

7素子円形配列エスパアンテナを用いたリアクタンスドメイン  
空間平均 MUSIC 法によるコヒーレント波の到来方向推定平田 明史<sup>†a)</sup>      タコフェール エディ<sup>†</sup>      青野 智之<sup>†</sup>  
山田 寛喜<sup>†,††</sup>      大平 孝<sup>†</sup>Reactance-Domain SSP MUSIC for DOA Estimation of Coherent Waves with a  
7-Element Circular Espar AntennaAkifumi HIRATA<sup>†a)</sup>, Eddy TAILLEFER<sup>†</sup>, Tomoyuki AONO<sup>†</sup>, Hiroyoshi YAMADA<sup>†,††</sup>,  
and Takashi OHIRA<sup>†</sup>

あらまし エスパアンテナは一般に円形配列アレーアンテナであるが、特に7素子の場合には中央に給電素子を有する正六角形となるためひし形のサブアレーを3対取り出せる。このことに着目し、リアクタンスドメイン MUSIC 法に3組の空間平均を適用したコヒーレント波の到来方向推定法を提案する。まずエレメントスペース変換によって素子間結合の影響を除去し、3対のひし形サブアレーの平行移動において F/B 空間平均を施して3組の MUSIC スペクトルを求める。その後、それらのスペクトルを平均化処理を施した形で合成する。電波暗室での実験で、アレー開口が小さい4素子ひし形サブアレーによる MUSIC 法が7素子エスパアンテナの Beamformer 法より高い分解能を有することを図示し、本提案手法によって7素子円形配列エスパアンテナによるコヒーレント波の高分解能到来方向推定が可能であることを示す。

キーワード エスパアンテナ、リアクタンスドメイン、方向推定、空間平均、コヒーレント

## 1. まえがき

エスパアンテナ [1], [2] は低コスト、低消費電力の携帯端末用アレーアンテナやハンドヘルド型到来方向探知機への応用が期待できる。最近では高分解能到来方向推定の MUSIC (MULTiple SIGNAL Classification) アルゴリズム [3] をエスパアンテナに適用しようとする試みが報告されている [4], [5]。また素子数と同数の指向性ビームを回転させることによって相関行列を生成し、その信号部分空間から等価ウェイト行列を求めるキャリブレーション法が有効であることが示されている [6]。

しかしこれまで、複数の到来波に対してその到来

方向 (Direction-of-Arrival : DOA) を推定する実験結果は示されておらず、特に直接波と壁面などからの反射波が到来する環境におけるコヒーレント波の DOA 推定は、到来方向探知機の開発の上で追求すべき課題の一つである。従来、MUSIC によるコヒーレント波の到来方向推定では、サブアレーを平行移動する空間平均法 (Spatial Smoothing Preprocessing : SSP) によって相互相関を抑圧する方法がよく知られている [7], [8] が、円形配列アレーでは空間平均法を直接的に適用することができなかった。円形配列アレーにてコヒーレント波の到来方向推定を行う手法として、モードベクトルを Bessel 関数で近似する位相モード変換 [9] や CUBA (Circular Uniform Beam Arrays) [10], [11] などの方法が提案されているが実験による報告は少ない。また最尤推定アルゴリズムである SAGE (Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization) [12] や AVW (Adding Virtual Waves) 法 [13] 等も利用されているが、計算コストの軽減が望まれていた。

そこで本論文では、中央に給電素子を有する円形配

<sup>†</sup> (株) 国際電気通信基礎技術研究所波動工学研究所, 京都府

ATR Wave Engineering Laboratories, 2-2-2 Hikaridai, "Keihanna Science City," Kyoto-fu, 619-0288 Japan

<sup>††</sup> 新潟大学工学部情報工学科, 新潟市

Department of Information Engineering, Faculty of Engineering, Niigata University, 2-8050 Ikarashi, Niigata-shi, 950-2181 Japan

a) E-mail: hirata@atr.jp

列エスパアンテナにおいて、ひし形をサブアレーととらえ平行移動することによって直接的に空間平均法を適用するリアクタンスドメイン空間平均 MUSIC 法 (RD-SSP-MUSIC) を提案する。周囲に無給電素子を 6 素子もつ 7 素子円形配列エスパアンテナの場合、ひし形の平行移動は 3 対形成される。それぞれの組で Forward-Backward (F/B) 空間平均 [14] を施した後、固有値分解した結果を合成することによって、DOA 推定精度の到来角度依存性を低減した空間平均法を可能にする。また直接的に空間平均を施す方法であるため、到来するコヒーレント波の仰角及び方位角を推定する 2-D DOA 推定も可能と考えられる。なお、エスパアンテナは素子間結合を有効に利用した空間結合型アレーアンテナであるが、キャリブレーションを行い素子間結合を精度良く求めることによって素子間結合を打ち消したエレメントスペースへの変換を行っている。

提案する F/B 空間平均法の基本性能を評価するために、電波暗室にて相関の高い信号を異なる到来方向から受信してその到来方向を推定する実験を行った。2. では 3 組のひし形サブアレーによる F/B 空間平均法について説明する。その後、3 組の MUSIC スペクトルを合成した MUSIC スペクトルを提案し、本提案手法によって分離検出できる到来波数についての考察を行う。3. では計算機シミュレーションによってコヒーレント 3 波までの到来方向推定結果を示す。4. にて電波暗室内での実験結果を示し、3 組のひし形サブアレーの平行移動によってコヒーレント波の高分解能到来方向推定が可能になることを述べる。

2. エスパアンテナの空間スムージング

2.1 リアクタンスドメイン信号処理

エスパアンテナの無給電素子に装荷されたバラクタ素子のリアクタンス値を表 1 のように設定すると、エスパアンテナは図 1 に示すようにオムニパターン及び 0° 方向セクタ、60° 方向セクタ、..., 300° 方向セクタの指向性ビームを形成する。エスパアンテナの素子間隔は 4 分の 1 波長である。表 1 における  $hi$  及び  $lo$  はバラクタのとり得るリアクタンス値の最大値と最小値を意味する。送信側では図 2 に示すように同じ信号系列をオムニパターンと指向性ビームを合わせた数だけ繰り返す。若しくは、信号シンボルをオムニパターンと指向性ビームを合わせた数だけオーバサンプリングしてもよい。リアクタンスドメイン信号処理ではエ

