

アンテナアレイファクターによる電波画像処理とその応用

小林 弘一

電子情報システム工学科, 波動情報システム研究室
(2020年7月31日受理)

Imaging Technology of Electromagnetic Wave by Using Antenna Array-Factor and its Application

Hirokazu Kobayashi

Electromagnetic Information System Laboratory,
Department of Electronics and Information Systems Engineering

Abstract

The array factor (AF) describes the electromagnetic radiation characteristic of an array of numerous small antenna elements; the antenna composed of these plural elements is called an array antenna. The AF concept can be applied not only to antenna characteristic theory but also to the image processing method discussed in this paper. Synthetic aperture radar (SAR) is a typical imaging method for microwaves. In this method, the transmitting and receiving antennae are moved in a wide area to generate an equivalent large antenna, and the reflected signal is processed to obtain an image with high resolution based on the beam with higher sharpness. In general, SAR systems tend to be large and have advantages for distant targets such as satellite SAR and earth mapping.

On the other hand, AF theory superposes the signals received from each element in consideration of the path difference, which is the phase variation between the transmitting and receiving elements via the target scatterer. Therefore, unlike SAR, a focal point of the array can be obtained, allowing short-range targets to be imaged with high resolution. However, both methods are equivalent for image processing through Fourier theory. In this paper, the authors will review previously published articles and discuss various applications and future prospects, such as equivalent complex-permittivity measurements, wall-through radar, and near-field to far-field transformation methods.

キーワード; アレイファクター, レーダ画像, アレイアンテナ, 合成開口レーダ, 誘電率計測, 壁透過レーダ, 近傍電磁界遠方変換, 幾何光学解説理論, MIMO レーダ

Keyword; Array-factor, radar imaging, array antenna, synthetic aperture radar, focusing, permittivity measurement, wall-through radar, near-field to far-field transformation, geometrical theory of diffraction (GTD), MIMO radar.

1. まえがき

アレイファクター (Array-Factor: AF) とは、電氣的に小さなアンテナ (素子アンテナと呼んでいる) を複数個配列したときのアンテナ全体が作る放射特性を指す。実際はこの AF に各素子の指向性を重畳させたものがアレイアンテナの最終放射パターンとなる。このアレイアンテナの各素子の位相差をあるアルゴリズムで生成すると、AF はコンフォーマルアレイを含む電子走査のビームフォーマーとして見るができるし [1]、各素子に重みを付けることでアダプティブな処理も可能となる。また、近傍波源として AF を捉えたと遠方変換のアルゴリズムにも応用できる [2]。AF は各素子の遅延位相の和となるので、ここで主に議論する電波画像処理の可能性もある [3, 4]。本論では、導体平板などの単純なターゲットによる反射散乱波に対し、近傍界を含むその理論計算値を用いた画像処理および実測確認について、今までの著者の文献等をまとめる形で議論し、今後の研究発展の資としたい。なお、実測データによる画像だけではなく計算理論でシミュレーションができるということは、机上でも確認作業ができるということを意味し、様々なパラメータの最適化を図ることが可能となる。

前述のアレイアンテナによるレーダ画像の考え方は、送信アンテナ、目標物体、そして受信アンテナ間の位相情報と照射領域内の目標物からの理論的なエコー信号の位相情報の相関性をみる方法である。この相関性は簡単な位相の級数計算で行うことができ、結果が分解能の向上につながる一種の合成開口処理とみなすことができる。電波を送信し、そのエコーを受信するためには、アレイの各素子を全て用意する必要はない。ターゲットとレーダの位置関係が相対的に固定されている、あるいは処理レート内ではほぼ移動していない、などが仮定できると、1個のアンテナを機械的に走査してもよい。また、送受信アンテナは回路の複雑さを避けるため、別々に用意する方が測定系も簡単になる。例えば、汎用のネットワークアナライザなどを送信源および受信系に用いる場合、送受信のアイソレーションを取るために送信と受信のアンテナを空間的に離す構成も可能である。また移動する送信の位置座標数と受信のそれは違っていてもよく、送信ポイントの方が受信よりも少ない構成はコスト効率が高いと思われる。このように考えると、AF による画像処理は現在周知となっている MIMO (Multiple-input multiple output) レーダと基本的に等価であることが分かる。

本論の内容は以下のようになっている。先ず次項で

AF の定式を行い、アンテナビームを電子的に走査するフェーズドアレイアンテナを例にとり、AF の基本的な考え方を述べる。続く 3. 項で、近距離ターゲットを意識してアレイの焦点化を行い、4. 項で、この焦点化 AF を使ったレーダ画像について議論する。5. 項では、画像の理論検討を行うため、ターゲットが導体ストリップのときの Uniform Asymptotic Theory (UAT) と Physical Optics (PO) による定式化を行い、6. 項で 2 枚のストリップを直交させたコーナーリフレクターモデルの実測と計算の比較検討を行う。続けて、7. 項でアンテナビームを考慮したときの画像評価、8. 項で誘電体平板がある場合の画像検討を議論する。誘電体平板は壁透過レーダとして見なすことができる。そして、誘電体平板の有無によって画像の生成位置が変化することを応用すると、平板の等価誘電率を評価することができる。この議論を 9. 項と 10. 項で行う。また付録 1. では、基本パラメータの変化による画像シミュレーション結果を提示している。

2. アレイファクターの定式とビーム走査

今、複数の波源が形成する電磁界に対して、その波源を点として捉え等方性の放射パターンを仮定する。そして、各波源 (アンテナ) はその位置で給電の位相は同じであるとして、遠方での電磁界を各アンテナの座標による位相差を考慮した波動の単純な重ね合わせで表現する。波源配列座標が平面の場合、AF は Fourier 級数と同じ形となる。実際の各アンテナは指向性があるので、これを AF に重畳させると、アレイ全体の合成放射パターンが計算できる。ただ、アンテナ間の空間相互結合を無視しているので、条件によっては実際と合わない場合も発生する。

さて上述のように、空間内の任意座標に点波源が孤立して配列されているときの AF は、波源の位相はその位置座標に依存しているので、球座標の角度変数を (θ, ϕ) として、単純に

$$f(\theta, \phi) = \sum a_n \exp\{jk(x_n u + y_n v + z_n \cos \theta)\} \quad (1)$$

で与えることができる。ここで、 (x_n, y_n, z_n) は n 番素子の 3 次元空間座標 ($u = \sin \theta \cos \phi, v = \sin \theta \sin \phi$) であり、 $k = 2\pi/\lambda$ は波数を指す。また、 a_n は各素子の複素振幅である。この簡潔な基本式は点状の放射源の集合が遠方で作る放射界を表しているが、実際存在していると思われる各アンテナ素子間の電磁界的な相互結合は無視している。図 1 は 1 次元の等間隔リニアアレイに平面波が入射したとき、各素子に励起される位相差を示したも

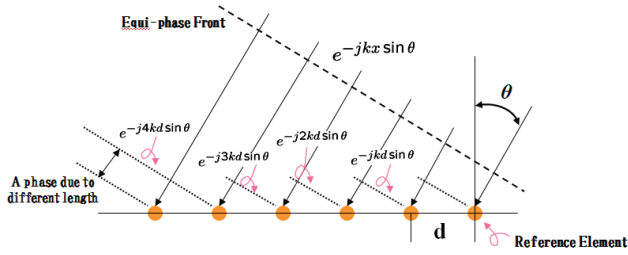


図-1 平面波照射時の等間隔アレイ素子に誘起される位相差

Fig.1 Phase differences induced in equi-pitched array elements as plane wave incident.

