだけでよい。

## 3. 可変リアクタンス

### 3.1 可変容量ダイオード

可変容量ダイオード (バリキャップ) は電子同調チューナ電圧制御発振回路や可変移相回路などに広く用いられており、エスパアンテナのバラクタ素子としても用いることができる。直流バイアスを印加するとその接合電圧  $v$  に応じて RF 容量が変化する。リアクタンス値は  $x = -1/\omega C$ 、容量は

$$C = C_0 \left( 1 - \frac{v}{\phi_d} \right)^{-\gamma} = C_0 + C_1 v + C_2 v^2 + \dots$$

$$C_k = \frac{C_0}{k! \phi_d^k} \prod_{\xi=0}^{k-1} (\gamma + \xi) \quad (16)$$

で与えられる。ここで、 $\phi_d$  は拡散電位、 $\gamma$  は接合面不純物分布によって決まる定数である [26]。通常、バイアス電圧は負の領域 (厳密には ON 電圧未満:  $v < \phi_d$ ) で用いる。すなわち、ダイオードとして常に逆方向電圧となるため直流電流が流れない。バイアス制御に

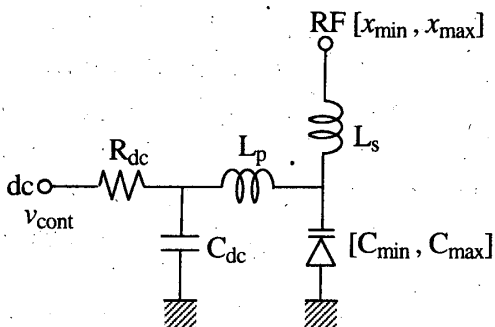


図2 バラクタダイオードによる可変リアクタンス回路  
Fig. 2 Voltage-controlled reactance circuit for parasite loading.

よって得られる容量値の範囲を  $[C_{\max}, C_{\min}]$  と書く。

### 3.2 リアクタンス可変範囲

バラクタに固定のインダクタを付加することによりリアクタンス可変範囲を変更することができる。回路を図2に示す。直列  $L_s$  はリアクタンス値を平行移動し、並列  $L_p$  はリアクタンス幅を拡大縮小する作用をする。  $R_{dc}$  と  $C_{dc}$  はRFに対して十分大きな抵抗  $R_{dc} \gg 1/\omega C_{dc}$  と容量  $C_{dc} \gg 1/\omega^2 L_p$  である。目標範囲を  $[x_{\min}, x_{\max}]$  と書くと

$$\frac{1}{\omega L_p} = \omega \bar{C} + \omega \frac{\Delta C}{\Delta x} (\bar{x} - \omega L_s), \omega L_s = \bar{x} + \frac{1}{2} \sqrt{D}$$

$$\Delta C = C_{\max} - C_{\min}, \bar{C} = (C_{\max} + C_{\min})/2$$

$$\Delta x = x_{\max} - x_{\min}, \bar{x} = (x_{\max} + x_{\min})/2$$

となる。判別式  $D = (\Delta x)^2 + 4\Delta x/\omega \Delta C$  は常に非負であるので、任意に与えられた  $[C_{\max}, C_{\min}]$  から任意の目標  $[x_{\min}, x_{\max}]$  への変換に対して、この方程式を満たす  $L_s, L_p$  が常に存在する [27]。集中定数インダクタが使えないような高周波帯では等価的な誘導性スタブを用いるのが現実的である。

### 3.3 バラクタ内部抵抗による損失

ダイオードの内部損は等価回路における直列抵抗で表される。容量が数 pF のダイオードの直列抵抗は数  $\Omega$  程度なのでマイクロ波帯で若干の損失が生じる。この抵抗値は厳密には印加電圧依存性があるが、ここでは簡単のため一定の抵抗値  $r_d[\Omega]$  を仮定し、これによる送信モードでの放射電力の低下を考える。

バラクタのリアクタンスに抵抗成分による対角行列を加えて

$$j\mathbf{X}_{var} \rightarrow r_d \bar{\mathbf{U}}_0 + j\mathbf{X}_{var}$$

とし、これを指向性の式 (11) に代入する。得られた式

を  $r_d$  について Maclaurin 展開すると

$$D_a(\vartheta, \phi)$$

$$= 2r_s \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T (\mathbf{Y}^{-1} + z_s \mathbf{U}_0 + r_d \bar{\mathbf{U}}_0 + j\mathbf{X}_{var})^{-1} \mathbf{u}_0$$

$$= 2r_s \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{u}_0 - 2r_s r_d \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T \tilde{\mathbf{Y}} \bar{\mathbf{U}}_0 \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{u}_0$$

となる。これより、直列抵抗  $r_d$  が電力指向性

$$P(\vartheta, \phi) = \frac{1}{2} |D_a(\vartheta, \phi)|^2$$

に及ぼす影響が

$$\Delta P(\vartheta, \phi) = -4r_d r_s^2$$

$$\Re \left\{ \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{u}_0 \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^H \tilde{\mathbf{Y}}^* \bar{\mathbf{U}}_0 \tilde{\mathbf{Y}}^* \mathbf{u}_0 \right\}$$

と導出される。ここで、 $r_d$  は小さいとして2乗以上の高次効果は省略してある。

### 3.4 可変容量の非線形性

ダイオード容量の電圧による変化はマイクロ波の周波数まで応答する。すなわち、瞬時容量値は直流バイアス電圧に高周波電圧を加えた瞬時電圧により決定される。この性質はダイオードをパラメトリック増幅器や通倍器に用いる場合に有効であるが、発振器・移相器・アンテナなどに用いる場合には無用な非線形効果を生じさせる [28]。バラクタに正弦波電圧  $v \sin \omega t$  を印加した場合に流れる電流は式 (16) に示す線形容量  $C_0$  と非線形容量  $C_1, C_2, C_3$  を用いた漸近的摂動法 [29] により

$$i = \omega \left( v C_0 - \frac{v^3 C_2}{4} \right) \cos \omega t + \frac{\omega}{2} \left( v^2 C_1 - \frac{v^4 C_3}{2} \right) \sin 2\omega t - \frac{\omega}{4} C_2 v^3 \cos 3\omega t + \dots$$

と導出される。基本波に加えて整数倍周波数の高調波成分が含まれる。エスパアンテナを大電力送信に用いた場合に発生する非線形現象（高調波ひずみと混変調ひずみ）が実験的にも観測されている [29]。

非線形ひずみを低減する工夫として同特性のダイオード2個による逆直列バラクタ対 (ASVP: Anti-Series Varactor Pair) が有効である。RF電圧の正負の半サイクルごとに互いに瞬時容量が逆方向に増減することにより偶数次ひずみが相殺される。この作用は電圧制御発振器における位相雑音の低減 [30] と同じ原理に基づく。ASVPに正弦波電圧を印加した場合に流れる電流は

$$i = \frac{1}{2}\omega \left\{ vC_0 - \frac{v^3}{32} \left( \frac{3C_1^2}{C_0} - 2C_2 \right) \right\} \cos \omega t \\ + \frac{\omega v^3}{64} \left( \frac{3C_1^2}{C_0} - 2C_2 \right) \cos 3\omega t + \dots$$

となり偶数時ひずみ成分は常に相殺される。更にこの式より、ASVPには3次ひずみも同時に相殺される条件

$$2C_0C_2 - 3C_1^2 = 0$$

が存在することがわかる。この条件はバイアス電圧の関数である容量に対する微分方程式と見ることができ、バイアス電圧値にかかわらずこれが成立するには、式(16)において  $\gamma = 0.5$  とした容量特性 (すなわち通常の階段接合ダイオード) が一つの解となる。このことは非線形等価回路を用いた計算機シミュレーション [31] でも示唆されている。

#### 4. ビーム制御

エスパアンテナはパラサイト放射素子と可変リアクタデバイスが一体となっており、かつ、素子間結合を本質的に利用して動作する。そのため、バラクタのリアクタンスと指向性との関係が非線形となり、所望の指向性パターンを与えるリアクタンス値を解析的に求めることは難しい。そこで、受信モードにおいてエスパアンテナから出力される信号情報を用いてリアクタンスを制御することにより最適なビームを形成することを考える。