表 1 指向性ビームを形成するリアクタンス値 ( $hi$ : 最大値,  $lo$ : 最小値)

Table 1 Reactance sets to form directional patterns.

| $m$ | Pattern          | $x_{m1}$ | $x_{m2}$ | $x_{m3}$ | $x_{m4}$ | $x_{m5}$ | $x_{m6}$ |
|-----|------------------|----------|----------|----------|----------|----------|----------|
| 0   | omni             | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     |
| 1   | 0°-directional   | $lo$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     |
| 2   | 60°-directional  | $hi$     | $lo$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     |
| 3   | 120°-directional | $hi$     | $hi$     | $lo$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     |
| 4   | 180°-directional | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $lo$     | $hi$     | $hi$     |
| 5   | 240°-directional | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $lo$     | $hi$     |
| 6   | 300°-directional | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $hi$     | $lo$     |

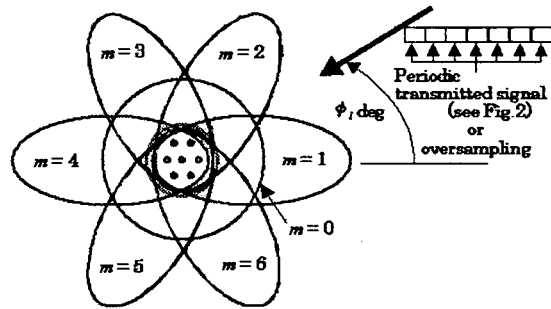


図 1 指向性ビームの回転

Fig. 1 Rotation of a directional pattern in received mode.

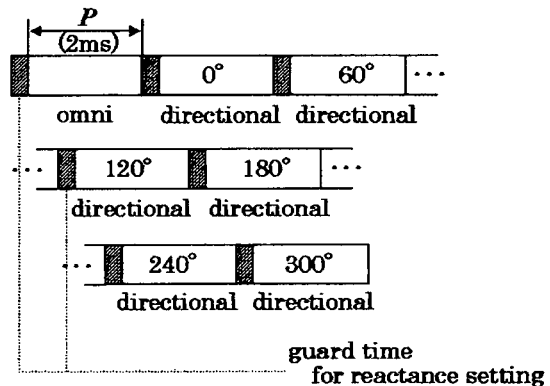


図 2 周期的に送信される信号系列 (重複送信法)

Fig. 2 Periodic transmitted signal sequence (repeated transmission).

スパアンテナ受信信号のサンプリングに 2 通りの方法がある。一つは送信側から同一信号系列を繰り返し送信する方法 (重複送信法)、もう一つは信号シンボル長を受信側サンプリング周期の整数倍にする方法 (オーバサンプリング法) である [1]。本論文では実験の簡単化のために重複送信法を用いる。個々の送信系列間にはリアクタンス値を設定するために必要なガードタイムが設けてある。このガードタイムは、バラクタ素子

単体の時定数が 1.4p 秒 [2] と RF 応答速度として十分小さいことから、アンテナ制御回路の設計によってシンボル長に比べて十分短くすることが可能である。

$L$  波が到来する電波環境を想定すると、第  $m$  番目指向性ビームによるエスパアンテナの受信信号  $y_m(t)$  は

$$y_m(t) = \mathbf{w}_m^T \mathbf{A} \mathbf{u}(t) + n(t) \quad (m = 0, 1, \dots, 6) \quad (1)$$

と表される。 $\mathbf{w}_m$  は第  $m$  番目指向性ビームを形成する等価重みベクトル [1] であり、 $\mathbf{A}$  は電波到来方向  $\phi$  のモードベクトルを用いて  $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\phi_1) \mathbf{a}(\phi_2) \dots \mathbf{a}(\phi_L)]$  によって構成される。 $\mathbf{u}(t)$  は送信信号ベクトルであり、 $n(t)$  は平均 0、分散  $\sigma^2$  の熱雑音である。 $T$  は転置を表す。ここで、等価重みベクトル  $\mathbf{w}_m$  から構成される等価重み行列  $\mathbf{W}$  を  $\mathbf{W} \equiv [\mathbf{w}_0 \mathbf{w}_1 \dots \mathbf{w}_6]^T$  として定義すると、受信信号はベクトル表記にて

$$\mathbf{y}(t) = [y_0(t) \ y_1(t) \ \dots \ y_6(t)]^T \quad (2)$$

$$= \mathbf{W} \mathbf{A} \mathbf{u}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (3)$$

のように表される。相関行列  $\mathbf{R}_{yy}$  は  $\mathbf{R}_{yy} = E[\mathbf{y}(t)\mathbf{y}^H(t)]$  から求められる。 $E[\cdot]$  はエルゴード性を仮定した時間平均であり、 $H$  はエルミート転置を表す。 $\mathbf{n}(t)$  は熱雑音ベクトルである。またエスパアンテナのモードベクトル  $\mathbf{a}(\phi)$  は  $\psi_m = \frac{\pi}{3}(m-1)$  ( $m = 1, 2, \dots, 6$ ) として、

$$\mathbf{a}(\phi) = \left[ 1 \ e^{j\frac{\pi}{2} \cos(\phi-\psi_1)} \ \dots \ e^{j\frac{\pi}{2} \cos(\phi-\psi_6)} \right]^T \quad (4)$$

によって表される。

### 2.2 ひし形のサブアレーによる F/B 空間平均

式 (3) における等価重み行列  $\mathbf{W}$  は、信号部分空間を用いたキャリブレーションによって精度良く求めることができる [6], [15]。以降の  $\mathbf{W}$  はキャリブレーション後のものとする。

等価重み行列  $\mathbf{W}$  はアンテナ素子間の素子間結合を含んでおり、相関行列  $\mathbf{R}_{yy}$  はそのままでは空間平均を適用することができない。そこで  $\mathbf{W}$  の逆行列によって素子間結合を打ち消したエレメントスペースへの変換を

$$\mathbf{R}_{xx} = \mathbf{W}^{-1} (\mathbf{R}_{yy} - \sigma^2 \mathbf{I}) (\mathbf{W}^{-1})^H \quad (5)$$