のであり、これらの受信々号の和をとってアレイアンテナの受信々号出力とする。医療画像分野では、この考えを「遅延した複数信号の位相和」という意味で、Delay and Sum Beamforming (DAS) と呼んでいる [5]。なお、上述は放射界という送信系で定式化しているが、平面波がアレイ面に斜めに入射するとして求めても同じ結果となる。

第 (1) 式の複素振幅 a_n に注目すると、これを重み関数として各素子の受信々号に独立して施すことにより、各種の適応型アレイ処理が可能となる。その処理アルゴリズムの代表格が MUSIC (Multiple Signal Classification) 法であり、電波到来方向の評価あるいは干渉波方向へのヌル形成などが期待できる手法である。このアダプティブアンテナ処理と直交周波数多重分割:OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) などの変調技術を組み合わせて、近年 MIMO システムが盛んに研究されているのは周知の通りである。これは送受信でアレイアンテナを構成し、通信品質を向上させることを目的としているスマートアンテナ技術の一つと言われている [6, 7]。送信電力および帯域幅だけに依存しないで、複数の伝搬路を含めて情報量あるいは通信距離を改善する方式であり、原理的にレーダシステムにも応用が期待できる。また第 (1) 式の位相項に注目すると、限定された空間内でビームの指向方向を任意に変化させることができる。マイクロ波帯 (RF) でこれを行うには、線路長を切り替える移相デバイスが必要となる。前述のアダプティブ処理では、ベースバンド近辺でデジタル的に重みの複素処理も可能である。

さらに文献 [2] でも報告されているように、AF の点波源を近傍界での電磁界データとすると、これがそのまま遠方界に変換される。前述した AF を求める考え方からして当然の帰結である。近傍電磁界を遠方に変換するには、

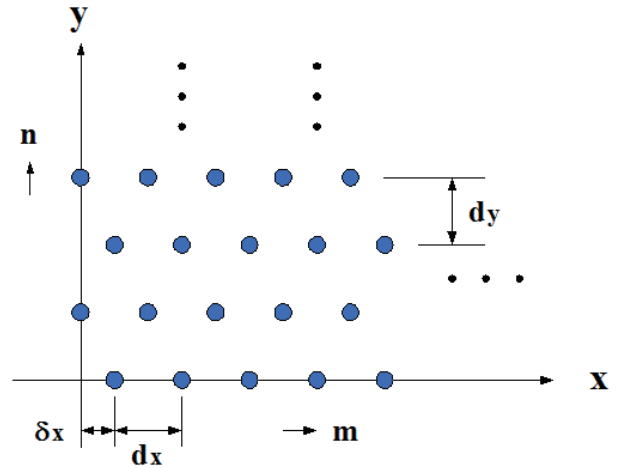


図-2 三角配列の平面アレイ

Fig.2 Planar array in triangular placed elements.

平面波スペクトラム展開法という厳密な理論に基づき変換式を定式化していた。特に平面状に取得した近傍界は結果的に Fourier 変換の形で遠方界が求められるので、取得した近傍データを単に FFT すれば遠方界が得られることは良く知られている。一方、円筒走査あるいは球面走査では Bessel 関数などの特殊関数が必要であり、遠方界に変換するには重い作業となっていた。しかし、式 (1) だけに基づく AF の方法でも、アンテナの遠方界あるいは条件付きでレーダ断面積の遠方界が容易に求められる。

以上のようにアンテナ系を離散化して取り扱うと、上記 (1) 式の各パラメータを所望の量に独立して操作できるので、目的に応じて様々な応用が考えられる。本論では、この内、AF による平易な画像処理について、ターゲットモデルの近傍界を基に基本的な検討を行う。この画像処理は、超音波領域でのアダプティブな処理を伴った医療関連での分野 [8]、あるいはマイクロ波領域での地表近辺の金属物体のレーダ画像による識別 [9] などにもほぼ同じ考え方で応用されている。

なお MUSIC 法などでは、固有値を扱ったりサブアレイ化してそのときの統計値を用いたりするので、行列によるベクトル表示が便利であり、参考書を含む多くの文献でも行列表示となっている。しかし本論ではそこまで立ち入らないので、分かり易いスカラー表示のまま議論することにする。

さて上記 AF を理解するために、フェーズドアレイアンテナ (位相型電子走査アンテナ) を念頭に AF の具体的な表示について議論しておく。前述のリニアアレイを 2 次

元に拡張したプラナアレイを図2に示す。素子配列は一般性を持たすため、 x 軸方向に隔段が δ_x だけずれた三角配列とする。この素子座標をそのまま第(1)式に代入すれば、アレイの放射特性(AF)が求められる。電子的なビーム走査を意識すると、各素子に給電する励振位相は独立して制御できるようにしておく必要がある。このような電子ビーム走査方式のアンテナをフェーズドアレイと呼んでおり、殆どのシステムは位相を変化させるデバイスである移相器を採用している。各素子のこの位相をどのように設定すればよいか、これは Huygens の原理より直ちに誘導できる。ビームを向きたい方向に各素子からの放射界の位相をずらせばよい。この基準はアレイ放射界の等位相面がビーム方向と垂直になるように移相器を駆動することである [1]。今、アレイ開口が (x, y) 面に存在し、 z 方向をビーム指向方向とする。各素子は、図2に示すように $m, n=1, 2, \dots$ として、規則的に三角配列されている。このとき、素子の座標は

$$x_m = d_x \{m-1\} + \delta_x \cdot \text{mod}(n, 2), \quad y_n = \{n-1\} d_y \quad (2)$$

で表される。上式で $\text{mod}(a, b)$ は a/b の余りを表しており、 $\text{mod}(n, 2)$ は 0 か 1 になる。素子間隔は x と y 方向で各々 d_x, d_y としている。相互結合を考えない場合、(1)式の \sum は $\sum_m \cdot \sum_n$ と分離できるので、次式のように変形できる。

$$f(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N a_{mn} \exp(j\psi_{mn}),$$

$$\psi_{mn} = k \{d_x(m-1) + \delta_x \cdot \text{mod}(n, 2)\} u + k d_y(n-1)v. \quad (3)$$

ここで、 $(u, v) = (\sin \theta \cos \phi, \sin \theta \sin \phi)$ は球座標と直角座標の変換因子であり、 M, N は各々 m, n の最大値である。ビームを (u_0, v_0) に向きたい場合、つまりフェーズドアレイシステム等でのビーム走査では、 (u, v) を $(u - u_0, v - v_0)$ で置き換えればよい。これは AF が開口分布の Fourier 変換となっていることに気付けば、容易に理解できる線形系の基本性質である。相互結合の影響を無視しているので位相も分離でき、 a_{mn} は $a_{mn} = a_m a_n$ とできる。従って、(3)式は

$$f(u, v)$$

$$= \sum_{m=1}^M a_m \exp \{j(\alpha_m + \beta_m)\} \cdot \sum_{n=1}^N a_n \exp \{j(j\alpha_n + \beta_n)\},$$

$$\alpha_m = k \{d_x(m-1) + \delta_x \cdot \text{mod}(n, 2)\} u,$$

$$\alpha_n = k d_y(n-1)v,$$

$$\beta_m = -k \{d_x(m-1) + \delta_x \cdot \text{mod}(n, 2)\} u_0,$$

$$\beta_n = -k d_y(n-1)v_0 \quad (4)$$

と整理される。これがビーム走査 (u_0, v_0) を含めた各素子の励振すべき位相分布であり、現存する大型から小型に至る多くのフェーズドアレイシステムは、この単純な式から駆動すべき位相量を計算している。

各素子からの波面の包絡線に相当する等位相面に対して、ビームは垂直に指向する。これは Huygens の原理から示唆される。各素子の位相を何らかのアルゴリズムで制御すると、放射パターンにヌルも生成でき、ビームとヌルを独立して走査することも考えられる。また、ビームの電力半値幅あるいはサイドローブも状況に応じて変えることができる。このような放射パターン制御を一括して行なう技術をビームフォーミングというが、RF 信号をベースバンド信号に変換してデジタルデータとして扱うことで、信号処理との整合性が実現できる。これをデジタルビームフォーミング (DBF) と呼んでいる。DBF に受信々号の S/N 比の情報を加えると、アンテナが自律的に干渉波を避けるようなアルゴリズムが考えられる。これが前述のアダプティブアンテナであり、近年、A/D 変換器 (Analogue-digital converter) とコンピュータの高速化を背景に実用化されつつある処理技術である。

円形 (リング) アレイ、あるいはそれを多段に重ねた円筒アレイに対しては、(1)式の基本式から AF の別の表示式が誘導できる。特に近傍界の遠方変換では、測定精度を高めるため平面走査よりも閉じた空間をつくる円筒走査の方が望ましいことが多い。このときの変換アルゴリズムに AF を用い、プロービング用のアンテナ指向性を考慮した計算効率の良い表示式が求められる [2]。医療向けの画像処理分野では、超音波帯でのリングアレイ方式も多く採用されているようである。