受信モードでは送信時と異なる RF 電流が各素子に流れる。しかし、アレーファクタとステアリングベクトルがともに送受で不変であることから、式(11)を満たすべき  $\mathbf{w}$  も送受で不変である。すなわち、式(10)は受信モードにおいても通常のアレーアンテナにおけるウェイトベクトルと等価の役割を果たす。このようにしてエスパアンテナの振舞いを定式化し動作特性を求める手法を「等価ウェイトベクトル法」と呼ぶ。受信モードで複数の信号波が到来する環境では、それらの信号波形を成分とするベクトル

$$\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T \quad (17)$$

を定義する。  $M$  は到来信号の数である。これらを同時に受信した場合のエスパアンテナの出力信号  $y(t)$  は

$$y(t) = \mathbf{w}^T \mathbf{A}(\theta, \Phi) \mathbf{s}(t) + n(t) \quad (18)$$

となる。ここで、  $\mathbf{A}(\Theta, \Phi)$  はアレーマニホールド

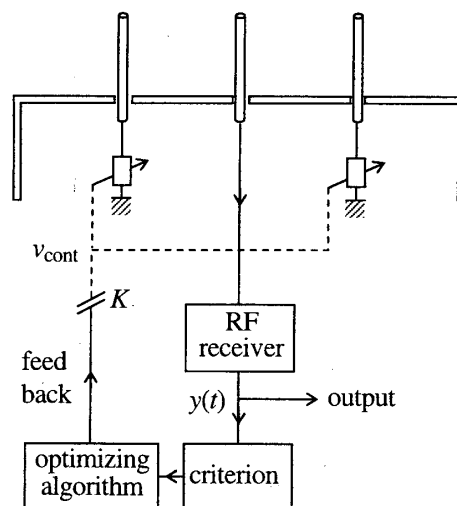


図3 エスパアンテナの適応制御系 (受信モード)  
Fig.3 ESPAR antenna adaptation (receive mode).

$$\mathbf{A}(\Theta, \Phi) = [\mathbf{a}(\vartheta_1, \phi_1), \mathbf{a}(\vartheta_2, \phi_2), \dots, \mathbf{a}(\vartheta_M, \phi_M)]$$

$$\Theta = \{\vartheta_1, \vartheta_2, \dots, \vartheta_M\}, \Phi = \{\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_M\}$$

(19)

であり、  $n(t)$  は加法的雑音である。

エスパアンテナの適応制御系を図3に示す。制御系はバラクタのバイアス電圧を調節して目標とする性能あるいは状況に到達させる役割を果たす。このため、その到達過程において指標となる「規範」並びに規範に基づいてリアクタンスを更新する「最適化アルゴリズム」を備えている。

##### 4.1 制御規範

規範は指導原理とも呼ばれ、多くの場合ある目的汎関数を定めてその値を最大化または最小化することが規範となる。規範に用いられる目的汎関数は値域が実数かつスカラー量となる1価関数でなくてはならない。制御の目的に応じて以下に述べる規範が考えられる。

##### 4.1.1 既知方向へのビーム走査

リアクタンス値と主ビーム方向の関係は八木宇田アンテナからの物理的類推によりある程度推測が可能であるが、一律普遍的に説明することはできない。ここでは既知の方向へ主ビームを形成するために、与えられた方向における RF 電力  $P(\theta, \phi)$  を最大にするベクトル  $\mathbf{x}$  をアレーファクタの表現式(11)を用いて求める問題を考える。すなわち、規範として既知方向への電力指向性の最大化

$$P(\vartheta, \phi) = \frac{1}{2} |D_a(\vartheta, \phi)|^2 \rightarrow \max \quad (20)$$

を用いる。電力指向性のリアクタンス偏微分は式(14)



を用いて

$$\begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x_k} P(\vartheta, \phi) &= \frac{\partial}{\partial x_k} \left\{ \frac{1}{2} |D_a(\vartheta, \phi)|^2 \right\} \\ &= \Re \left\{ D_a^*(\vartheta, \phi) \frac{\partial}{\partial x_k} D_a(\vartheta, \phi) \right\} \\ &= 4r_s^2 \Im \left\{ \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^H \tilde{\mathbf{Y}}^* \mathbf{u}_0^* \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{U}_k \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{u}_0 \right\} \end{aligned} \quad (21)$$

と導出される。 $\Re$  は実部と虚部、上添字\*は複素共役、 $H$ は複素共役転置を表す。 $P$ を最大にする最適の $\mathbf{x}$ は、この電力こう配が零となるための $K$ 次元連立方程式

$$\Im \left\{ \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^H \tilde{\mathbf{Y}}^* \mathbf{u}_0^* \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{U}_k \tilde{\mathbf{Y}} \mathbf{u}_0 \right\} = 0$$

$$k = 1, 2, \dots, K$$

を解くことにより求められる。上式は一般に超越方程式となるため数値的に求解することとなる。

より簡易な方法として「準同相合成」がある。これは従来のフェーズドアレーにおける同相合成に準じた近似的手法である。まず、ビームを形成したい方向のステアリングベクトル $\mathbf{a}_d$ からその共役整合となる等価ウェイトベクトル $\mathbf{w}_d = \mathbf{a}_d^*$ を求める。ここで添字 $d$ は所望方向(desired)を意味する。次に、この等価ウェイトベクトルを式(10)に代入して得られる行列 $\mathbf{X}_{var}$ の対角要素から第 $k$ バラクタのリアクタンス値を

$$x_k = -\Im \left\{ \frac{\mathbf{u}_k^T \mathbf{Y}^{-1} \mathbf{a}_d^*}{\mathbf{u}_k^T \mathbf{a}_d^*} \right\} \quad (22)$$

と設定する。これがエスパアンテナにおけるリアクタンスドメインでの準同相条件である。この条件から得られる等価ウェイトベクトルは真の同相合成を実現するベクトルと必ずしも一致しないが、実数のリアクタンス値で得られるこれに複素平面上で最も近いベクトルであるので準同相合成等価ウェイトベクトルと呼ばれる[19]。準同相合成により求めたリアクタンス値は後で述べる最急こう配法の初期値として用いると有効である。また、この手法はエスパアンテナの設計段階で利得を最大化するように構造パラメータを決定する際やエスパアンテナ製造後の検査段階で最大利得を確認する際にも利用できる。

#### 4.1.2 学習的ビーム形成

所望波と干渉波が混在して到来し、これらの到来方向が未知の環境においては上述の制御規範は正常に機能しない。所望波のレベルが干渉波のレベルより十分

大きいときにはある程度有効であるが、逆に干渉波のレベルがの所望波レベルより十分大きいときには「電力最小化規範(PI: Power Inversion)」が有効となる場合がある。ただしPI規範は干渉波の数がアンテナ制御の自由度より少ない場合に所望波も抑圧されてしまうなどの問題点があるため実用上は適用できる分野が広がらない。

実用的な方法として、学習(トレーニング)による規範がある。これは、(1)送信パケットのヘッダに参照信号を含ませておき、(2)受信側であらかじめこの参照信号系列を知っておき、(3)参照信号の同期タイミングを検出して、(4)アレーの重み係数を学習する、という方法である。エスパアンテナで受信された信号 $y(t)$ には、所望波成分+干渉波成分+雑音成分が含まれる。これと既知の参照信号 $r(t)$ とを比較する。比較するための目的汎関数としては、従来の適応アンテナで最も標準的に用いられている規範として受信信号 $y(t)$ と参照信号 $r(t)$ との平均2乗誤差を最小化するMMSE: Minimum Mean Square Error

$$J\{y(t_s)\} = E[|y(t_s) - r(t_s)|^2] \rightarrow \min \quad (23)$$

がある。ここで、 $y(t_s)$ は時間波形 $y(t)$ の標準化時刻での値、 $E[x]$ は確率変数 $x$ のアンサンブル平均を表す。この目的汎関数 $J\{y(t_s)\}$ を最小化することは、受信信号 $y(t)$ と参照信号 $r(t)$ の波形を相似にするのみならず振幅の絶対値までも等しくすることを意味する。したがって、アンテナに振幅調整機能がない場合にはAGC増幅器などの利得制御手段を備えて同時に制御する工夫[32]が必要となる。そこで、目的汎関数として上記の式に代えて受信信号 $y(t)$ と参照信号 $r(t)$ の相互相関係数を用いれば、振幅の絶対値に相違があっても波形情報だけを比較することができる。このことは特にエスパアンテナのようにリアクタのみで指向性を制御するアンテナやウェイトとして位相だけを制御するフェーズドアレーアンテナの制御に有効である。この発想に基づく規範

$$\begin{aligned} J\{y(t_s)\} &= \frac{|E[y(t_s) r(t_s)^*]|^2}{E[y(t_s) y(t_s)^*] E[r(t_s) r(t_s)^*]} \rightarrow \max \end{aligned} \quad (24)$$

を「相関係数最大化(MCCC: Maximum Cross Correlation Coefficient)」と呼ぶ。所望到来波の信号電力を $S$ 、雑音電力(干渉信号を含む)を $N$ とすると

$$\lim_{p \rightarrow \infty} J\{y(t_s)\} = \frac{S}{S+N} \quad (25)$$

の関係があるので観測回数  $p$  を十分多くとれば MCCC は SINR を最大にすることと等価となる。相互相関係数は 0 から 1 の間の値をとるので計算機で数値的に評価する場合も扱いやすい。干渉波成分と雑音成分を抑圧し、所望信号成分のみを抽出するには、相互相関係数を最大化する (1 に近づける) ようにリアクタンス値を制御すればよい。このとき所望波の方向へメインビームが形成され干渉波の方向へヌルが形成される指向性となる。

所望波が複数の経路 (マルチパス) で到来する場合には各々の電力に合わせた複数のローブを有するビームが形成される。また、干渉波がマルチパスで到来する場合には各々をヌルで抑圧するよりも逆位相のアレー応答で相殺する方が制御の自由度が無駄なく使える。すなわち、従来 DBF のような全素子の信号を観測できるアレーアンテナでのみ理論的に可能と考えられていたコヒーレントマルチパス合成/抑圧機能 [33] がエスパアンテナにおいても動作可能である [34]。