のように行う。ここで  $\hat{\sigma}^2$  は  $\mathbf{R}_{yy}$  を固有値分解して得られる雑音の固有値を平均した雑音電力の推定値であり、

$$\hat{\sigma}^2 = \frac{1}{7-L} \sum_{i=L+1}^7 \lambda_i \quad (6)$$

によって求められる。 $\mathbf{I}$  は単位行列である。式 (3), (5) から分かるように  $\mathbf{R}_{xx}$  は  $\mathbf{A} E[\mathbf{u}(t)\mathbf{u}^H(t)] \mathbf{A}^H$  となる。これは、すなわち通常の 7 素子アレーの場合のデータ相関行列に相当する。

エスパアンテナは円形配列アレーであるが、中央に給電素子を有しているために図 3 のようにひし形のサブアレーを 3 対形成することができる。空間平均の方向によって図 3 の左から順に SSP000, SSP060, SSP120 と呼ぶこととする。ここで  $\mathbf{R}_{xx}$  の各要素の順序を空間平均が可能なように並べ換える。例えば、図 3 の左 (SSP000) のような空間平均を行うためには、並べ換え後の相関行列を  $\mathbf{R}_{xx}^{(1)}$  とおき、 $\mathbf{R}_{xx}$  の第  $k$  列ベクトルを  $\mathbf{r}_k$  ( $k = 0, 1, \dots, 6$ )、 $\mathbf{R}_{xx}$  の第  $k$  列の第  $m$  行目の要素を  $r_{mk}$  ( $m = 0, 1, \dots, 6$ ) として、

$$\mathbf{R}_{xx}^{(1)} = [\mathbf{r}_1 \ \mathbf{r}_2 \ \mathbf{r}_6 \ \mathbf{r}_0 \ \mathbf{r}_3 \ \mathbf{r}_5 \ \mathbf{r}_4] \quad (7)$$

$$\mathbf{r}_k = [r_{1k} \ r_{2k} \ r_{6k} \ r_{0k} \ r_{3k} \ r_{5k} \ r_{4k}]^T$$

のように並べ換えればよい。 $\mathbf{R}_{xx}^{(1)}$  に F/B 平均 [8] を施して、F/B 平均後の相関行列  $\mathbf{R}_{fb}^{(1)}$  を

$$\mathbf{R}_{fb}^{(1)} = \frac{1}{2} \left( \mathbf{R}_{xx}^{(1)} + \mathbf{J} \mathbf{R}_{xx}^{(1)*} \mathbf{J} \right) \quad (8)$$

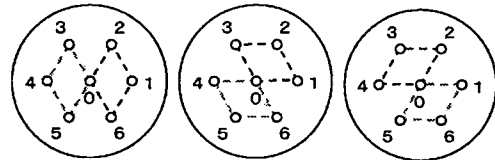


図 3 空間平均の適用 (左:  $0^\circ$  方向ひし形 (1-2-6-0) と  $180^\circ$  方向ひし形 (0-3-5-4) サブアレー [SSP000], 中:  $60^\circ$  方向ひし形 (2-3-1-0) と  $240^\circ$  方向ひし形 (0-4-6-5) サブアレー [SSP060], 右:  $120^\circ$  方向ひし形 (3-4-2-0) と  $300^\circ$  方向ひし形 (0-5-1-6) サブアレー [SSP120])

Fig. 3 Application of SSP to a circular array (left:  $0^\circ$ -directional (1-2-6-0) and  $180^\circ$ -directional (0-3-5-4) diamond-shaped subarrays [SSP000], middle:  $60^\circ$ -directional (2-3-1-0) and  $240^\circ$ -directional (0-4-6-5) subarrays [SSP060], right:  $120^\circ$ -directional (3-4-2-0) and  $300^\circ$ -directional (0-5-1-6) subarrays [SSP120]).

のように得る. ここで \* は複素共役であり,  $\mathbf{J}$  は

$$\mathbf{J} \equiv \begin{bmatrix} 0 & \cdots & 0 & 1 \\ 0 & \cdots & 1 & 0 \\ \vdots & & \vdots & \vdots \\ 1 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (9)$$

で表される 7 次正方行列である.

更に  $\mathbf{R}_{fb}^{(1)}$  の第 1 行から第 4 行までと第 1 列から第 4 列までからなる SSP000 右側ひし形サブアレーの相関行列を  $\mathbf{R}_{fb}^{(1)r}$  と表し,  $\mathbf{R}_{fb}^{(1)}$  の第 4 行から第 7 行までと第 4 列から第 7 列までからなる SSP000 左側ひし形サブアレーの相関行列を  $\mathbf{R}_{fb}^{(1)l}$  と表すと, サブアレーの相関行列  $\mathbf{R}_{sub}^{(1)}$  は

$$\mathbf{R}_{sub}^{(1)} = \frac{1}{2} (\mathbf{R}_{fb}^{(1)r} + \mathbf{R}_{fb}^{(1)l}) \quad (10)$$

によって表される.

同様にして図 3 の中 (SSP060) 及び右 (SSP120) のような F/B 空間平均を行う相関行列  $\mathbf{R}_{xx}^{(2)}$  及び  $\mathbf{R}_{xx}^{(3)}$  は

$$\mathbf{R}_{xx}^{(2)} = [\mathbf{r}_2 \ \mathbf{r}_3 \ \mathbf{r}_1 \ \mathbf{r}_0 \ \mathbf{r}_4 \ \mathbf{r}_6 \ \mathbf{r}_5] \\ \mathbf{r}_k = [r_{2k} \ r_{3k} \ r_{1k} \ r_{0k} \ r_{4k} \ r_{6k} \ r_{5k}]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{R}_{xx}^{(3)} = [\mathbf{r}_3 \ \mathbf{r}_4 \ \mathbf{r}_2 \ \mathbf{r}_0 \ \mathbf{r}_5 \ \mathbf{r}_1 \ \mathbf{r}_6] \\ \mathbf{r}_k = [r_{3k} \ r_{4k} \ r_{2k} \ r_{0k} \ r_{5k} \ r_{1k} \ r_{6k}]^T \quad (12)$$