近年、レーダ画像の分析に偏波情報を応用した理論がリモートセンシング分野で精力的に研究されている [10]。これはレーダによって生成された画像の中に散乱体に応じていろいろの偏波成分が含まれており、目標識別を目的として、得られたレーダ画像から偏波情報に応じて再分解する技術である。例えば、海面あるいは地面など平面状のターゲットからは 1 回の表面反射、ビルディングなどのコーナー状の物体からは 2 回のダブル反射、森林などは奥行きまで考慮した体積散乱が主体となることが分かっている。従って、それに応じて得られた画像の散乱行列を再分解することで、分類識別が可能となる。本書のような計算理論ではターゲットと偏波方向を任意に設定できるので、全偏波情報を含んだ画像のシミュレーションも可能である。

3. アレイの焦点化によるレーダ画像

水道管、地雷などの地中埋設物の探査には、ターゲットの画像データが正確であれば識別判定の確度は大きく向上する。波動による画像化処理の分野では、小中規模の固定アンテナは分解能が低いこともあり、空間的に移動させ等価的に大きな開口を得て分解能をあげる合成開口処理 (SAR) を基にした方法が広く普及している。ここでは、本格的な SAR で行うアジマス圧縮およびレンジ圧縮 (パルス圧縮) のようなハードとソフトウェアに関わる処理ではなく、簡易なハードと前述の AF 理論による処理法について議論する。波動の画像処理に本格的な SAR 処理を採用すると、レーダのハードウェアもその処理に合わせて設計しなければならない。一方、AF を送受信化し、想定したターゲットの座標を元にターゲットエコーの位相と比較することでも、ターゲット座標の近辺での相関性が評価できる。この単純な概念によると、レーダのハードおよびソフトウェアは非常にシンプルな構成となる。ただし照射領域全般を画像処理する場合、仮定した目標物の座標は全域で計算する必要があるので計算時間コストの問題がある。しかし、最近の PC では大きな問題とはならないと予想している。ただこの理由のため、AF による焦点化画像 (Array-Factor Focusing: AFF) の応用範囲は、比較的近距离の小領域の画像処理に最適であると思われる。

前述の如くアレイによるレーダ画像の考え方は、実測信号の位相情報と照射領域内の目標物からの理論的なエコー信号の位相情報の相関性をみる方法である。この相関性は簡単な位相の級数計算で行うことができ、結果が分解能の向上につながる一種の合成開口処理とみなすことができる。電波を送信し、そのエコーを受信するためには、アレイの各素子を全て用意する必要はない。ターゲットとレーダの位置関係が相対的に固定されている、あるいは処理レート内でほぼ移動していない、などが仮定できると、1 個のアンテナを機械的に走査してもよい。また、送受信アンテナは回路の複雑さを避けるため、別々に用意する方が測定系も簡単になる。例えば、汎用のネットワークアナライザなどを送信源および受信系に用いる場合、送受信のアイソレーションを取るために送信と受信のアンテナを空間的に離す構成も可能である。また移動する送信の位置座標数と受信のそれは違っていてもよく、送信ポイントの方が受信よりも少ない構成はコスト効率が低いと思われる。

さて、アレイの基本式 (1) をもう少し詳しく見るため

に、画像データを意識した位置座標変数の散乱界モデルを次式で与える。

$$e^s(x, z) = \sum_{m=1}^M A_m \cdot \delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_m). \quad (5)$$

ここで、 \mathbf{r} , \mathbf{r}_m は各々波源と観測点の位置ベクトルであり、Dirac の Delta 関数 $\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_m)$ がいわゆる画像のピクセル座標に対応していると考えられる。 $\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_m)$ は Fourier 変換理論より

$$\delta(\mathbf{r} - \mathbf{r}_m) = \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{-j(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}_m)\} \cdot \exp\{j(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r})\} d\mathbf{k} \quad (6)$$

と近似できる [11]。つまり波数ベクトル空間 \mathbf{k} での散乱界を $E^s(\mathbf{k})$ とすると、これを逆 Fourier 変換したものが上式になる。従って、これをさらに Fourier 変換すると、

$$E^s(\mathbf{k}) = \sum_{m=1}^M A_m \exp\{-j(\mathbf{k} \cdot \mathbf{r}_m)\} \quad (7)$$

が得られる。上式で例えば、 $x-z$ 面での画像 (z はレンジ方向) は $\mathbf{r}_m = (x_m, z_m)$, $\mathbf{r} = (x, z)$, $\mathbf{k} = (k_x, k_z)$ となる。第 (7) 式はレーダで得られる受信データの形となっており、第 (1) 式の AF と類似した表示式となっている。つまり、第 (1) 式あるいは (7) 式を基に近傍ターゲットの焦点化と送受信化操作を行えば、ターゲット座標の画像データが得られることになる。上述の散乱体を複数の点状物体として扱う方法は、点分布関数 (point spread function) として広く用いられている近似解法である。点状物体による散乱波動は簡単に表現できるので、考えている対象物体の表面座標を複数の点でなぞらえ、これらの点からの位相差を考慮するだけで合成散乱波を容易に評価できることになる。

アレイ各素子での遅延位相を考察するために、水平面内の角度方向、方位と距離および高さ方向の座標を直角座標系 (x, y, z) で表すことを考える。図 3 に示すように、 m 番目における送信アンテナの座標を $\mathbf{r}_m^t = (x_m^t, y_m^t, z_m^t)$ とし、 n 番目における受信アンテナの座標を $\mathbf{r}_n^r = (x_n^r, y_n^r, z_n^r)$ とする。一方、画像データの変数となる目標散乱物の座標を $\mathbf{r}_p = (x_p, y_p, z_p)$ と表す。ここで \mathbf{r} は位置ベクトルを表している。 m 番目の送信アンテナからの信号は、焦点と仮定する目標物の座標 (x_p, y_p, z_p) で反射散乱した後、 n 番目の受信アンテナに戻る。このときの光学的な経路長は、これを $r_{mn}(x_p, y_p, z_p)$ とすると、

$$r_{mn}(x_p, y_p, z_p) = |\mathbf{r}_p - \mathbf{r}_m^t| + |\mathbf{r}_n^r - \mathbf{r}_p|$$

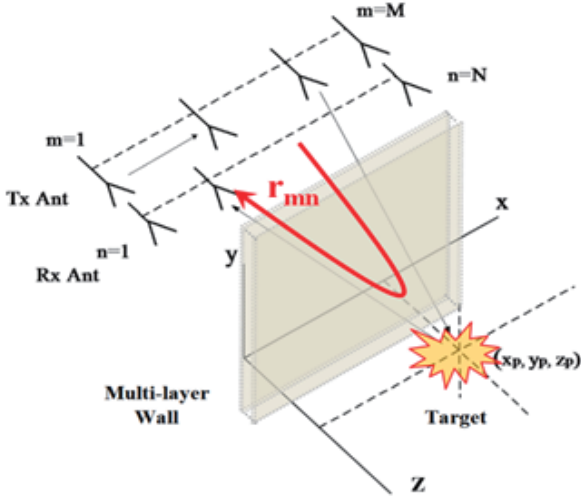


図-3 AF 焦点化によるレーダ構成 (注意: 図 2 の番号 m, n と取り方が異なる)

Fig.3 Radar configuration in AF focusing. Note the different m, n from Fig.2.

$$= \left\{ (x_m^t - x_p)^2 + (y_m^t - y_p)^2 + (z_m^t - z_p)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} + \left\{ (x_n^r - x_p)^2 + (y_n^r - y_p)^2 + (z_n^r - z_p)^2 \right\}^{\frac{1}{2}} \quad (8)$$

と計算される。波数 k を考慮すると、位相経路は kr_{mn} に換算される。平面波を条件として定式化された AF 第 (1) 式に対し、(8) 式は近傍領域を意識した焦点化操作 (focusing) に相当する。

4. AFF による画像化の定式

前項ではアレイの焦点化に対する考え方 (AF Focusing: AFF) について議論した。ここでは、レーダの周波数特性を考慮して画像を得るための具体的な処理法について、図 3 を参照しながら議論する。