#### 4.1.3 ブラインドビーム形成

到来方向が未知であり、かつ、学習のための参照信号も含まれていない信号波を受信する場合は、上項で述べた学習プロセス (1)~(4) が使えないので規範として MMSE や MCCC は適用できない。そこで、所望信号の特徴 (変調方式や統計的性質) に着目した規範を用いることとなる。

一例として、所望波の変調方式が位相シフトキーイング (PSK) である場合について述べる。受信モードにおけるエスパアンテナの出力信号を時系列的に標本化観測し、これを確率統計変数と見立てた高次モーメントに基づく目的汎関数を定義しこれを最大化することを規範とする。ここで着目する PSK 変調信号に特有の性質とは、

$$\begin{aligned} & \text{「} m \text{ 相 PSK 信号は変調データにかかわらず} \\ & m \text{ 乗すると一定の複素数値となる」} \quad (26) \end{aligned}$$

ことである。これは I/Q 平面上の PSK 変調の信号点配置から明白である。通信路で雑音あるいは干渉を被るとこの一定の複素数値からの揺らぎが受信側で観測される。この揺らぎが小さいほど所望信号が高い純度で抽出できていると考えられる。そこで、受信アンテナの出力信号  $y(t)$  の第  $m$  次モーメントを最大化する

$$J\{y(t_s)\} = \frac{|E[y(t_s)^m]|^2}{E[|y(t_s)^m|^2]} \rightarrow \max \quad (27)$$

を規範とする。分母は  $m$  乗信号の平均電力での規格化を意味する。この規範の利点は、上述の「一定の複素数値」を含んでいないことである。すなわち、この値を受信側であらかじめ知っている必要がない。このことは、アンテナ及び受信回路系の絶対利得や固定的な位相回転量に左右されないことを意味しており、実際の無線システムに用いる際の重要な利点である。上式で表されるように複素信号の第  $m$  次モーメントを最大化する規範を「MMMC(Maximum  $M$ -th order Moment Criterion)」と呼ぶ [35]。MMMC は受信信号系列  $y(t)$  の第  $m$  次モーメントと一定の複素数との相互相関係数を最大にすることと数学的に等価である。目的汎関数  $J\{y(t)\}$  は

$$\lim_{p \rightarrow \infty} J\{y(t_s)\} = \frac{1}{\sum_{k=0}^m \frac{m!^2}{(m-k)!^2 k!} \left(\frac{N}{S}\right)^k} \quad (28)$$

の関係がある [36] ので観測回数  $p$  を十分多くとれば MMC も MCCC と同様に SINR を最大にすることと等価となる。

所望波がアナログ FM のように包絡線が一定である変調方式の場合には定振幅性に着目した「MMC 規範」 [37] を用いることにより、また 16QAM のような直交デジタル変調の場合には信号点配置の離散性に着目した「MARD 規範」 [38] を用いる適応制御によりブラインドビーム形成が可能である。

なお、一般にアレーアンテナのブラインド制御では信号到来強度と初期ウェイトにより捕そくする波が決まる。これは必ずしも所望波とは限らないので、その場合には初期ウェイトを変更して再捕そくするなどの対策が必要となる。このことはエスパアンテナにおいても同様である。

#### 4.2 最適化アルゴリズム

前節で述べた規範に基づいて目的汎関数を最大または最小とするように  $K$  個のリアクタンスを決定するためのアルゴリズムを考える。候補となるリアクタンス値の組合せの数はバラクタの個数  $K$  によって指数関数的に増大する。すべての組合せに対して目的汎関数の値を求めることは現実的とはいえない。最適解探索の所要時間を短縮する方法としてモンテカルロ法 [39],[40] がある。このアルゴリズムはプログラミング

がシンプルであり、目的汎関数が複数の極大極小点を有する場合にも局所解に陥ることがない。しかし素子数が多くなると収束の追込み段階で探索効率が劣化する。

収束速度に優れるのは最急こう配法 [41] である。リアクタンスを  $K$  次元ベクトル  $\mathbf{x}$  で表し、目的汎関数  $J(\mathbf{x})$  のこの配に基づく漸化式

$$\mathbf{x}(n+1) = \mathbf{x}(n) + \mu \frac{\nabla J(\mathbf{x})}{|\nabla J(\mathbf{x})|} \quad (29)$$

に従ってリアクタンスを反復更新する。目的汎関数の形状が複雑な場合でも収束の安定性を確保するためこの配ベクトルをそれ自身のノルムで正規化してある。 $\mu$  は歩幅と呼ばれるパラメータでありその値は経験と試行錯誤で決めることが多い。また、 $\mu_n = \mu_0 e^{-\alpha n}$  のように反復の進行に伴って歩幅を小刻みにする工夫 [42] も収束の加速に効果がある。ここで、 $\mu_0$  は初期歩幅、 $\alpha$  は歩幅通減率である。最急こう配法は目的汎関数が複雑な形状の場合には局所解に陥る可能性がある。これを救済するためにはモンテカルロ法である程度まで探索した後それを初期値として反復を開始するなどの処置が必要である。

局所解を回避できるアルゴリズムとしてハミルトン力学による方法 [13] がある。リアクタンスを  $K$  次元空間における質点の位置ベクトル  $\mathbf{x}$  とみなし、これと質点の運動量ベクトル  $\mathbf{p}$  に関するハミルトニアン

$$H(\vartheta, \phi) = -\frac{1}{2} |D_a(\vartheta, \phi)|^2 + \frac{1}{2m} |\mathbf{p}|^2$$

を定義する。第1項はポテンシャルエネルギー、第2項は運動エネルギーに相当する。 $m$  は質点の質量である。質点が運動する軌道を正準方程式

$$\frac{d\mathbf{x}}{dt} = \frac{\partial}{\partial \mathbf{p}} H(\vartheta, \phi), \quad \frac{d\mathbf{p}}{dt} = -\frac{\partial}{\partial \mathbf{x}} H(\vartheta, \phi)$$

に基づいて追跡することにより、ポテンシャルが最低となる位置すなわち目的汎関数の値が最大となるリアクタンス値を探索することができる。この方法はモンテカルロ法における乱数発生や遺伝子法 [14] における突然変異現象のようなランダム性をを用いない決定論的手法であるにもかかわらず局所解を避けてグローバル解を得るところが特徴である。

ここで述べた手法に加えて同時摂動統計法 [43]、順次ランダム法 [44]、回帰的散歩法 [45]、マルカート法 [46] など種々の特色ある最適化アルゴリズム並びに無

線通信システムへの応用 [47]~[50] が提案研究されている。

## 5. リアクタンスドメイン信号処理

従来のアレーアンテナにおける信号処理 [51] は各素子における信号を観測しそれらに基づいて方向推定や適応制御などの演算を行うことからエレメントスペース信号処理と呼ばれている。また、ハイブリッド (パトラ) マトリックスなどによるマルチビームアンテナでは信号を空間フーリエ変換した後に演算を施すのでビームスペース信号処理と呼ばれている。エスパアンテナでは観測できる信号は1系統 (シングルビーム) だけであるのでこれらの処理手法は適用できない。そこで、エスパアンテナ特有の演算操作である「リアクタンスドメイン信号処理」を導入する。リアクタンスドメイン信号処理では1系統の信号を異なる複数のリアクタンスベクトル状態で観測し、そこで得られた信号に基づいて従来の相関行列や空間相関などと同等の役割を果たす演算概念を定義する。この原理は数学的な扱いがビームスペース信号処理と類似している。ただし、(1) フーリエ変換に代わる操作をエスパアンテナでは素子間電磁界結合により行う、(2) 複数のビーム信号をパラレルに観測する代わりにエスパアンテナではリアクタンス制御により複数の信号をシリアルに得る、という点が特徴である。

### 5.1 電波到来方向推定

エスパアンテナに到来する信号を複数のリアクタンス状態で同一時刻に観測することはできない。そこで、同一コードの信号を  $M$  回繰り返して送信させる (重複送信法)、または、信号シンボル長を受信側の標準化周期の  $M$  倍とする (オーバサンプリング法) という工夫を施す [52]。ここで  $M$  はリアクタンスの状態数 (2以上の整数) である。このようにして観測された  $M$  系統の信号をベクトル的に

$$\mathbf{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_M(t)]^T \quad (30)$$

と表記することとする。このベクトルから生成されるエルミート行列

$$\mathbf{R}_{yy} = E \left[ \mathbf{y}(t)^* \mathbf{y}(t)^T \right] \quad (31)$$

を「リアクタンスドメイン相関行列」あるいは「リアクタンスドメイン共分散行列」と呼ぶ。リアクタンスドメイン信号処理とは、この行列  $\mathbf{R}_{yy}$  をあたかも従来のアレーアンテナにおけるエレメントスペース相関行

列 (通常  $\mathbf{R}_{xx}$  と記される) のように扱うことにより方向推定や適応制御などの演算を可能とする技法である。なお、現実のハードウェアにおいては送信信号のデータコードが一定であっても観測時刻が異なるので、送信機受信機間のキャリヤ周波数差や位相揺らぎ等に起因する信号偏差を補正するための手段を講じる [53] ことが肝要である。