の並べ換えによって得られる. すなわち,  $\mathbf{R}_{xx}$  の「行」及び「列」をそれぞれ同じ順序に並べ換え, サブアレーの相関行列を構成する. 相関行列  $\mathbf{R}_{xx}^{(1)}$ ,  $\mathbf{R}_{xx}^{(2)}$  及び  $\mathbf{R}_{xx}^{(3)}$  にそれぞれ, F/B 空間平均を適用し固有値分解を施すと, MUSIC スペクトル  $P_{MUSIC}^{(1)}(\phi)$ ,  $P_{MUSIC}^{(2)}(\phi)$  及び  $P_{MUSIC}^{(3)}(\phi)$  は

$$P_{MUSIC}^{(1)}(\phi) = \frac{\mathbf{a}_{sub}^{(1)H}(\phi) \mathbf{a}_{sub}^{(1)}(\phi)}{\mathbf{a}_{sub}^{(1)H}(\phi) \mathbf{E}_N^{(1)} \mathbf{E}_N^{(1)H} \mathbf{a}_{sub}^{(1)}(\phi)} \quad (13)$$

$$P_{MUSIC}^{(2)}(\phi) = \frac{\mathbf{a}_{sub}^{(2)H}(\phi) \mathbf{a}_{sub}^{(2)}(\phi)}{\mathbf{a}_{sub}^{(2)H}(\phi) \mathbf{E}_N^{(2)} \mathbf{E}_N^{(2)H} \mathbf{a}_{sub}^{(2)}(\phi)} \quad (14)$$

$$P_{MUSIC}^{(3)}(\phi) = \frac{\mathbf{a}_{sub}^{(3)H}(\phi) \mathbf{a}_{sub}^{(3)}(\phi)}{\mathbf{a}_{sub}^{(3)H}(\phi) \mathbf{E}_N^{(3)} \mathbf{E}_N^{(3)H} \mathbf{a}_{sub}^{(3)}(\phi)} \quad (15)$$

によって与えられる.  $\mathbf{a}_{sub}^{(1)}(\phi)$ ,  $\mathbf{a}_{sub}^{(2)}(\phi)$  及び  $\mathbf{a}_{sub}^{(3)}(\phi)$  は, 式 (4) を  $\mathbf{a}(\phi) = [a_0(\phi) \ a_1(\phi) \ \cdots \ a_6(\phi)]^T$  と表すとそれぞれ,

$$\mathbf{a}_{sub}^{(1)}(\phi) = [a_1(\phi) \ a_2(\phi) \ a_6(\phi) \ a_0(\phi)]^T \quad (16)$$

$$\mathbf{a}_{sub}^{(2)}(\phi) = [a_2(\phi) \ a_3(\phi) \ a_1(\phi) \ a_0(\phi)]^T \quad (17)$$

$$\mathbf{a}_{sub}^{(3)}(\phi) = [a_3(\phi) \ a_4(\phi) \ a_2(\phi) \ a_0(\phi)]^T \quad (18)$$

である.  $\mathbf{E}_N^{(j)}$  は  $\mathbf{R}_{sub}^{(j)}$  を固有値分解した後の雑音の固有ベクトルによって  $\mathbf{E}_N^{(j)} = [\mathbf{e}_{L+1}^{(j)} \ \cdots \ \mathbf{e}_4^{(j)}]$  ( $j = 1, 2, 3$ ) と表される.

### 2.3 相関を抑圧できる到来波数

$M$  素子アレーに入射する  $L$  個の平面波の到来方向推定を考える. 入射波がインコヒーレントな場合, よく知られているように雑音部分空間とモードベクトルの直交性から DOA 推定が可能となる. この推定問題に関係する独立な未知パラメータは, 式 (3) の  $\mathbf{A}$  に含まれるモードベクトルを定める到来方向  $\phi_1, \dots, \phi_L$  及び雑音電力  $\sigma^2$  の計  $L+1$  個となる. すべての波がコヒーレントな場合, 到来方向のみならず各波の複素振幅も推定する必要がある. すなわち, 入射波は合成された 1 波となり

$$\{\mathbf{a}(\phi_1) + k_1 \mathbf{a}(\phi_2) + \cdots + k_{L-1} \mathbf{a}(\phi_L)\} u(t) \quad (19)$$

の関係から, インコヒーレントな場合に加え  $L-1$  個の複素振幅比に相当する独立な未知パラメータが加わる. よって,  $M \geq (L+1) + (L-1) = 2L$  が必要条件となり,  $M$  素子アレーで推定可能なコヒーレント信号数は最大で  $L = M/2$  となる. したがって, 特別な仮定がない場合には 7 素子のアレーで DOA 推定可能なコヒーレント波数は最大 3 波であることが分かる.

次に提案する F/B 空間平均法によって相関を抑圧し分離検出できる到来波数について考察する. 7 素子円形配列エスパンテナによる RD-SSP-MUSIC 法では, サブアレー数が  $N = 2$ , サブアレー素子数が  $K = 4$  であるから, 分離検出できる到来波数を  $L$  とすると, F/B 空間平均を施した場合に  $2N \geq L$  が成り立つ. 更にサブアレー素子数は (到来波数+1) 以上が必要であるから,  $K \geq L+1$  である. したがって,  $L \leq 3$  となり, コヒーレント波 3 波までの到来波方向推定が可能であることが分かる. すなわち, このアレー配列における分離可能なコヒーレント波の最大数を実現している.

### 2.4 MUSIC スペクトル

式 (13), (14) 及び (15) で求められる MUSIC スペクトルには, 従来のリニアアレーにおける問題と同様にその DOA 推定精度が電波到来角に依存するという問題がある. 平行移動の方向と電波到来方向の関係によって相関抑圧効果が異なるため推定した DOA の誤差が変化する. また本論文では 4 素子サブアレーで最大 3 波までの DOA 推定を行うことを目的としているが, 雑音部分空間の次元が減少 (入射信号数が増加)

すると個々の MUSIC スペクトルにおいて、発散はしないがやや高めのスプリアスピークが発生することもあり得る。MUSIC 法は元来、このスプリアスをできるだけ排除するような形で結ぶことによって平均化処理を施している。したがって本論文では、式 (13)、(14) 及び (15) の分母を和の形で結ぶことによって、平均化処理を施した形の MUSIC スペクトルを

$$P_{MUSIC}^{SSP1}(\phi) \equiv \frac{\sum_{j=3}^3 \mathbf{a}_{sub}^{(j)H}(\phi) \mathbf{a}_{sub}^{(j)}(\phi)}{\sum_{j=1}^3 \mathbf{a}_{sub}^{(j)H}(\phi) \mathbf{E}_N^{(j)} \mathbf{E}_N^{(j)H} \mathbf{a}_{sub}^{(j)}(\phi)} \quad (20)$$