レーダの送信周波数には連続波形 (CW) を想定し、周波数をステップ状に掃引させる。ステップ状に掃引するのは、測定器の特性を考慮してのことであり、そのステップ幅、周波数等のパラメータにより単調増加関数に近い形で掃引しても良い。アレイの m 番目の送信アンテナから送信して n 番目の受信アンテナで計測された ℓ 番目のステップ周波数 f_ℓ での受信強度を $P_{\ell mn}(f_\ell, r_{mn})$ とする。このとき、ターゲット座標 \mathbf{r}_p を画像領域での変数 $\mathbf{r}(x, y, z)$ に置き換えると、前項 (7) 式で見たように、レーダ前方の電磁界強度、すなわちレーダ画像は

$$Q_0(\mathbf{r}) = \frac{1}{LMN} \sum_{\ell=1}^L \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N P_{\ell mn}(f_\ell, r_{mn}) \cdot \exp \left\{ jk_\ell r_{mn}(x_p, y_p, z_p) \right\}$$

$$= \frac{1}{LMN} \sum_{\ell=1}^L \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N P_{\ell mn}(f_\ell, r_{mn}) \cdot \exp \left\{ j2\pi \frac{f_\ell}{c} r_{mn}(x_p, y_p, z_p) \right\} \cdot \exp(j\phi_\ell) \quad (9)$$

で評価できると考えられる。ここで、 L, M, N は各々送信アンテナ数、受信アンテナ数、周波数ステップ数であり、波数 k_ℓ は光速を c として、 $k_\ell = 2\pi f_\ell / c$ を使っている。レンジ方向の分解能が帯域幅に依存することは、前出の psf によって容易に関係式が誘導できるが、ここでは紙面の都合で割愛する。 $P_{\ell mn}(f_\ell, r_{mn})$ は受信アレイで受信する電力であり、(1) 式の複素振幅 a_n はアレイアンテナ利得に相当する。この受信電力は計測の際に標準ターゲットの周波数特性 $\sigma(f_\ell)$ で校正しておくことが望ましい。また、位相 ϕ_ℓ は測定システムあるいはレーダ系の内部遅延量であり、レーダのセッティング時に導体球などの標準校正ターゲットでこの量を補正すれば良い。上式の座標関数を変数 $\mathbf{r} = (x, y, z)$ として直接描画すれば、対象領域の画像データ、しかも目的によっては 3 次元画像が得られることになる。

以上のように AFF 画像は、受信々号と対象領域の関連性、つまり結びつきの度合いを位相の整合性として表現したものと見ることができる。これはターゲット領域を走査する \mathbf{r} 座標とターゲット座標 \mathbf{r}_p の差 $\mathbf{r} - \mathbf{r}_p$ が非常に小さい値をとるターゲット近傍で、 $Q(\mathbf{r}_p)$ は最も強くなり空間スペクトラムのピークを呈する。AF を使ったアンテナビーム走査の表示式 (7) を見ても分かるように、ピーク値はビーム走査方向 (u_0, v_0) になっている。(9) 式は AF と全く同じ考えに基づいている。一方、評価式 $Q(\mathbf{r}_p)$ は送受信アレイ素子と周波数の周期関数 (指数和) となっている。従ってパラメータの条件によっては、いわゆる空間的な曖昧性 (ambiguity) が発生する。これは AF 理論で言うグレーティングローブ (grating-lobe)、Fourier 理論で言えばエイリアス (aliasing) のことであり、実際のアレイレーダの設計時にはこの曖昧性を避けるように注意する必要がある。なお、 $Q_0(\mathbf{r}_p)$ に実測値を用いる場合はこのままでも良いが、より正確な計算シミュレーションにはアンテナの指向性による強度変化を考慮しなければならない。これは後の項で考察することにしてしよう。

第 (9) 式は一様な空間内にターゲットが孤立して置かれたときの表示式である。土中などの埋設物あるいは壁透過などを意識すると、複数の異種媒質の誘電率の違いに依存する経路差を考慮することも必要となる。これに

関しては、誘電率推定法に絡めて後述している。 L, M, N の実際的な数値はターゲットまでの距離、アンテナ間隔と走査幅、レンジ方向の分解能に依存するが、3-7m 離れた照射領域上の金属体検出レーダにおいて、周波数比帯域が約 20%、アンテナ間隔約 10cm、アレイ開口長 2m 程度での実測例が報告されている [12]。また、焦点化画像の処理過程からも推測できるように、(9) 式は平面アレイの Fourier 級数の形となっているので、クロスレンジ画像分解能は開口長に依存するビーム幅の半分ほどとなることが予想される。

壁透過あるいは埋設物検知用のセンサーでは、レーダとターゲット間に不要の障害物が存在する。これは所謂クラッタ (clutter) と見做すことができる。多層誘電体層を透過壁のモデルとすると、反射と透過係数を受信々号に取り入れてその存在を考慮できる。AFF によるレーダ画像は、とりわけ近距離において有益である。透過係数の入射角依存性および周波数依存性が、どの程度画像の質に影響を与えるかは重要な確認事項であり、これについては後の項で議論する。全て実測で検討すると時間的コストは膨大なものとなるので、シミュレーションモデルが確立できれば机上検討が可能となる。合成開口レーダ画像 SAR との比較、あるいはターゲットを単純な 2 次元でモデリングしたときの幾何光学回折理論 (GTD) および一様漸近理論 (UAT) による近傍界シミュレーションなどが既に著者等によって報告されており、これを次項で考察する [13-15]。

5. UAT と PO 理論モデルでの導体ストリップによる散乱

ここでは、送受信アレイフォーカシングによるレーダ画像処理 (AFF) を考察するため、導体ストリップをターゲットモデルとして取り上げる。ストリップとは 2 次元の帯状の薄い導体平板のことであり、これによる散乱界は物理光学法 (PO) などを用いて容易に遠方界が求められ、結果は波数、ストリップ幅および角度 (u or v) の積を引数とする sinc 関数で与えられる。しかし、ここでのレーダ構成は特に近傍領域を意識しているので、近傍散乱界の計算が可能な表示式がポイントとなる。そこで、UAT などの光線理論によって近傍界を評価することにする。

図 4 に示すように、ストリップは y 軸方向に一様で ($-a \leq x \leq a, y=0$) に置かれているとする。線波源 \mathbf{r}_0 を表わすのに、ストリップの中央 (原点)、および $x < 0$ と $x > 0$ にある二つのエッジ 1, 2 を中心に夫々極座標を用いて (d, ϕ_0) , (d_1, ϕ_{01}) , (d_2, ϕ_{02}) とする。観測点も同様

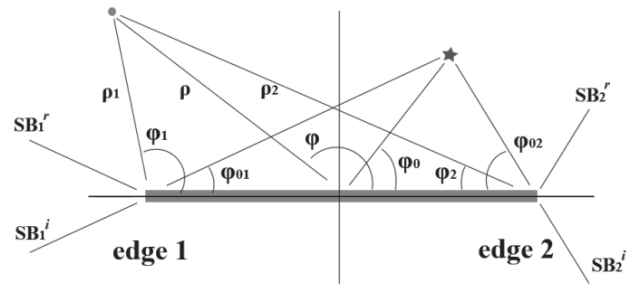


図-4 導体ストリップによる回折：観測点と波源座標
Fig.4 Diffraction of a line source by conducting strip: coordinates of observation and source.

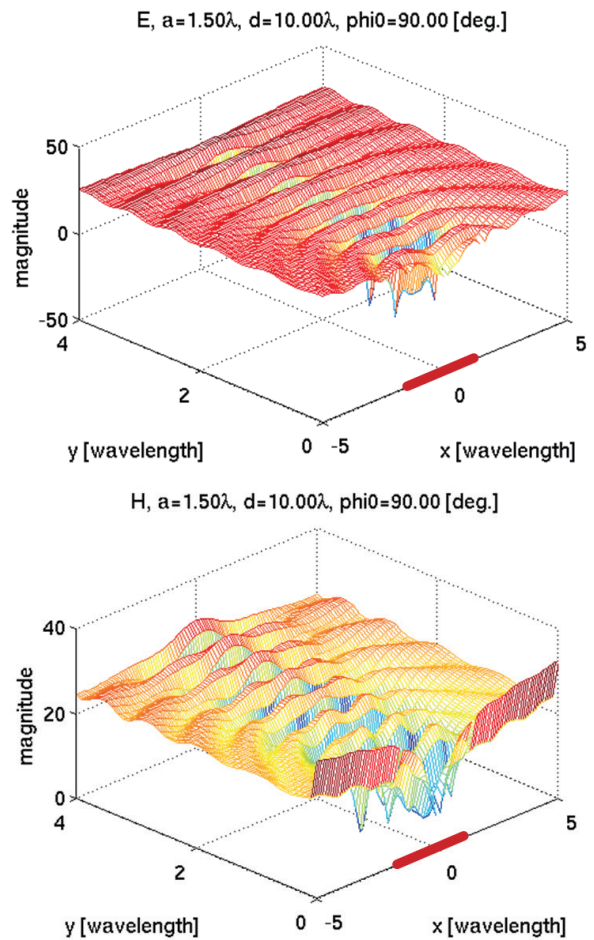


図-5 導体ストリップによる線波源の近傍散乱界, 上:電流波源 E-偏波, 下:磁流波源 H-偏波
Fig.5 Scattering near-field of a line source by a conducting strip: upper:E-wave, lower: H-wave.