エスパアンテナは低消費電力なのでこれを用いると電波到来方向探知機がバッテリー駆動の携帯型で実現できる。無線環境における発信源の探知のほか被災地や山岳での遭難者位置探索や追尾ロボット更には屋内位置情報システムなど様々な発展応用が期待される。方向推定には以下に述べるいくつかの方式があり要求される角度分解能などの性能に応じて使い分ける。なお、ここで述べる方法はすべて送信データが受信側で未知であっても動作するブラインド方向推定である。

### 5.1.1 最大電力法 (MP)

リアクタンスドメイン相関行列  $\mathbf{R}_{yy}$  の対角要素

$$\text{diag } \mathbf{R}_{yy} = [y_1^*(t_s)y_1(t_s), \dots, y_M^*(t_s)y_M(t_s)]^T \quad (32)$$

の中から最大値  $\max\{\text{diag } \mathbf{R}_{yy}\}$  を検索することによる方向推定法である。具体的には、単峰性のビームを形成するリアクタンス状態を  $M$  セット用意し、これらの中で受信電力が最大となるセットを検索してその状態でのビーム方向をもって到来方向と推定する。用意するリアクタンス値は 4.1.1 で述べた方法によりあらかじめ取得できる。ビーム幅が狭いほど高い角度分解能が得られる。状態数  $M$  が有限すなわち形成可能なビーム方向が離散的であるので稠密な方向推定はできないが追尾自走などのようなフィードバック系への応用には十分有効である。試作例として 7 素子エスパアンテナ ( $K=6, M=12$ ) を搭載した 2.4 GHz 帯携帯型電波到来方向探知機 [54] がある。全方位角 360 度を 12 に等分割したビーム切換により到来方向を推定する。電力半値角 70~90 度のビーム幅で分解能 30 度 (離散的方向推定) が得られており、電波暗室内での実験及び雪中での現場試験で探知機能が実証されている [55]。

### 5.1.2 電力パターン相関法 (PPCC)

離散的ビーム制御でも連続的な方向推定を可能とする方式として電力パターン相関法がある。上述の最大電力法と同様にリアクタンス状態を  $M$  セット用意する。各状態において到来信号を観測して行列  $\mathbf{R}_{yy}$  を求め、次式の評価関数  $J(\phi)$  が最大となる角度  $\phi$  をもって

到来方向と推定する。

$$J(\phi) = \frac{\mathbf{p}(\phi)^T \text{diag } \mathbf{R}_{yy}}{|\mathbf{p}(\phi)| |\text{diag } \mathbf{R}_{yy}|} \rightarrow \max \quad (33)$$

$$\mathbf{p}(\phi) = [|D_1(\phi)|^2, |D_2(\phi)|^2, \dots, |D_M(\phi)|^2]^T$$

$$D_m(\phi) = 2r_s \mathbf{a}(\phi)^T \tilde{\mathbf{Y}}_m \mathbf{u}_0, \quad m = 1, 2, \dots, M$$

ここで  $\tilde{\mathbf{Y}}_m$  はバラクタが第  $m$  状態となっているときのバラクタ繰込みアドミタンス行列 (定義: 式 (9)) である。リアクタンス状態数  $M$  が有限値 (離散的ビーム制御) であるにもかかわらず、ステアリングベクトル  $\mathbf{a}(\phi)$  を  $\phi$  の稠密関数として与えるので任意の角度ステップでの推定が可能である。本推定法は各信号の振幅情報のみを利用しているため位相のキャリブレーションが不要であり測定系の位相雑音に対する耐性も高い。シミュレーション [56] 並びに暗室内実験 [57] により 7 素子エスパアンテナで約 3 度の方位角精度が得られることが示されている。

### 5.1.3 部分ベクトル空間法 (MUSIC)

形成可能な最狭ビーム半値角よりもはるかに高い分解能を達成する推定法として部分ベクトル空間を用いる方法がある。この手法は数学的表現が従来のアレー信号処理における MUSIC (Multiple Signal Classification) に類似するのでリアクタンスドメイン MUSIC 法 [58]~[60] と呼ばれる。上述の電力パターン相関法と同様にリアクタンス状態  $M$  セットに対する行列  $\mathbf{R}_{yy}$  を求め、その固有ベクトルから生成されるベクトル空間を固有値の大きさに基づいて信号部分ベクトル空間と雑音部分ベクトル空間に分解する。 $\mathbf{R}_{yy}$  はエルミート行列であるので相異なる固有値に属する固有ベクトルは互いに直交する。これにより、次式の評価関数  $J(\phi)$  が最大となる角度  $\phi$  が到来方向であると推定できる。

$$J(\phi) = \left\| \mathbf{a}(\phi)^H \mathbf{W}^H \mathbf{E}_n \right\|_2^{-1} \rightarrow \max \quad (34)$$

ここで  $\mathbf{E}_n$  は行列  $\mathbf{R}_{yy}$  の雑音固有値に属する固有ベクトルを要素列ベクトルとする行列である。 $\mathbf{W}$  は素子間結合状態とリアクタンス状態を直接反映させた行列

$$\mathbf{W} = 2r_s \left[ \tilde{\mathbf{Y}}_1, \tilde{\mathbf{Y}}_2, \dots, \tilde{\mathbf{Y}}_M \right] \mathbf{u}_0 \quad (35)$$

であり「リアクタンスドメイン等価ウェイト行列」と呼ばれる。この推定法は部分空間の直交性を利用しているため加法的雑音に対する耐性が高い。バラクタダイオードの容量ばらつきや実装位置偏差あるいは放射素子間の電磁結合量に誤差があると方向推定精度の劣

化要因となる。本モデルにおいてはこれらの誤差要因パラメータはすべて行列  $\mathbf{Y}$  に繰り込まれているので、リアクタンスドメイン等価ウェイト行列  $\mathbf{W}$  を事前にキャリブレート [61] しておくことにより方向推定精度を効果的に高めることができる。また、マルチパスなどによって生じるコヒーレント複数到来波を分離して方向推定するにはエスパアンテナの素子配列の対称性を駆使したリアクタンスドメイン空間スムージング [62] が有効である。

## 5.2 リアクタンスダイバーシチ

無線通信システムにおける重要技術課題の一つにマルチパスフェージングがある。マルチパスフェージングは一つの信号源から送信された波動が複数の経路を伝搬し、受信点において同振幅かつ逆位相でキャンセルされるときに激しいレベル低下が発生する現象である。屋外無線基地局での受信の場合は経路による角度広がりには比較的狭い。しかし、ユーザ端末あるいは室内環境においては360度全方位に広がるマルチパス到来が発生する。フェージング防止対策として空間ダイバーシチアンテナの利用がある。複数のアンテナ素子を配置してこれらの信号を選択または合成することによりレベル低下を軽減する。良好なダイバーシチ効果を得るには素子間隔を波長に比べて広くとることが必要とされている。

リアクタンスダイバーシチとはバラクタ制御により振幅位相の方位角依存性が変わる性質を適応的に利用してフェージングによるレベル低下が生じる条件すなわち同振幅逆位相状態を回避させる受信方式である。適応制御に用いる規範としては

$$\max \{ \text{diag} \mathbf{R}_{yy} \}$$

が最も低コストである。また、前章で述べたMCCCやMMMCを規範とすることも可能である。

一般の空間ダイバーシチにおいて素子間結合があると素子間隔を狭くできることが報告されている [63]。リアクタンスダイバーシチは素子間結合そのものによって指向性を形成するのでこれと同様の効果が期待できる [64], [65]。例えば最も簡単な平面型2素子エスパアンテナで波長の1/10程度まで素子間隔を狭くしても30dBのフェージング劣化が発生する確率を単一アンテナに比べて1/10以下に低減できることが理論的に予見されている [15], [16]。

リアクタンスダイバーシチは制御デバイスとしてバラクタダイオードを用いており常に逆バイアス状態と

なっているため、PINダイオードスイッチのような順方向直流電流を消費しない。また、FETによる単極双投スイッチに比べて低コストである。更に、パラサイト素子が電磁結合により励振されているので素子間を接続するためのケーブルも不要である。

## 5.3 リアクタンスドメイン空間相関

実空間において、1個所の観測地点（受信局）と2個所の波源地点（送信局）を考える。一般に、二つの波源から送信される同一周波数の信号を観測地点に設置されたアレーアンテナから見て分離識別できるかどうかの可能性を0から1までの実数値域をもつ空間相関という指標で表す。空間相関は観測点と波源の相対的な位置関係並びにアレーアンテナの空間分離能力によって決まる。また、周囲に建物や壁などの散乱体が存在する空間ではそれらの配置状況や反射係数によっても変化する。