のように定義する。このように三つの MUSIC スペクトルを和の形で合成することによって、平行移動方向に起因する DOA 推定誤差及びスプリアスの軽減を図っている。

### 3. 計算機シミュレーション

提案する F/B 空間平均法の効果を確認するために計算機シミュレーションを行う。シミュレーションにおいて搬送波周波数は 2.484 GHz、変調方式は BPSK、入力 SNR は 20 dB、7 回繰り返し送信される信号系列における 1 系列のシンボル長は  $P = 1000$  シンボルとする。式 (1) の等価重みベクトル  $\mathbf{w}_m$  は

$$\mathbf{w}_m = 2z_s (\mathbf{Z} + \text{diag}[z_s jx_{m1} \cdots jx_{m6}])^{-1} \mathbf{u}_0 \quad (21)$$

にて求められる。 $\mathbf{Z}$  は素子間結合を含んだインピーダンス行列であり、その要素は付録 1. に記載のものを用いる。 $z_s$  は受信機の内部インピーダンス (ダイポール換算で 100  $\Omega$ )、 $x_{m1}$  ないし  $x_{m6}$  は無給電素子 1 ないし無給電素子 6 に装荷されるバラクタのリアクタンス値である。 $\mathbf{u}_0$  は  $\mathbf{u}_0 = [1, 0, 0, 0, 0, 0]^T$  で与えられる単位ベクトルである。実環境における DOA 推定と条件を同じにするために式 (5) の  $\mathbf{W}$  は未知とし、シミュレーションにおけるキャリブレーションによって推定されたものを使用する。

図 4 に  $-45^\circ$  及び  $-90^\circ$  から到来するコヒーレント 2 波に対する合成スペクトルを示す。2 波を分離し正しい到来方向にピークを向けている様子が分かる。図 5 は  $-135^\circ$ 、 $0^\circ$  及び  $105^\circ$  からのコヒーレント 3 波に対するシミュレーション結果である。この場合も

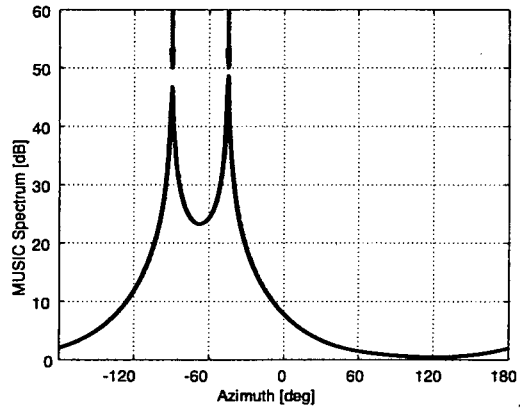


図 4 コヒーレント波 2 波到来時の MUSIC スペクトル  
Fig. 4 MUSIC spectrum for two coherent impinging waves.

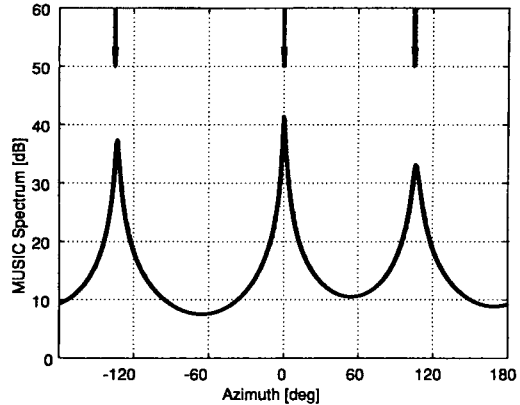


図 5 コヒーレント波 3 波到来時の MUSIC スペクトル  
Fig. 5 MUSIC spectrum for three coherent impinging waves.

三つのピークはそれぞれ  $-135^\circ$ 、 $0^\circ$  及び  $105^\circ$  方向を示しており、提案するひし形サブアレーによる F/B 空間平均法によって 3 波までのコヒーレント波到来方向推定が可能であることが確認される。

## 4. 実験

### 4.1 実験環境

本論文における実験環境を図 6 に示す。実験は電波暗室内で行った。受信アンテナとしてのエスパンテナから見て  $0^\circ$  方向にホーンアンテナを配置し、 $90^\circ$  方向、 $105^\circ$  方向、 $-135^\circ$  方向、 $-90^\circ$  方向及び  $-45^\circ$  方向に八木アンテナを設置している。ただし  $0^\circ$  方向以外の八木アンテナを設置した角度に関しては、十分な精度での設置ができておらず若干の角度誤差を含ん

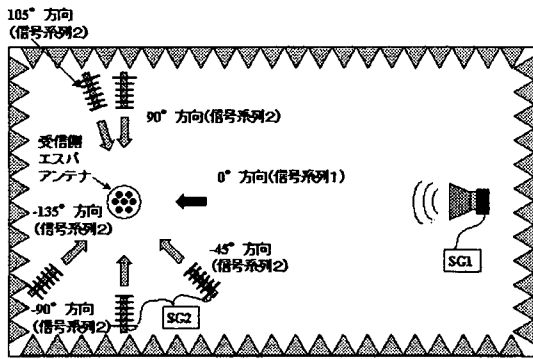


図 6 電波暗室内における実験環境  
Fig. 6 Experimental setup in an anechoic chamber.