に (ρ, ϕ) , (ρ_1, ϕ_1) , (ρ_2, ϕ_2) と表す。同図では、陰影境界 (Shadow Boundary) を SB と記している。半平面による電磁界を

$$u_{hp}^t(\mathbf{r}) = u^G(\mathbf{r}) + u^d(\mathbf{r}) \tag{10}$$

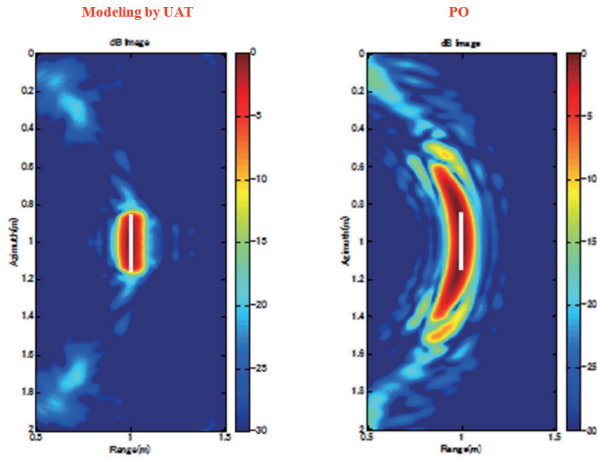


図-6 導体ストリップに対する UAT 法と PO 法の計算比較

Fig.6 AFF image by UAT and PO.

とすると、これが 2 枚重なったストリップでは、

$$\begin{aligned} u^t(\mathbf{r}) &= u_{hp}^t(\rho_1, \phi_1) + u_{hp}^t(\rho_2, \phi_2) - u^{ext}(\mathbf{r}), \\ u^{ext}(\mathbf{r}) &= U\left(\cos\frac{\phi}{2}\right) \cdot [u^i(\ell^i) - u^r(\ell^r)] \end{aligned} \quad (11)$$

となる。ここで、 $U(\cdot)$ は Heaviside のステップ関数である。上式による近傍界計算結果を図 5 に示す。線波源は原点から $y=10\lambda, x=0$ の距離に置かれており、原点に置かれた幅 3λ のストリップの近傍での電磁界である (λ : 波長)。同図で上側が E-波 (電流源)、下側が H-(磁流源) の場合であり、図中の x 軸上に書かれている太線がストリップ位置を示している。各々の偏波の境界条件はほぼ満足されていることが分かる。

導体ストリップは PO 法でもパターンを予測できる。しかし前述のように、近傍でのパターン評価には数学的な困難性が伴う。ここでは、上式で与えられる UAT 近傍界と PO による遠方界でのモデリングでどのような差が生じるかを確認するため、同じパラメータのストリップに対する計算比較を図 6 に示してある。大きな違いが発生していることが理解できる。同じモデルに対し、第 (11) 式による散乱界を (9) 式の P_{lmn} として、 $Q(\mathbf{r}_p)$ の絶対値をそのまま 2 次元および 3 次元表示したものが図 7 である。素子間隔 1.6λ で開口長 16 素子のアンテナアレイの中央から距離 R に配置した幅 $2a=4\lambda (=30\text{cm})$ のアンテナに正対 ($S=0$) したストリップに E-偏波の電波を照射した場合であり、同 (a) は $R=68\lambda$ 、(b) は 137λ の位置から送受信している。比帯域幅は 34% である。このシミュレーション構成では 1 波長以上の素子間隔とし

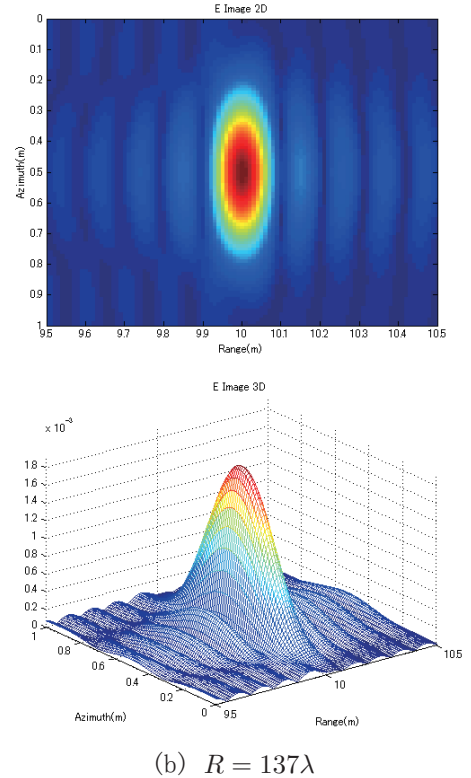
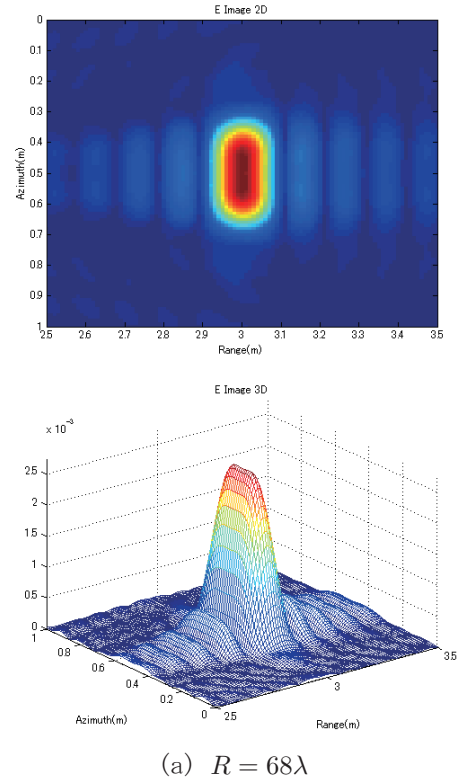


図-7 AFF 2,3次元画像:ストリップ幅 $2a=4\lambda$, E-偏波

Fig.7 AFF images:strip width $2a=4\lambda$, E-wave.

ているので、Az 方向にはグレーティングローブが発生する。同図では、その画像の範囲内には存在していない。

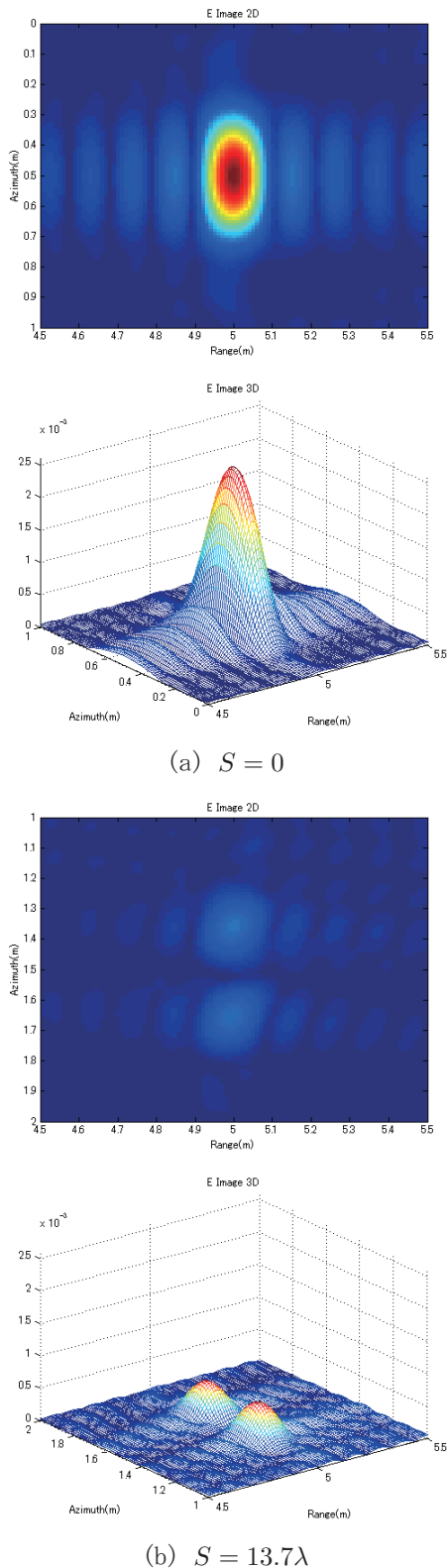


図-8 AFF 2, 3次元画像: ストリップ幅 $2a = 4\lambda$, $R = 68\lambda$, H-偏波

Fig.8 AFF images: strip width $2a = 4\lambda$, $R = 68\lambda$, H-wave.