アンテナの空間分離能力を評価する場合に従来のアレーアンテナでは各素子の信号が観測可能であるため素子配置だけで議論できる。ところが、従来の定義による空間相関はエスパアンテナにおいては直接演算できない。そこで、素子間結合とバラクタ作用に基づいて演算する「リアクタンスドメイン空間相関」を

$$\rho_{RD} = \frac{|\mathbf{q}_1^T \mathbf{W} \mathbf{W}^T \mathbf{q}_2|}{|\mathbf{q}_1^T \mathbf{W}| |\mathbf{W}^T \mathbf{q}_2|}$$

$$\mathbf{q}_j = \mathbf{A}(\phi_j) \mathbf{h}_j, \mathbf{h}_j = [h_{j1}, h_{j2}, \dots, h_{jp}]^T \quad (36)$$

と定義する。 $\mathbf{W}$  は式 (35) で定義したリアクタンスドメイン等価ウェイト行列である。この指標はエスパアンテナに特有であるので「エスパ空間相関」とも呼ばれる [66]。ここで  $\mathbf{A}(\phi_j)$  は式 (19) で定義したアレーマニホールド、 $h_{jp}$  と  $\phi_{jp}$  は第  $j$  波源 ( $j = 1, 2$ ) から観測点までの第  $p$  番目 ( $p = 1, 2, \dots, P$ ) のパスの伝達関数と到来角である。この伝達関数  $h_{jp}$  には回折や反射の影響も含める。

互いにリアクタンスドメイン空間相関の値が0.7未満であるような2個所の波源からの信号は適応制御により分離され信号対干渉比20dB以上が得られる [67]。空間相関は無線LANのアクセスポイントに適応アレーアンテナを搭載する場合に近隣セルからの干渉を最小限に抑える設置場所を選定するのに役立つことができる。また、無線アドホックネットワーク [68], [69] への応用として、所望の相手局と空間相関の高い地点にある第3局に発信規制をかけるメディアアクセス制御やこれを用いた多元接続 (SCMA: Space Correlation

Multiple Access) などが考えられる [70],[71]. 更に, マルチホップルーチングのための経路選択のような上位レイヤへの発展活用も期待できる.

#### 5.4 リアクタンスドメイン伝搬路制御

エスパアンテナの中央素子を本来の意味でのアンテナと位置づけ, パラサイト素子を伝搬路中の可制御散乱体ととらえることにより, 新たな着眼点をもつことができる. 例えば, 伝搬路揺らぎを擬似的に発生させる “Fading Emulator”, 伝搬路揺らぎを活用して秘密鍵情報を互いに伝えることなくセキュリティを確保する “PASKAL: Parasite Array Secret Key Agreement Link”, マルチパス伝搬を逆利用して単一のエスパアンテナで発信源の位置を多次的に同定する “Indoor Wireless Locator”, など新機能/新応用の発想が生まれる [72]~[74].

### 6. 極近傍界測定

#### 6.1 等価ウェイトベクトルの直接観測

ハードウェアを民生品として普及させるためには製造コスト低減に加えて測定出荷検査コストも低減することがキーポイントとなる. 半導体デバイスが一体化された可変アンテナの場合は製造後に制御電圧キャリアレーションを含めたビーム形成機能の確認が必須である. これを遠方界 (Far Field) の測定により行うことは電波暗室の維持管理運用費が検査コストの低減を妨げる. 測定スペースを削減する目的で近傍界測定 (Near Field Measurement) 技術が進んでいる. しかしその場合にも被測定アンテナと測定アンテナを用いる限り暗室の小型化には限界がある. そこでここでは, 式 (8) で述べたアレー電流ベクトルを直接測定し, これにより計算で遠方界指向性を推定する方法を説明する. 被測定アンテナを図4に示すように小型暗箱 [75] の中に固定する. 微小ループで中央素子及び各パラサイト素子の底部の極近傍 RF 磁界をピックアップすることにより RF 電流を直接測定する. ステアリングベクトルは構造パラメータから計算できるので

$$D_a(\vartheta, \phi) = \frac{2r_s}{v_s} \mathbf{a}(\vartheta, \phi)^T \mathbf{i} \quad (37)$$

により指向性の推定が可能である. この測定法を「極近傍界測定法 (Reactive Near Field Measurement)」または「エバネセント界測定法」と呼ぶ [75]. 測定アンテナが不要であるため暗箱サイズを最小化できることが最大の利点である. また, ベクトルネットワークアナライザ, プローブを所定位置にセットするための

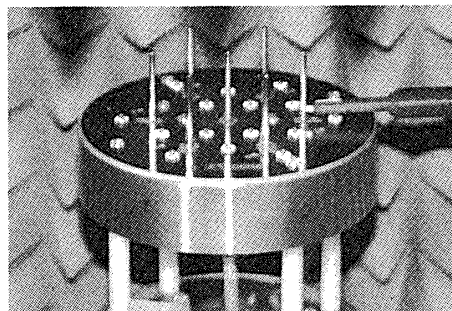


図4 極近傍界測定による等価ウェイトベクトルの直接抽出  
Fig.4 Direct extraction of the equivalent weight vector by a reactive near field pickup.

機械的ポジショナ, バラクタにバイアスを印加するための直流電圧発生器などの測定機器類はすべて暗箱の外に設置することができる. このことは測定される電磁界に擾乱を与えないという副次的利点も生み出す. 暗室での測定に比べてケーブル類もはるかに短くできる. なお, 磁界をピックアップするデバイスとして, 微小ループより更に低擾乱の磁気光学効果素子と光ファイバを組み合わせた MO プローブ [76] も研究されている.

#### 6.2 モデルパラメータ抽出と制御特性の校正

上述の式 (37) から計算できるのは, その電流状態での指向性である. バラクタ制御電圧が変わると電流も変化する. しかも, 各素子の RF 電流は素子間結合により式 (8) から明らかなように自己のバラクタだけでなく他の素子バラクタのリアクタンスにも依存する. すべてのバラクタ制御電圧における電流を知るには測定回数が膨大となり, 特にパラサイト素子数が多い場合には測定コストが非現実的となる. エスパアンテナではインピーダンス行列及びバラクタのリアクタンス

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Y}^{-1}, \mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_K]^T \quad (38)$$

が抽出できればそのアンテナの等価ウェイトベクトルモデルが完全に確定することになる. しかし, これらを直接測定することは困難であり, とりわけアンテナアセンブリによる寄生容量などを含めて測定することは実質的に不可能である. そこで, 2. で述べた等価ウェイトベクトルモデルを用いて少ない測定回数でパラメータ抽出することを考える.

インピーダンス行列を 2. で述べた  $\mathbf{Y}$  行列と同様の技法により基本行列の線形結合

$$\mathbf{Z} = z_{00} \mathbf{U}_0 + z_{01} (\mathbf{P}_0 + \mathbf{P}_0^T) + z_{11} \bar{\mathbf{U}}_0$$

$$+ \sum_{k=2}^K z_{1k} \bar{\mathbf{U}}_0 (\mathbf{Q}_{k-1} + \mathbf{Q}_{k-1}^T) \bar{\mathbf{U}}_0 \quad (39)$$

に分解する。ここで  $z_{ij}$  はインピーダンス行列  $\mathbf{Z}$  の要素である。式 (39) を式 (8) に代入すると

$$(z_s + z_{00}) i_0 + z_{01} \sum_{k=1}^K i_k = v_s \quad (40)$$

$$z_{01} i_0 + \tilde{z}_k i_k + \sum_{\xi=2}^{(K+1)/2} z_{1\xi} (i_p + i_q) = 0$$

for odd  $K$

$$z_{01} i_0 + \tilde{z}_k i_k + \sum_{\xi=2}^{K/2} z_{1\xi} (i_p + i_q) + z_{1K/2+1} i_r = 0$$

for even  $K$  (41)

$$p = 1 + (k + \xi - 2) \bmod K$$

$$q = 1 + (k + K - \xi) \bmod K$$

$$r = 1 + (k + K/2 - 1) \bmod K$$

$$\tilde{z}_k \equiv z_{11} + jx_k, k = 1, 2, 3, \dots, K$$

が得られる。ここで  $\tilde{z}_k$  は「バラクタ繰込みパラサイト素子自己インピーダンス」と呼ばれる。 $jx_k$  は  $z_{11}$  と分離して抽出できない。等価ウェイトベクトルモデルにおいてはこれら2変数は常に一体となって振る舞うのであえて分離して扱う必要はない。

式 (6) 及び式 (14) を用いて、式 (40) から  $v_s$  と  $z_s$  を消去すると

$$z_{00} + z_{01} \sum_{k=1}^K \frac{i_k}{i_0} = \frac{v_0}{i_0} = z_{in}$$

となる。左辺第2項の電流は中央素子の電流に対するパラサイト素子の電流の相対比が測定できれば既知となる（したがって、磁界プローブの感度キャリブレーションは不要であるという測定上の簡便性がある）。右辺の  $z_{in}$  はベクトルネットワークアナライザで直接測定できる。未知数  $z_{00}$  と  $z_{01}$  はリアクタンス  $x$  の変化に対して不変であるので、異なる2状態のバラクタ制御電圧において電流比と給電ポートインピーダンスを測定して連立方程式を立てることによりこれら未知数の値を求めることができる。同様に、式 (41) からもどれか一つのバラクタだけ制御電圧を変更した異なる2状態において電流比を測定して連立方程式を立てることにより未知数  $\tilde{z}_k, z_{1k}$  の値を求めることができる [77]。