でいる場合があることを考慮する必要がある。ホーンアンテナと八木アンテナは無相関の M 系列 pn 符号を送信している。八木アンテナ相互間では同一の pn 符号を送信しており、実環境における直接波と短遅延の反射波のようなコヒーレント波を模擬している。したがって 0° 方向ホーンアンテナとその他の八木アンテナ間では無相関波の到来方向推定実験が可能であり、任意の八木アンテナの対ではコヒーレント波の到来方向推定実験が可能となる。送信アンテナと受信アンテナ間の距離は異なっているが、受信アンテナの中央素子において等電力となるように送信電力を調節している。

図 7 は実験系を示す図である。送信側は SG からの搬送波を pn 符号によって BPSK 変調しホーンアンテナから送信する。受信側は SG からの 2.414 GHz 及び 70 MHz の局発周波数によってそれぞれ、IF 信号及びベースバンド信号へと同期検波を行う。送受信間のシンボル同期及びキャリア同期はカンニングにより確立している。ただし、実環境にて起こる送受信間の周波数オフセットに関しては、その補償方法を [16] にて報告している。信号系列長は  $P = 1000$  シンボルであり、1 サンプル/1 シンボルで 1000 スナップショットを使用する。受信信号はエスパ制御装置内部で IQ 分割され 12 bit A-D 変換により複素デジタル値として相関行列を生成する。A-D コンバータのサンプリング周波数は 500 kHz である。入力 SN 比は 20 dB である。本論文における実験諸元を表 2 にまとめて示す。

4.2 無相関 2 波の到来方向推定実験結果

0° 方向と -135° 方向から到来する無相関 2 波の DOA 推定実験を行い、その結果を図 8 に示す。図中の矢印は 0° 方向と -135° 方向を示している。このと

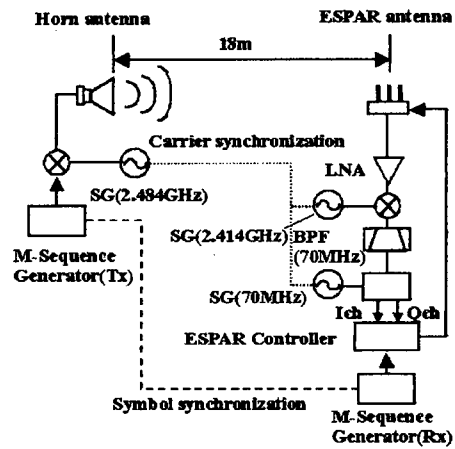


図 7 実験系  
Fig. 7 Experiment system.

表 2 実験諸元  
Table 2 Experimental parameters.

| Items  | Settings                                     |
|--|--|
| Frequency                                    | 2.484 GHz                                    |
| Input SNR                                    | 20 dB  |
| Polarization                                 | Vertical                                     |
| Modulation                                   | BPSK   |
| Varactors in Table 1                         | $h_i$ -4.77 $\Omega$<br>$l_o$ -90.0 $\Omega$ |
| Signal sequence                              | $P = 1000$ symbol                            |
| Symbol rate                                  | 500 kHz                                      |
| Snapshot                                     | 1000 sample                                  |
| Horn antenna for 0 deg                       | PN sequence 1                                |
| Yagi-antenna for 90, 105, -135, -90, -45 deg | PN sequence 2                                |

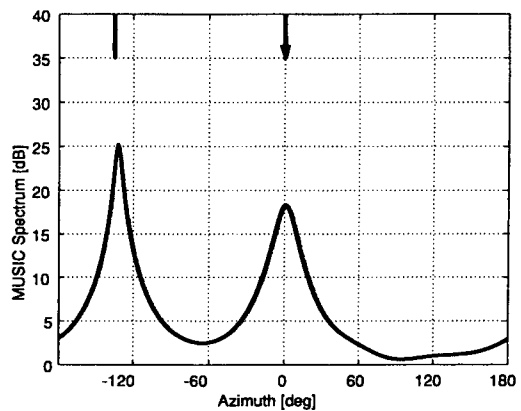


図 8 0° 方向と -135° 方向から到来する無相関 2 波の DOA 推定実験 (0° 方向付近の推定: DOA = 1°, Peak = 18.3 dB; -135° 方向付近の推定: DOA = -132°, Peak = 25.2 dB)  
Fig. 8 Experimental result for two incoherent waves arriving from 0° (Estimated DOA = 1°, Peak = 18.3 dB) and -135° (Estimated DOA = -132°, Peak = 25.2 dB).

きのスペクトルは F/B 空間平均操作を行わずに求められたものである。いずれのスペクトルも  $0^\circ$  方向付近及び  $-135^\circ$  付近にピークが見られ到来方向を推定している様子が分かる。2 波の到来角には大きな角度差があり 2 波を十分に分離できている。MUSIC スペクトルにおいては  $0^\circ$  方向付近のピークは  $1^\circ$  方向に 18.3 dB で現れ、 $-135^\circ$  方向付近のピークは  $-132^\circ$  方向に 25.2 dB で現れる。

#### 4.3 コヒーレント 2 波の到来方向推定実験結果

この節では八木アンテナの対によるコヒーレント 2 波の到来方向推定実験の結果を示す。図 9 はコヒーレント 2 波の到来角が接近している場合であり、その到来角は  $-90^\circ$  及び  $-45^\circ$  である。「MUSIC F/B 空間平均なし」の場合には到来方向のピークは全く検出できず、2 波の相関が高いことが確認される。分解能の比較のために Beamformer 法による到来方向推定結果も併せて示す。Beamformer 法のスペクトルは付録 2. に示す式によって求め、スペクトルの最大値で規格化している。提案するひし形サブアレーの F/B 空間平均では、サブアレー素子数が 4 素子でありアレー開口が 7 素子エスパンテナに比べて小さくなっているにもかかわらず、依然として Beamformer 法よりも高い分解能を有していることが分かる。結果として図 9 の「MUSIC 提案手法」では、 $-93^\circ$  方向と  $-38^\circ$  方

向にそれぞれ 26.3 dB と 33.9 dB のピークを見出すことができる。最大 7 度の角度推定誤差があるが、最も大きな要因は 2 波の相関が十分に抑圧できておらず、推定誤差の大きさが試行のたびに微妙に変動する不安定なものになっているためである。素子間隔が 4 分の 1 波長のアレーアンテナでは、サブアレー開口やサブアレーの平行移動距離が半波長アレーに比べて小さくなる。実験に伴う設置誤差に加えて、この素子間隔と相関抑圧効果の関係が推定誤差に影響を及ぼしていると考えられる。ただし、この推定誤差の変動はスナップショット数の増加により改善可能である。