導体ストリップの理論式は2次元モデルである。従って、ストリップの縦方向の変化は無視することになるが、

ストリップの幅(横)方向にアンテナを1次元走査しているため、この影響は僅少と思われる。つまり、実測の際には可能な限りストリップの縦方向の長さが大きい金属平板を採用することがポイントとなる。

図8はストリップ幅 $2a = 4\lambda$ でH-偏波、距離 $R = 68\lambda$ の場合である。同(a)は図7と同じ開口長をもつアレイとストリップが正対しているとき、(b)はアレイとストリップの中心が各々 $S = 13.7\lambda$ だけAz方向にオフセットしているときの2, 3次元プロットである。同(b)図は(a)の最大値に対する相対値でプロットしており、斜め方向にオフセットした分だけレベルが低減している。同図よりストリップのエッジによる回折波の影響が読み取れる。なお、7, 8は第(9)式の $Q_0(\mathbf{r}_p)$ をそのままプロットしているため、素子アンテナの指向性は等方性のみである。

以上、AFを応用した一種の合成開口処理法AFFについて議論した。モデルとしてストリップの近傍界を使ってシミュレーションを行ったが、これはレーダの設計、ターゲットを含むシミュレーションなどに対する事前検討として直接応用できるので、その意義は大きい。3次元ターゲットの近傍界計算ができると、偏波解析あるいはクロスレンジ方向の画像処理も解析可能となる。

最後に前項と同じモデルを使って、AFFとSARによるレーダ画像を比較する。図9はアンテナ開口とターゲット(ストリップ中央)間の距離 R をパラメータとして理論計算した結果である。同図に示すように、 $R = 0.3$ (0.4λ), $1.0, 2.0, 5.0, 10.0, 20.0$ [m]と変化させている。この場合、 $R = 0.3$ [m]は近傍界領域、 $R = 2$ [m]以上は遠方界領域に属する。近傍領域でのSAR画像はAFFに比べてやや画像の質が劣化している。SAR画像は基本的に送受信点と同じ空間に位置するモノスタティック型であり、一方、AFFは送受信点異なる位置で動作するバイスタティック(MIMO)である。このため、近距離でのフォーカシングはAFFの方が優れている。しかし、同図でも分かるように、遠方領域ではSARの方が画像の質が良いことが読み取れる。この理論的な比較検討は今後行うことにしたい。

6. 2面コーナーリフレクタの理論計算と実測によるレーダ画像

ここでは図10に示すような2枚の平板を直交させた2面コーナーリフレクタによるAFF画像について議論する。この散乱体のモデルは前項のストリップを2個組み合わせ

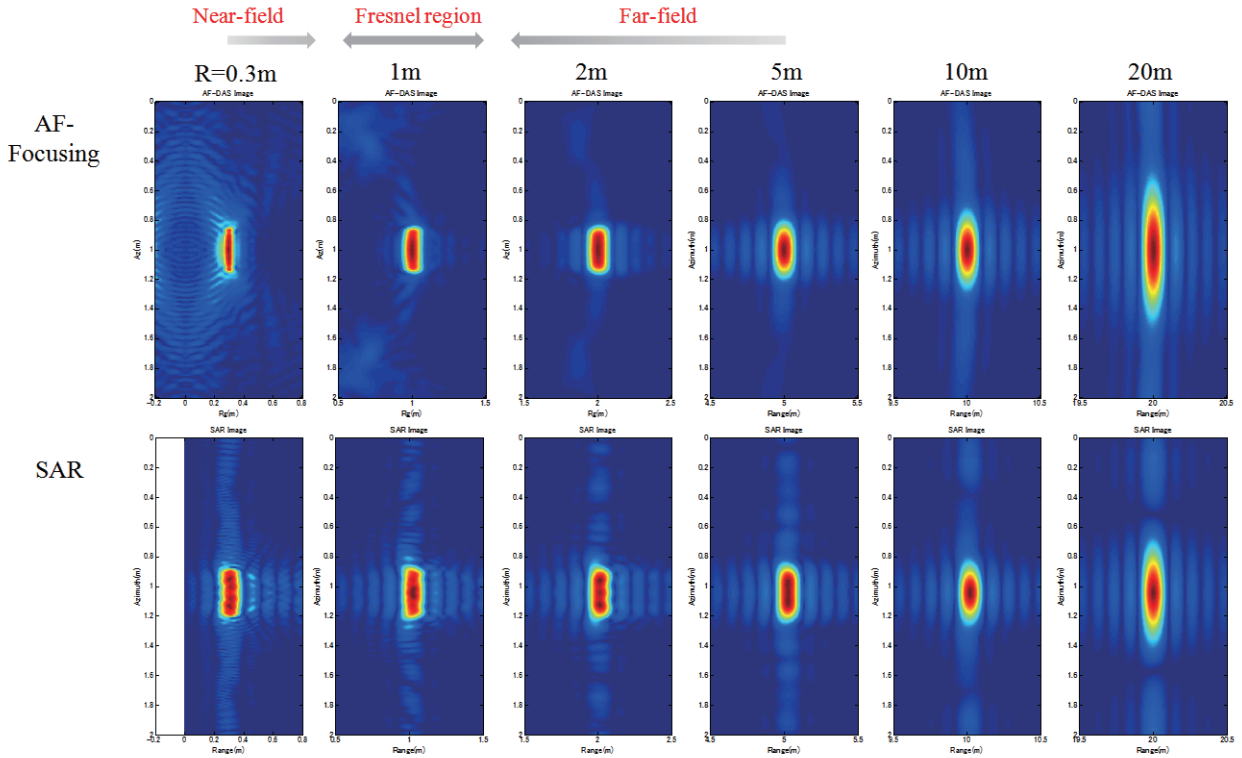


図-9 UATによるストリップモデルのAFFとSAR画像の理論計算

Fig.9 AFF and SAR images by UAT strip model.

せたものであり、ストリップ同様2次元物体として扱うことができる。1回あるいは2回の反射は、反射点が陰影境界の外側にあるのか内側にあるのかに依存する。図11は

$$\sigma_{2D}(\rho) = 2\pi\rho \frac{\mathbf{E}(\rho) \cdot \mathbf{E}^*(\rho)}{\mathbf{E}(0) \cdot \mathbf{E}^*(0)} \quad (12)$$

で定義される近傍での2次元レーダ断面積 (Radar Cross-Section:RCS) を計算したE-偏波の結果である。通常のRCSは $\rho \rightarrow \infty$ の遠方で評価される。計算および実験に用いた平板の一辺の長さは 5λ であり、線波源および観測点と頂点間距離を各々 d , ρ として同図に記載している。図中にある記号で $A \rightarrow B \rightarrow C$ となるに従い電磁界の相反定理が見られ、観測点 ρ が遠方となるに従いパターンの変化は最小となることが分かる (図中記号D)。なお、UATによるこの計算結果は厳密解と比較し数値上ほぼ同じ結果となっていることを確認している。

図12は図11と同じパラメータの2面コーナリフレクタをターゲットとして実測した場合のAFFによるレーダ画像である。同図左は理論計算画像、右は実測画像であり、偏波はE-偏波である。UATによる近傍界モデルを使っているため、二つのedgeによる回折波の状況が何れ

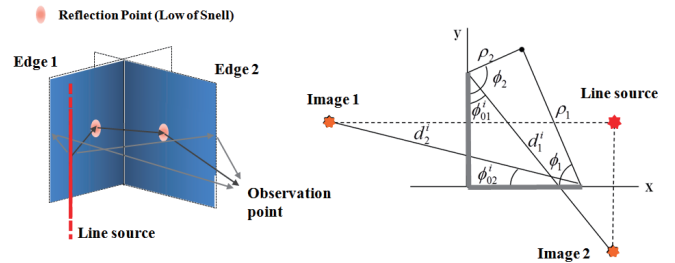


図-10 2面コーナリフレクタのUATによるモデリング

Fig.10 UAT model for 2-face corner-reflector.