このように本手法を用いることにより、インピーダンス行列  $\mathbf{Z}$  及びバラクタ容量制御特性がどちらも未知の場合であってもこれら両方を同時にキャリブレーションできる。

## 7. むすび

エスパアンテナは各放射素子における重み付けを可変リアクタ素子（バラクタ）1個で行い、アレー合成を放射素子間結合を利用して行う。デジタルビーム形成（DBF）アンテナに比べて高周波アナログ部の回路規模が飛躍的に簡易化でき飛躍的な小型軽量化・低消費電力化・低コスト化が達成できるとともに入力 SINR に対するダイナミックレンジも格段に向上できる。高機能アンテナは高価 → 使われない → 量産されない → コストが下がらない → 使われない、という悪循環スパイラルを打ち破り、民生端末のアダプティブアンテナ化のための突破口となる可能性を秘めている。通常のアレーアンテナでは性能劣化要因の一つとされていた「素子間結合」をエスパアンテナでは本質的に逆利用しているため動作原理が複雑であるが、ここで述べた「等価ウェイトベクトル」の考え方に基けばアレーファクタをバラクタのリアクタンスの陽関数として表現でき、これにより放射指向性の解析的取扱いが可能である。また、受信された信号系列の品質を推定できる統計的汎関数とそれを用いた学習制御規範「MCCC」とブラインド規範「MMMM」により適応ビーム形成の数値解析が可能である。更に、「リアクタンスドメイン信号処理」の考え方により信号共分散行列や空間相関の手法が適用できるようになり、高分解能到来方向推定・ダイバーシチ受信・空間分割多元接続などの計算機シミュレーションや実験が可能である。通常のアレーアンテナを想定して研究されてきた従来のアルゴリズムなどはそのままでは適用できないが、ここで述べた発想に立てば今後の技術開発に展望が見えてくる。エスパアンテナの実用化・高機能化・高性能化・システム展開に向けてこれから解決すべき技術課題は多く残されている。本論文がこれらの研究テーマにチャレンジする一助となれば幸いである。

謝辞 研究遂行に際し御指導頂いたATR適応コミュニケーション研究所小宮山牧児所長並びに有益な御議論を頂いた独立行政法人通信総合研究所行田弘一主任研究官に謝意を表す。本論文をまとめるにあたり種々の御示唆と多大なる御尽力を頂いた九州産業大学太郎丸真助教授、新潟大学山田寛喜助教授、松下電器産業程俊研究員、ATR適応コミュニケーション研究所青野

智之研究グループリーダー、平田明史研究員、樋口啓介実習研究員に厚く御礼申し上げます。本研究は通信放送機構(TAO)からATRへの委託研究「自律分散型無線ネットワークの研究」により実施した。

### 文 献

- [1] R. J. Mailloux, *Phased Array Antenna Handbook*, pp.480-490, Artech House, Boston, 1994.
- [2] Y. Kawakami, S. Yoshimoto, Y. Matsumoto, T. Ohira, and T. Ide, "S-band mobile communications and multimedia broadcasting equipment for ETS-VIII," *IEICE Trans. Commum.*, vol.E82-B, no.10, pp.1659-1666, Oct. 1999.
- [3] 土井義晴, 伊藤忠芳, 北門 順, 宮田健雄, 中尾正悟, 大鐘武雄, 小川恭孝, "マルチビームアダプティブアレイに基づくSDMA TDD PHS基地局," *信学技報*, AP2001-157, Dec. 2001.
- [4] J. Litva, *Digital Beamforming in Wireless Communications*, Artech House, Boston, 1996.
- [5] T. Ohira, Y. Suzuki, H. Ogawa, and H. Kamitsuna, "Megalithic microwave signal processing for phased-array beamforming and steering," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.45, no.12, pp.2324-2332, Dec. 1997.
- [6] 大平 孝, 稲垣恵三, "アンテナの指向性を電子的に制御する: 高周波ハードウェア設計の観点からみたアダプティブアレー," *信学誌*, vol.83, no.12, pp.920-926, Dec. 2000.
- [7] T. Ohira and K. Gyoda, "Electronically steerable passive array radiator antennas for low-cost analog adaptive beamforming," *IEEE Int. Conf. Phased Array Syst. Tech.*, pp.101-104, Dana Point, May 2000.
- [8] H. Yagi and S. Uda, "Projector of the sharpest beam of electric waves," *Proc. Imperial Academy Japan*, vol.2, no.2, pp.49-52, Feb. 1926.
- [9] R. F. Harrington, "Reactively controlled directive arrays," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.AP-26, no.3, pp.390-395, May 1978.
- [10] R. J. Dinger, "A planar version of a 4.0 GHz reactively steered adaptive array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.AP-34, no.3, pp.427-431, March 1986.
- [11] R. J. Dinger, "Reactively steered adaptive array using microstrip patch elements at 4 GHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.AP-32, no.8, pp.848-856, Aug. 1984.
- [12] 鷹尾和昭, "アダプティブアンテナの理論体系," *信学論(B-II)*, vol.J75-B-II, no.11, pp.713-720, Nov. 1992.
- [13] 小松崎彰, 齊藤 茂, 行田弘一, 大平 孝, "高次元アルゴリズムによるエスパアンテナのリアクタンス最適化: ハミルトン力学に基づく手法によるアンテナ設計," *信学論(B)*, vol.J85-B, no.3, pp.381-390, March 2002.
- [14] R. Schlub, J. Lu, and T. Ohira, "Seven element ground skirt monopole ESPAR antenna design from a genetic algorithm and the finite element method," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.11, pp.3033-3039, Nov. 2003.
- [15] 澤谷琢磨, 飯草恭一, 大平 孝, "リアクタンスダイバシティのための3素子エスパアンテナの基本理論," *信学技報*, DSP2002-161, SAT2002-111, RCS2002-230, Jan. 2003.
- [16] M. Taromaru, T. Ohira, K. Kato, and K. Iigusa, "Reactance diversity: A novel and ultimate-low-cost anti-fading reception scheme with a binary-controlled 3-element ESPAR antenna," *Asia-Pacific Microwave Conf., APMC2003*, Seoul, Korea, Nov. 2003.
- [17] 大平 孝, 行田弘一, 秋山 章, 楊 克虎, "エスパアンテナの等価ウエイトベクトルとアレーファクタ表現式," *信学技報*, AP2000-44, MW2000-44, SAT2000-41, July 2000.
- [18] 大平 孝, "エスパアンテナの等価ウエイトベクトルとその勾配に関する基本的定式化," *信学技報*, AP2001-16, SAT2001-3, May 2001.
- [19] 大平 孝, "エスパアンテナの主ビームを所望方向へ形成するためのリアクタンスを簡単に求める方法: 準同相合成と最急勾配法," *信学技報*, AP2001-48, July 2001.
- [20] 太郎丸真, 大平 孝, "エスパアンテナのリアクタンス空間から等価ウエイトベクトル空間への写像に関する考察," *信学技報*, RCS2002-179, Oct. 2002.
- [21] 飯草恭一, 大平 孝, "エスパアンテナの素子上電流分布に基づく等価ウエイトベクトルの高精度化," *信学技報*, AP2002-44, July 2002.
- [22] 飯草恭一, 大平 孝, "線状アンテナアレー素子上のアドミンタンス分布によるベクトル実行長の考察," *信学技報*, AP2002-109, Oct. 2002.
- [23] 飯草恭一, 大平 孝, "リアクタンス制御で素子を透明化するリコンフィギャラブルアレーアンテナ," *信学技報*, AP2002-122, Jan. 2003.
- [24] Y. Ojira, H. Kawakami, K. Gyoda, and T. Ohira, "Improvement of elevation directivity for ESPAR antennas with finite ground plane," *IEEE AP-S International Symp.*, vol.4, pp.18-21, Boston, July 2001.
- [25] 飯草恭一, 大平 孝, "エスパアンテナの有限地板を考慮した等価ステアリングベクトルと等価ウエイトベクトル," *信学技報*, AP2003-13, SAT2003-13, April 2003.
- [26] 宮内一洋, 山本平一, *通信用マイクロ波回路*, pp.160-163, 電子情報通信学会, 1981.
- [27] 俵 覚, 飯草恭一, 大平 孝, "エスパアンテナの可変リアクタ制御範囲の選定による狭ビーム化の可能性," 2002 信学ソ大, B-1-138; p.170, Sept. 2002.
- [28] 相川正義, 大平 孝, 徳満恒雄, 広田哲夫, 村口正弘, *モノリシックマイクロ波回路(MMIC)*, pp.138-141, 電子情報通信学会, 1997.
- [29] Q. Han, K. Inagaki, K. Iigusa, R. Schlub, T. Ohira, and M. Akaike, "Harmonic distortion suppression technique for varactor-loaded parasitic radiator antennas," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E85-C, no.12, pp.2015-2021, Dec. 2002.
- [30] T. Ohira, "Spectral purification in GaAs MMIC voltage controlled oscillators by integrated anti-series coupled varactors," *Asia-Pacific Microwave Conf., APMC'93*, S2011-4, vol.1, pp.6.16-6.19, Hsinchu, Taiwan, Oct. 1993.
- [31] M. Akaike, T. Ohira, K. Inagaki, and Q. Han, "Numerical analysis of nonlinear distortion generated from a single varactor and an anti-series varactor pair," *IEICE Trans. Electron.*, vol.E85-C, no.12, pp.1990-1999, Dec. 2002.