#### 4.4 到来波 3 波の到来方向推定実験

$0^\circ$  方向から pn 符号系列 1、 $105^\circ$  方向及び  $-135^\circ$  方向から pn 符号系列 2 が到来する場合における DOA 推定の電波暗室内実験を行う。図 10 に MUSIC スペクトル及び Beamformer のスペクトルを表示する。MUSIC 法及び Beamformer 法ともに  $0^\circ$ 、 $105^\circ$  及び  $-135^\circ$  の 3 到来方向に対してそれぞれピークを検出しているが、Beamformer 法は到来波 3 波に対する分解能の余裕度が小さいことが分かる。MUSIC 法では  $-131^\circ$  方向に 33.4 dB、 $2^\circ$  方向に 36.2 dB、 $106^\circ$  方向に 26.2 dB のピークが現れており、提案するエスパンテナの F/B 空間平均法によって到来波 3 波までの DOA 推定が可能であることが実験によって示された。

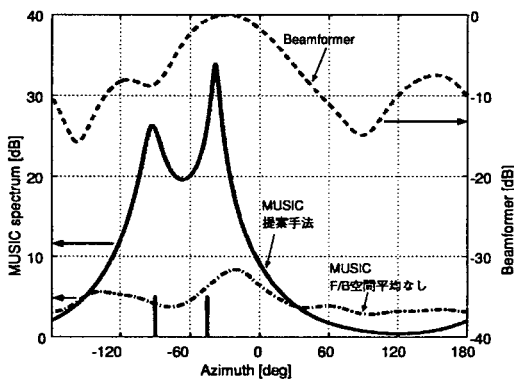


図 9  $-90^\circ$  方向と  $-45^\circ$  方向から到来するコヒーレント 2 波の DOA 推定実験「3 組のスペクトルを合成した場合 (加算型スペクトル)」( $-90^\circ$  方向付近: 推定 DOA =  $-93^\circ$ , Peak = 26.3 dB;  $-45^\circ$  方向付近: 推定 DOA =  $-38^\circ$ , Peak = 33.9 dB)

Fig. 9 “Summed MUSIC spectrum” in DOA estimation experiment for two coherent waves arriving from  $-90^\circ$  and  $-45^\circ$  (Estimated DOA =  $-93^\circ$ , Peak = 26.3 dB; Estimated DOA =  $-38^\circ$ , Peak = 33.9 dB).

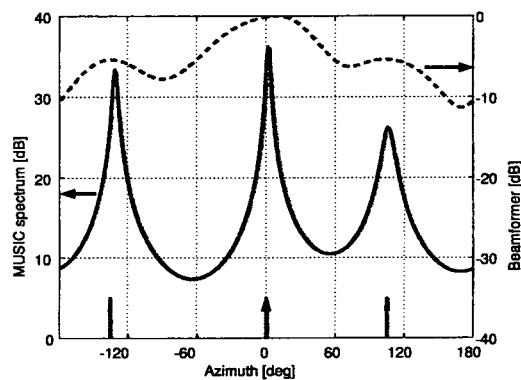


図 10  $0^\circ$  方向、 $105^\circ$  方向と  $-135^\circ$  方向からの到来波 3 波に対する DOA 推定実験「3 組のスペクトルを合成した場合 (加算型スペクトル)」(推定 DOA =  $2^\circ$ , Peak = 36.2 dB; 推定 DOA =  $106^\circ$ , Peak = 26.2 dB; 推定 DOA =  $-131^\circ$ , Peak = 33.4 dB)

Fig. 10 “Summed MUSIC spectrum” for three coherent waves arriving from  $0^\circ$ ,  $105^\circ$ , and  $-135^\circ$  (Estimated DOAs =  $2^\circ$ ,  $106^\circ$ , and  $-131^\circ$ ; Peaks = 36.2 dB, 26.2 dB, and 33.4 dB).

## 5. むすび

ひし形サブアレーを利用し3組のスペクトルを合成することによるコヒーレント波の到来方向推定法 (RD-SSP-MUSIC) を提案した。これはエレメントスペース変換によって素子間結合の影響を除去し, SSP000, SSP060 及び SSP120 の平行移動において F/B 空間平均を施して3組の MUSIC スペクトルを求める方法である。相関を抑制し分離検出できる到来波数は3波までであることを示し計算機シミュレーションによる確認を行った。また電波暗室での実験では, アレー開口が小さい4素子ひし形サブアレーの MUSIC 法が7素子エスパアンテナの Beamformer 法よりも高い分解能を有することを示し, 本提案手法によって7素子円形配列エスパアンテナによるコヒーレント波の高分解能到来方向推定が可能であることを述べた。今後の展開として, 送信側にて周期的信号送信を必要としないオーバサンプリング法の研究・開発を挙げる。

**謝辞** 日ごろ御指導御鞭撻を頂く ATR 波動工学研究所 小宮山牧児所長に感謝します。なお, 本研究は独立行政法人情報通信研究機構 (NICT) の研究委託「自律分散型無線アドホックネットワークの研究開発」により実施したものである。

## 文 献

- [1] 大平 孝, 飯草恭一, “電子走査導波器アレーアンテナ,” 信学論 (C), vol.J87-C, no.1, pp.12-31, Jan. 2004.
- [2] 橋口正哉, 程 俊, 飯草恭一, Eddy Taillefer, 平田明史, 大平 孝, “無線アドホックネットワーク用エスパアンテナの設計と試作,” 信学論 (B), vol.J85-B, no.12, pp.2007-2014, Dec. 2002.
- [3] R.O. Schmidt, “Multiple emitter location and signal parameter estimation,” IEEE Trans. Antennas Propag., vol.AP-34, no.3, pp.276-280, March 1986.
- [4] C. Plapous, J. Cheng, E. Taillefer, A. Hirata, and T. Ohira, “Reactance domain MUSIC algorithm for ESPAR antennas,” Proc. 33rd European Microwave Conference 2003, pp.793-796, Munich, Oct. 2003.
- [5] E. Taillefer, C. Plapous, J. Cheng, K. Iigusa, and T. Ohira, “Reactance-domain MUSIC for ESPAR antennas (experiment),” IEEE Wireless Communications and Networking Conference, vol.1, pp.98-102, New Orleans, March 2003.
- [6] A. Hirata, H. Yamada, and T. Ohira, “Reactance-domain MUSIC DOA estimation using calibrated equivalent weight matrix of ESPAR antenna,” IEEE Antenna Propagat. Sym. 2003, vol.3, pp.252-255, Ohio, June 2003.
- [7] T.J. Shan, M. Wax, and T. Kailath, “On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of co-