の画像からも読み取れる。なお、実測値による画像では、Az方向に中心位置がずれているがアンテナ開口とターゲットの中心がオフセットしているためである。

7. アンテナビームを考慮したときの画像評価

今までの理論画像の計算にはアンテナパターンを無指向性として扱っていた。しかし実際のアンテナはビーム指向性が存在し、ターゲット空間に照射したとき、あるいはターゲットからの散乱波を受信するときに、ビームによる重みが発生する。AFF法ではバイスタックでア

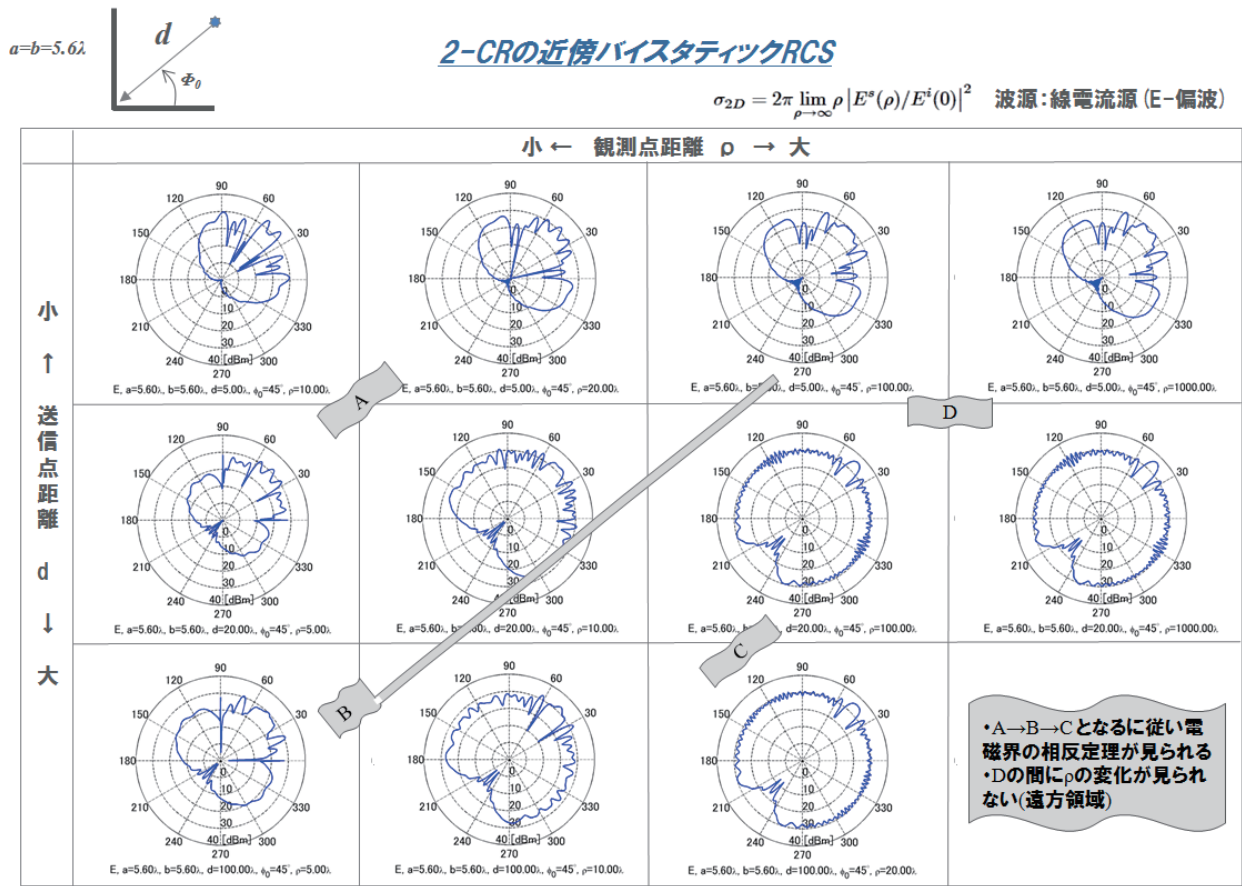


図-11 2面コーナリフレクタの近傍バイスタティック RCS 計算パターン

Fig. 11 Near-field patterns for 2-face corner-reflector.

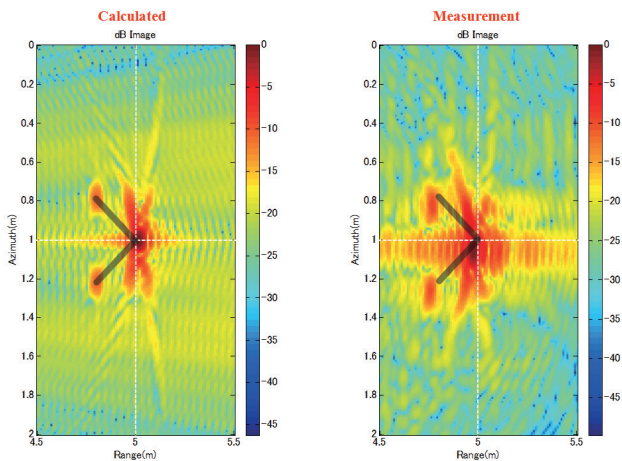


図-12 2面コーナリフレクタのUATによるモデリングと実測

Fig. 12 UAT theory and measurement for 2-face corner reflector.

レイ開口上での平均化が図れると思われるが、若干の影響は生じると予想している。また当然ながら、アンテナ利得の周波数特性も特にレンジ方向での画像の均一性に影響を与えるので、この特性も把握しつつ画像再生の際に補償しておく必要がある。

送受信アンテナの空間パターン特性を含んだアンテナ利得を各々 $G_{lmn}^t(f_l, r_{mn})$, $G_{lmn}^r(f_l, r_{mn})$ とすると、先の (9) 式は次のように修正される。

$$Q_1(\mathbf{r}) = G_{lmn}^t(f_l, r_{mn}) \cdot G_{lmn}^r(f_l, r_{mn}) \cdot Q_0(\mathbf{r}). \quad (13)$$

アンテナ指向性パターンはターゲットからの散乱電力に重みのように作用するので、特に近傍領域では無視できない補正となることが予想される。

実測で用いたアンテナの計算パターンに関し、図 13 にその諸元を示す。計算は文献 [14] に詳述されている開口分布法による結果であり、実測値と良く一致していることが分かる。この計算パターンを AFF 画像に適用した

仕様帯域幅	5.4~8.2 [GHz]
H 面開口長	118.62 [mm]
H 面フレア長	197.1 [mm]
E 面開口長	89.66 [mm]
E 面フレア長	197.1 [mm]
開口効率	80 [%]

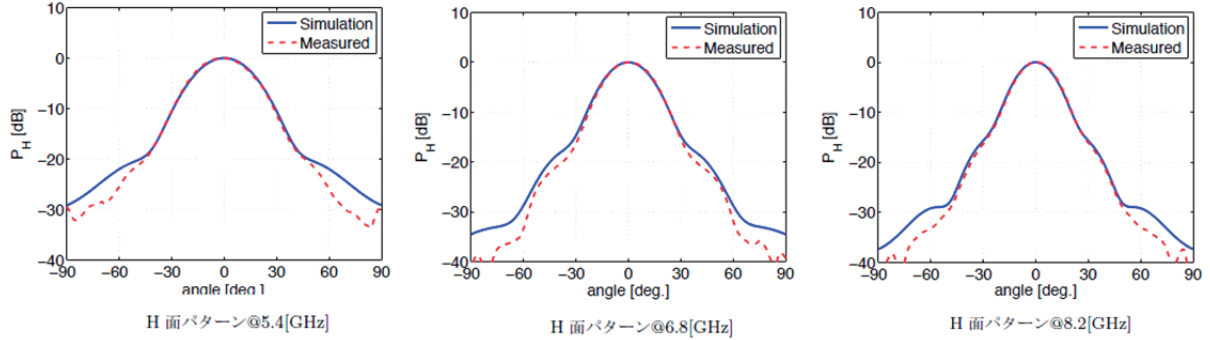
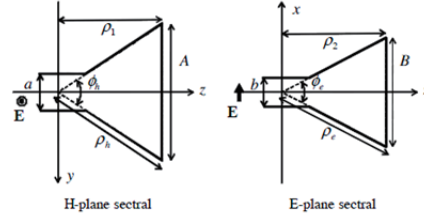


図-13 実測に使用した矩形ホーンアンテナの理論と実測パターン

Fig.13 Theoretical and measurement patterns of horn antenna for AFF measurement.