- [32] S. Denno and T. Ohira, "Modified constant modulus algorithm for digital signal processing adaptive antennas with microwave analog beamforming," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.50, no.6, pp.850-857, June 2002.
- [33] J. H. Winters, "Optimum combining in digital mobile radio with cochannel interference," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol.SAC-2, no.4, pp.528-539, July 1984.
- [34] A. Hirata and T. Ohira, "Spotted null forming of electronically steerable parasitic array radiator antennas in indoor multipath propagation," *Asia-Pacific Microwave Conf.*, WE3C-3, pp.189-191, Kyoto, Nov. 2002.
- [35] T. Ohira, "Blind aerial beamforming based on a higher-order maximum moment criterion (Part I: Theory)," *Asia-Pacific Microwave Conf.*, WE3C-1, pp.181-184, Kyoto, Nov. 2002.
- [36] 大平 孝, "エスパアンテナの m 相 PSK 波ブラインド適応ビーム形成," *信学技報*, RCS2002-45, CQ2002-45, April 2002.
- [37] T. Ohira, "Blind adaptive beamforming of electronically steerable parasitic array radiator antennas based on a maximum moment criterion," *2002 IEEE AP-S International Symp.*, vol.2, pp.652-655, San Antonio, Texas, June 2002.
- [38] 大平 孝, "エスパアンテナの多値 QAM ブラインド適応ビーム形成," *信学技報*, AP2001-193, Jan. 2002.
- [39] 神谷幸宏, 大平 孝, "エスパアンテナの基本検討: 適応制御に基づく SIR 特性の統計的評価," *信学技報*, AP2000-175, SANE2000-156, Jan. 2001.
- [40] 秋山 章, 行田弘一, 大平 孝, 安藤 真, "エスパアンテナのビーム及びヌル形成能力に関する数値シミュレーション," *信学論 (B)*, vol.J85-B, no.12, pp.2234-2244, Dec. 2002.
- [41] J. Cheng, Y. Kamiya, and T. Ohira, "Adaptive beamforming of ESPAR antenna based on steepest gradient algorithm," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E84-B, no.7, pp.1790-1800, July 2001.
- [42] B. Shishkov, J. Cheng, and T. Ohira, "Adaptive control algorithm of ESPAR antenna based on stochastic approximation theory," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E85-B, no.4, pp.802-811, April 2002.
- [43] C. Sun, A. Hirata, T. Ohira, and N. Karmakar, "Fast beamforming of electronically steerable parasitic array radiator antennas: Theory and experiment," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, in press.
- [44] J. Cheng, A. Hirata, B. Shishkov, and T. Ohira, "Sequential random search algorithm for adaptive beamforming of ESPAR antenna," *信学技報*, AP2001-107, RCS2001-146, Oct. 2001.
- [45] K. Iigusa, J. Cheng, and T. Ohira, "A stepwise recursive search algorithm for adaptive control of the electronically steerable passive array radiator antenna," *European Microwave Conf.*, pp.1117-1120, Milan, Italy, Sept. 2002.
- [46] 中路卓与, 菊間信良, 稲垣直樹, 大平 孝, "マルカート法によるエスパアンテナの最適化," *2002 信学総大*, B-1-118, p.134, March 2002.
- [47] K. Yang and T. Ohira, "Realization of space-time adaptive filtering by employing electronically steerable passive array radiator antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.51, no.7, pp.1476-1485, July 2003.
- [48] 樋口啓介, 橋口正哉, 平田明史, E. Taillefer, 大平 孝, "エスパアンテナによる OFDM 受信干渉抑圧のシミュレーション評価," *信学技報*, RCS2002-186, Nov. 2002.
- [49] T. Hunziker, M. Hashiguchi, and T. Ohira, "Decision-directed joint ESPAR antenna beamforming and rate adaptation in an OFDM-based multi-rate system," *IEICE Technical Report*, DSP2002-163, SAT2002-113, RCS2002-232, Jan. 2003.
- [50] 入江祐司, 原 晋介, 中谷勇太, 戸田 健, 大石康之, "RF-MEMS をリアクタンス素子に用いたエスパアンテナ," *信学技報*, AP2003-135, Sept. 2003.
- [51] 大鐘武雄, 小川恭孝, "アダプティブアレーと移動通信," *信学誌*, vol.82, no.1, pp.55-61, Jan. 1999.
- [52] 俵 覚, E. Taillefer, 平田明史, 大平 孝, "リアクタンスドメイン MUSIC 法による高分解能到来方向推定探知器," *2003 信学総大*, B-1-66, p.66, March 2003.
- [53] 平田明史, E. Taillefer, 俵 覚, 橋口正哉, 大平 孝, "RF 周波数偏差を補償するエスパアンテナのリアクタンスドメイン MUSIC 法: エスパアンテナによる高分解能到来方向推定," *信学技報*, DSP2002-162, SAT2002-112, RCS2002-231, Jan. 2003.
- [54] T. Ohira and K. Gyoda, "Handheld microwave direction-of-arrival finder based on varactor-tuned aerial beamforming," *Asia-Pacific Microwave Conf.*, WE2E-2, pp.585-588, Taipei, Dec. 2001.
- [55] 古樋知重, 橋口正哉, 大平 孝, 浅田峯夫, 岡田敏美, "腕時計型マイクロ波ビーゴングと携帯型電波到来方向探知機の雪中実験," *信学論 (B)*, vol.J86-B, no.2, pp.219-225, Feb. 2003.
- [56] E. Taillefer, 平田明史, 大平 孝, "エスパアンテナの等価ウェイトベクトルモデルと電力パタン相関を用いた到来方向推定シミュレーション," *信学技報*, AP2003-25, May 2003.
- [57] E. Taillefer, A. Hirata, and T. Ohira, "High-accuracy direction-of-arrival estimation using an ESPAR antenna and cross correlation between received signal and radiation pattern," *European Conf. Wireless Tech.*, ECWT2003, Munich, Oct. 2003.
- [58] C. Plapous, J. Cheng, E. Taillefer, A. Hirata, and T. Ohira, "Reactance-domain MUSIC algorithm for ESPAR antennas," *IEICE Technical Report*, RCS2002-147, Aug. 2002.
- [59] E. Taillefer, S. Tawara, A. Hirata, M. Hashiguchi, and T. Ohira, "Reactance-domain MUSIC experiment for ESPAR antennas: Part II," *IEICE Technical Report*, AP2002-94, Oct. 2002.
- [60] E. Taillefer, C. Plapous, J. Cheng, K. Iigusa, and T. Ohira, "Reactance-domain MUSIC for ESPAR antennas (Experiment)," *Proc. Wireless Commun. Network Conf.*, WCNC2003, pp.98-102, New Orleans, March 2003.
- [61] 平田明史, E. Taillefer, 俵 覚, 山田寛善, 大平 孝, "等価ウェイト行列をキャリプレートしたエスパアンテナの高

- 分解能方向推定,” 信学技報, SST2002-127, AP2002-226, RCS2002-343, MoMuC2002-152, MW2002-234, March 2003.
- [62] 平田明史, 山田寛善, 大平 孝, “エスパアンテナを用いたリタクタンスドメイン MUSIC 法によるコヒーレント 2 波の到来方向推定実験,” 信学技報, AP2003-24, May 2003.
- [63] K. Tsunekawa and K. Kagoshima, “Analysis of a correlation coefficient of built-in diversity antennas for a portable telephone,” IEEE AP-S Antennas Propagation Symp., pp.5430-546, May 1990.
- [64] 青山直樹, 岡田 実, 山本平一, “アンテナ素子間の相互結合を用いた COFDM の簡易ダイバーシチ受信方式,” 2002 信学総大, B-5-244, p.695, March 2002.
- [65] 古樋知重, 大平 孝, 石川容平, “室内マルチパス環境における周波数選択性フェージングを指向性アンテナにより改善する基礎検討,” 信学技報, RCS2002-57, May 2002.
- [66] 平田明史, 程 俊, 飯草恭一, 橋口正哉, 大平 孝, “エスパアンテナのリアクタンスドメイン信号処理: 空間相関及び相関行列,” 信学技報, RCS2002-148, Aug. 2002.
- [67] 森 浩樹, 平田明史, 大平 孝, “リアクタンスドメイン信号処理におけるエスパ空間相関と屋内マルチパス環境下での適応制御 SINR との関係,” 信学技報, RCS2002-185, Nov. 2002.
- [68] 大野雄一郎, 門 洋一, 行田弘一, 大平 孝, “アンテナ走査角対 SINR 情報に基づくルーティング方式の性能評価,” 2000 信学ソ大, SB-3-1, pp.488-489, Sept. 2000.
- [69] 古樋知重, 大平 孝, “無線アドホックネットワークにおける指向性アンテナの効能に関する考察,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.12, pp.2223-2233, Dec. 2002.
- [70] 橋口正哉, 平田明史, E. Taillefer, 大平 孝, “アダプティブエスパアンテナを用いた無線アドホックネットワークの MAC に関する基礎検討,” 信学技報, RCS2002-180, Oct. 2002.
- [71] J. Cheng, M. Hashiguchi, K. Iigusa, and T. Ohira, “Electronically steerable parasitic array radiator antenna for omni- and sector-pattern forming applications to wireless ad hoc networks,” IEE Proc. Microwaves Antennas Propagation, MAP-150, 4, pp.203-208, Aug. 2003.
- [72] Y. Umeda, K. Sakaguchi, J. Takada, K. Araki, and T. Ohira, “Experimental verification on spatial and temporal performance of an ESPAR-based fading emulator,” European Conf. Wireless Tech., ECWT2003, Munich, Oct. 2003.
- [73] C. Park, J. Takada, K. Sagaguchi, and T. Ohira, “Analysis of a radial-cavity-excited Espar antenna,” IEICE Technical Report, MW2003-126, Sept. 2003.
- [74] 森 浩樹, 平田明史, 大平 孝, “リアクタンスドメイン受信信号プロファイル相関を規範とする屋内無線位置探知方式,” 信学技報, AP2003-136, Sept. 2003.
- [75] Q. Han, K. Inagaki, K. Iigusa, R. Schlub, and T. Ohira, “Reactive-field anechoic box for ESPAR antenna measurement,” IEICE Trans. Electron., vol.E85-C, no.7, pp.1451-1459, July 2002.
- [76] E. Yamazaki, H. Park, S. Wakana, M. Kishi, and M. Tsuchiya, “Fabrication of broad-band fiber-optic mag-