- herent signals,” IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol.ASSP-33, no.4, pp.806-811, Aug. 1985.
- [8] 菊間信良, “コヒーレント波の到来方向推定,” アレーアンテナによる適応信号処理, pp.247-268, 科学技術出版, 東京, 1998. ISBN4-87653-054-8
- [9] C.P. Mathews and M.D. Zoltowski, “Eigenstructure techniques for 2-D angle estimation with uniform circular arrays,” IEEE Trans. Signal Process., vol.42, no.9, pp.2395-2407, Sept. 1994.
- [10] A. Richter and R.S. Thomä, “CUBA-ESPRIT for angle estimation with circular uniform beam arrays,” Millennium Conference on Antenna and Propagation (AP2000), CD-ROM, 1156, April 2000.
- [11] 高梨昌樹, 田辺康彦, 西村寿彦, 小川恭孝, 大鐘武雄, “CUBA-MUSIC を用いたコヒーレント波の到来方向推定,” 2002 信学総大, B-1-17, March 2002.
- [12] J.A. Fessler and A.O. Hero, “Space-alternating generalized expectation-maximization algorithm,” IEEE Trans. Signal Process., vol.42, no.10, pp.2664-2677, Oct. 1994.
- [13] 岡村 敦, 藤坂貴彦, “仮想入射波付加によるコヒーレント波の超分解能測角法,” 信学技報, A-P99-170, Jan. 2000.
- [14] R.T. Williams, S. Prasad, A.K. Mahalanabis, and L.H. Sibul, “An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment,” IEEE Trans. Acoust. Speech Signal Process., vol.36, no.4, pp.425-432, April 1988.
- [15] 新井隆宏, 原 六蔵, 山田寛喜, 山口芳雄, “既知の波源を用いたスーパーレゾリューションアレー校正法について,” 信学論 (B), vol.J86-B, no.3, pp.527-535, March 2003.
- [16] 平田明史, Eddy Taillefer, 俵 覚, 橋口正哉, 大平 孝, “RF 周波数偏差を補償する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.
- [17] 飯草恭一, 橋口正哉, 平田明史, 大平 孝, “エスパアンテナの実測値に基づくパラメータフィッティング,” 信学技報, A-P2001-104, RCS2001-143, Oct. 2001.

## 付 録

### 1. インピーダンス行列の要素

インピーダンス行列  $Z$  はアドミタンス行列  $Y$  の逆行列である。等価重みベクトルモデルにおける  $Y$  は, 7素子エスパアンテナの素子配列の対称性から

$$Y = \begin{bmatrix} y_{00} & y_{10} & y_{10} & y_{10} & y_{10} & y_{10} & y_{10} \\ y_{10} & y_{11} & y_{21} & y_{31} & y_{41} & y_{31} & y_{21} \\ y_{10} & y_{21} & y_{11} & y_{21} & y_{31} & y_{41} & y_{31} \\ y_{10} & y_{31} & y_{21} & y_{11} & y_{21} & y_{31} & y_{21} \\ y_{10} & y_{41} & y_{31} & y_{21} & y_{11} & y_{21} & y_{31} \\ y_{10} & y_{31} & y_{41} & y_{31} & y_{21} & y_{11} & y_{21} \\ y_{10} & y_{21} & y_{31} & y_{41} & y_{31} & y_{21} & y_{11} \end{bmatrix}$$



のように表される [1]. シミュレーションにおいて, その各要素はエスパアンテナの実測指向性パターンにフィッティングさせて求めた値 (ダイポール換算)

$$y_{00} = 0.00023344 - j0.0066918$$

$$y_{10} = -0.0001816 + j0.00242469$$

$$y_{11} = 0.00300676 - j0.0044176$$

$$y_{21} = 0.00097427 + j0.00299986$$

$$y_{31} = -0.0003066 - j0.0003067$$

$$y_{41} = -0.0000973 - j0.0001353$$

を用いた [17]. (単位は  $\Omega^{-1}$ )

## 2. Beamformer 法の計算式

本論文におけるエスパアンテナの Beamformer は, 相関行列  $\mathbf{R}_{yy}$  とキャリブレーション後の等価重み行列  $\mathbf{W}$ , 及び式 (4) のモードベクトルを用いて

$$P_{BF}(\phi) = \frac{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{W}^H\mathbf{R}_{yy}\mathbf{W}\mathbf{a}(\phi)}{\mathbf{a}^H(\phi)\mathbf{W}^H\mathbf{W}\mathbf{a}(\phi)}$$

のように定義した.

(平成 15 年 12 月 25 日受付, 16 年 4 月 13 日再受付)



平田 明史 (正員)

平 6 阪府大・工・電気卒. 平 8 同大学院修士課程了. 同年三洋電機入社. PHS 基地局ソフトウェアの設計開発を担当. 現在, ATR 波動工学研究所にて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. 平 14 本会学術奨励賞受賞. IEEE 会員.



タユフェール エディ (正員)

平 13 フランスグランドゼコールナショナル大 ENSSAT Degree (修士課程) 了. 現在, ATR 波動工学研究所研究員. 信号処理, 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.



青野 智之 (正員)

平 3 関西大・工・電子卒. 同年三菱電機(株)入社. 以来, 官公庁向無線通信システムの開発設計に従事. 現在 ATR 波動工学研究所研究員. 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.



山田 寛喜 (正員)

昭 63 北大・工・電子卒. 平 5 同大学院博士課程了. 同年新潟大・工・助手, 現在, 同大・工・情報・助教授, 及び平 15 より ATR 波動工学研究所客員研究員. スーパーレゾリューション法を用いた波源の到来方向・遅延時間推定, 地中探査レーダ, マイクロ波リモートセンシングに関する研究に従事. 工博. 平 3 IEEE AP-S 東京支部 Young Engineer Award, 平 9 本会学術奨励賞受賞. IEEE 会員.



大平 孝 (正員)

昭 58 阪大大学院博士課程了. NTT にて GaAsMMIC 設計法の研究並びに衛星搭載マイクロ波機器の小型化を担当. 現在, ATR 波動工学研究所にてアドホック無線とアナログスマートアンテナの研究に従事. 工博. IEEE MTT-S Japan Chapter Vice Chair. 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”. URSI 電波研連 C 分科会長. IEEE 最上級会員.