netic field probe and its application to intensity and phase distribution measurements of GHz-frequency magnetic field,” International Topical Meeting Microwave Photonics, MWP2002, pp.77-80, Awaji, Nov. 2002.

- [77] 韓 青, 稲垣恵三, B. Hanna, 飯草恭一, 大平 孝, “極近傍界測定によるエスパアンテナの等価ウェイトベクトルパラメータ抽出とバクタク制御特性校正,” 信学技報, AP2003-113, SAT2003-105, MW2003-119, OPE2003-106, Aug. 2003.
- [78] Numerical Electromagnetic Code, Nec-Win Pro Antenna Analysis Software, 1.1, Riverton: Nittany Scientific, 1997.

## 付 録

アドミタンス行列  $\mathbf{Y}$  の要素をモーメント法による電磁界シミュレータ [78] で計算した結果を下記数値表並びに図 A・1 と図 A・2 に示す. 計算にあたっては, 構造パラメータ

素子半径: 1/100 波長

素子長: 1/2 波長

パラサイト配列半径: 1/4 波長

パラサイト素子数: 1~8 本

の半波長ダイポールモデル [40] を用いた. 1/4 波長モノポールの場合のアドミタンスは各要素とも下記の数値の 2 倍となる.

パラサイト 自己/相互アドミタンス

素子数 (単位:  $\text{m}\Omega^{-1}$ )

$$K = 1 \quad y_{00} = 5.48 - j3.25$$

$$y_{01} = 1.70 + j3.86$$

$$y_{11} = 5.48 - j3.25$$

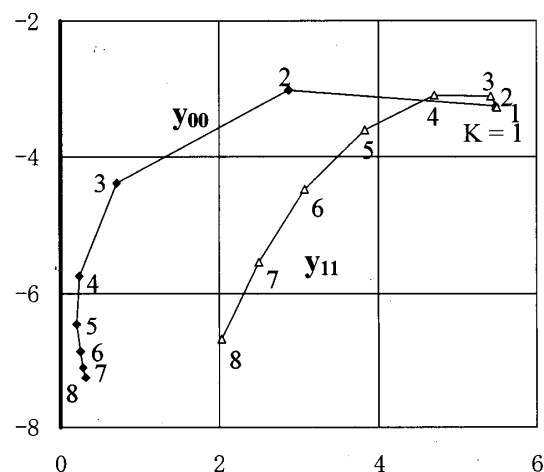
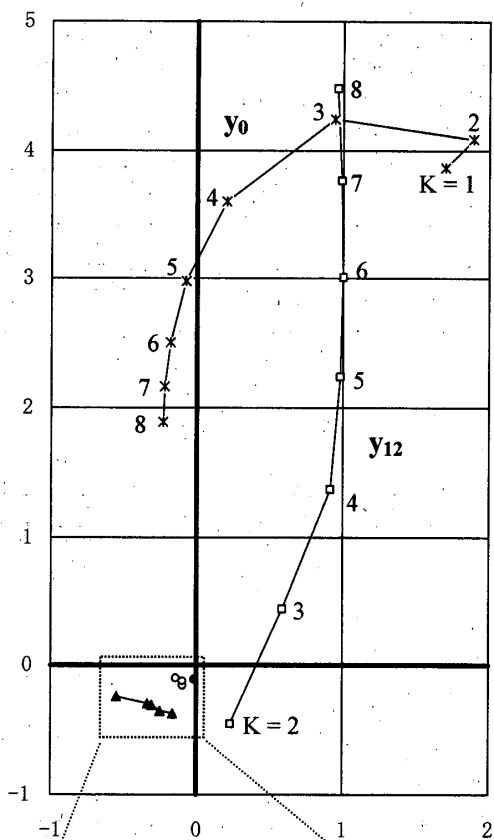


図 A・1 自己アドミタンス [ $\text{m}\Omega^{-1}$ ] (横軸: 実部, 縦軸: 虚部)

Fig. A-1 Self admittance (Gaussian plots).



部分拡大図

図 A.2 相互アドミタンス [ $m\Omega^{-1}$ ] (横軸:実部, 縦軸:虚部)

Fig. A.2 Mutual admittance (Gaussian plots).

$K = 2$      $y_{00} = 2.87 - j3.01$   
 $y_{01} = 1.89 + j4.08$   
 $y_{11} = 5.49 - j3.28$   
 $y_{12} = 0.23 - j0.45$   
 $K = 3$      $y_{00} = 0.71 - j4.39$   
 $y_{01} = 0.94 + j4.24$

$K = 4$      $y_{11} = 5.42 - j3.11$   
 $y_{12} = 0.59 + j0.44$   
 $y_{00} = 0.23 - j5.75$   
 $y_{01} = 0.20 + j3.60$   
 $y_{11} = 4.71 - j3.08$   
 $y_{12} = 0.91 + j1.37$   
 $y_{13} = -0.55 - j0.24$   
 $K = 5$      $y_{00} = 0.21 - j6.47$   
 $y_{01} = -0.08 + j2.98$   
 $y_{11} = 3.83 - j3.61$   
 $y_{12} = 0.98 + j2.24$   
 $y_{13} = -0.34 - j0.29$   
 $K = 6$      $y_{00} = 0.25 - j6.87$   
 $y_{01} = -0.18 + j2.51$   
 $y_{11} = 3.08 - j4.48$   
 $y_{12} = 1.00 + j3.01$   
 $y_{13} = -0.31 - j0.31$   
 $y_{14} = -0.10 - j0.15$   
 $K = 7$      $y_{00} = 0.29 - j7.11$   
 $y_{01} = -0.22 + j2.16$   
 $y_{11} = 2.49 - j5.54$   
 $y_{12} = 0.99 + j3.76$   
 $y_{13} = -0.25 - j0.35$   
 $y_{14} = -0.10 - j0.12$   
 $K = 8$      $y_{00} = 0.32 - j7.27$   
 $y_{01} = -0.23 + j1.89$   
 $y_{11} = 2.03 - j6.69$   
 $y_{12} = 0.96 + j4.48$   
 $y_{13} = -0.16 - j0.37$   
 $y_{14} = -0.14 - j0.10$   
 $y_{15} = -0.02 - j0.11$

(平成 15 年 4 月 30 日受付, 9 月 2 日再受付)

招待論文／電子走査導波器アレーアンテナ

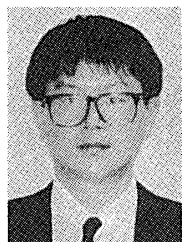
---



大平 孝 (正員)

昭58阪大大学院博士課程了。NTTにて衛星搭載GaAsMMICの設計を担当。現在、ATRにてアナログスマートアンテナの研究に従事。昭61篠原賞。平10 Japan Microwave Prize受賞。共著「モノリシックマイクロ波集積回路」1997本会。工博。IEEE MTT-S Japan

Chapter Vice Chair. URSI電波研連C分科会長。IEEE Fellow.



飯草 恭一 (正員)

昭60早大・理工・物理卒。昭62東工大大学院理工学研究科応物修士課程了。同年郵政省電波研究所入所。アンテナ近傍界測定、スロットアレーアンテナ、衛星通信の研究に従事。平12 ATR環境適応通信研究所(現ATR適応コミュニケーション研究所) 出向。無線

アドホックネットワーク、アダプティブアレーアンテナの研究開発に従事。