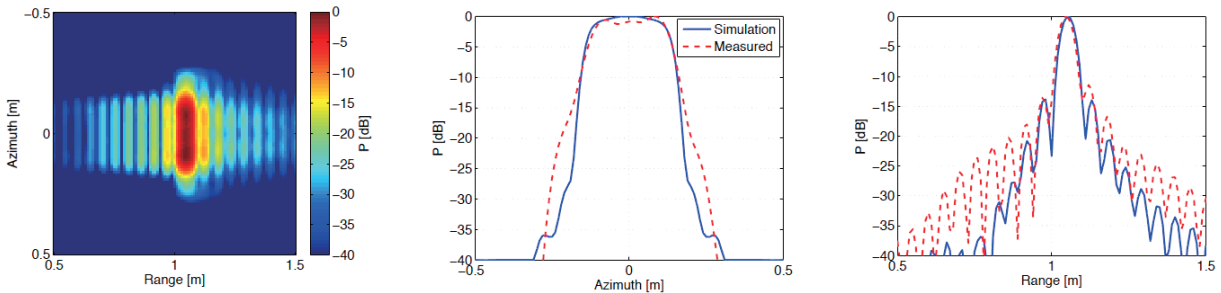


図-14 レーダ AFF 画像に対するアンテナビームの影響

Fig.14 Antenna beam effect to AFF radar imaging.

結果が図 14 である。ターゲットは幅 30[cm] の導体ストリップであり、同図左が図 13 のアンテナビームを考慮した AFF 画像である。考慮しない場合との差があまり大きくないので、図 14 の中央と右に各々 Az 方向と Range 方向の断面での差を示す。同図では大きな違いは見られないが、アレイ開口長がターゲット長に比べて大きい場合、あるいはアレイとターゲット間距離が比較的短い場合には顕著な差が発生してくると予想している。計算シミュレーションでは同文献の理論式を直接使わずに、正弦波か Gauss ビームで近似するのも計算コストを考慮した方法である。

なお、上記アンテナビーム補正は数値計算上での話であり、実際の計測では既に実装されたアンテナのビーム

の重みが受信データに含まれているので、考慮する必要はない。

8. 壁透過レーダとしての AFF 理論

壁透過あるいは埋設物検知用のセンサでは、レーダとターゲット間に不要の障害物が存在する。これは所謂クラッタとして見做すこともできる。著者が既に発表している多層誘電体層を透過壁のモデルとすると、反射と透過係数を受信々号に取り入れることができ、その存在を評価できる [14, 16]。AFF によるレーダ画像は近距離において有益であることは前項までで確認している。従って、透過係数の入射角依存性および周波数依存性がどの程度画像の質に影響を与えるかは、重要な確認事項である。全て実測で検討すると時間的コストは膨大なものと

なるので、ここで提示するようにシミュレーションモデルが確立できれば机上検討が可能となり、この分野の研究促進に寄与できる。

今、壁を多層の誘電体平板として扱うと、波動はこれらの内部で多重の反射と透過の後、波動の進行方向には最終の透過係数を伴ってターゲットに伝搬する。一方、アレイの送受信点は随時変わるので、この多層平板への入射角は固定されていない。このとき、一つ問題になるのが誘電体内での波動の遅延量である。ターゲットと正対しているときを基準とすると、それ以外の入射角を以て入射する波動は常に遅延している。近傍領域でのレーダセンサでは、この遅延量はかなり大きくなる場合もあると予想される。特に、アレイ開口長がターゲット間距離より大きく、入射角が数十度を超える場合の遅延量は距離に換算してセンチメートルのオーダーとなる。本項では、多層の誘電体平板による位相遅延を計算する簡単な表示式を Snell の法則を用いて誘導しておく。

前述の位相遅延量は経路長に置きかえて考えると分かり易い。誘電率と透磁率の異なる媒質の境界では、Snell の法則 $k_1 \sin \theta_1 = k_2 \sin \theta_2$ が成立する。 k_1, k_2 は各々の媒質中での波数であり、媒質構成定数 (ϵ, μ) とは $k = \omega \sqrt{\epsilon \mu}$ ($\omega = 2\pi f, f$: 周波数スペクトラム) の関係がある。誘電体平板が \mathcal{N} 層ある場合、各誘電体を逐次連続させることにより

$$\begin{aligned} k_1 \sin \theta_1 &= k_2 \sin \theta_2 = \dots = k_i \sin \theta_i = \dots \\ &= k_{\mathcal{N}} \sin \theta_{\mathcal{N}}, \quad i = 1, 2, \dots, \mathcal{N} \end{aligned} \quad (14)$$

なる関係式が得られる。初期値となる入射角 θ_1 が与えられれば、 i 番目の層の入射角は容易に計算できる。今、各層の厚みを z_i とすると、 \mathcal{N} 層全部を伝搬する透過波の光学的な経路長 D は三平方の定理より容易に次式で与えられる。

$$D = \sum_{i=1}^{\mathcal{N}} k_i z_i \cdot (k_i^2 - k_1^2 \sin^2 \theta_1)^{-1/2}. \quad (15)$$

アンテナの座標、つまり波源の位置 (x_0, y_0, z_0) と最終の透過となる観測点座標 (x, y, z) は上式の関係を満たさなければならない。これより、入射角、波源座標そして観測点座標はこの2つが決まれば残りの1つは自動的に求められる。この関係を動的に移動する送受信アンテナそしてターゲット間の経路長補正に適用して、誘電体内の伝搬波動の光学経路長を補正すればよい。障害物が存在しているために余分に発生している総経路長 (15) 式を考

慮すると、結局、先の (13) 式は

$$\begin{aligned} Q(\mathbf{r}) &= T_{\ell mn}^t(f_\ell, r_{mn}) \exp \{jk D^t(\mathbf{r}_m^t, \mathbf{r}, \mathcal{N})\} \\ &\quad \cdot T_{\ell mn}^r(f_\ell, r_{mn}) \exp \{jk D^r(\mathbf{r}_n^r, \mathbf{r}, \mathcal{N})\} \cdot Q_1(\mathbf{r}) \\ &= \frac{1}{LMN} \sum_{\ell=1}^L \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^N \\ &\quad \cdot T_{\ell mn}^t(f_\ell, r_{mn}) \exp \{jk D(\mathbf{r}_m^t, \mathbf{r}, \mathcal{N})\} \\ &\quad \cdot T_{\ell mn}^r(f_\ell, r_{mn}) \exp \{jk D(\mathbf{r}_n^r, \mathbf{r}, \mathcal{N})\} \\ &\quad \cdot G_{\ell mn}^t(f_\ell, r_{mn}) \cdot G_{\ell mn}^r(f_\ell, r_{mn}) \cdot P_{\ell mn}(f_\ell, r_{mn}) \\ &\quad \cdot \exp \left\{ j2\pi \frac{f_\ell}{c} r_{mn}(x_p, y_p, z_p) \right\} \cdot \exp(j\phi_\ell) \end{aligned} \quad (16)$$

のように修正できる。ここで、 $D^t(\mathbf{r}_m, \mathbf{r}, \mathcal{N})$ と $D^r(\mathbf{r}_n, \mathbf{r}, \mathcal{N})$ は各々送信側とターゲット側から入射したときの \mathcal{N} 層の誘電体壁による挿入経路長を表しており、 $T_{\ell mn}^t(f_\ell, r_{mn})$, $T_{\ell mn}^r(f_\ell, r_{mn})$ は文献 [17] で厳密に定式化している \mathcal{N} 層誘電体による透過係数であり、各々送信側から入射したときとターゲット側から入射したときの係数である。また、 $G_{\ell mn}^t(f_\ell, r_{mn})$, $G_{\ell mn}^r(f_\ell, r_{mn})$ は各々送信と受信アンテナの空間パターン (利得) 特性であり、これがターゲットからの散乱電力に重みのように作用するので、特に近傍領域では無視できない補正となることが予想できる。

9.1 層の壁があるときの AFF 実測と誘電率計測応用

図 15 は厚さ 6 cm のコンクリート壁を配置している実験系を示したものである。レーダ諸元は同図による。アンテナとターゲット間距離は 100cm、アレイ開口長とストリップ幅は各々 90, 22cm である。図 16 はコンクリートの比誘電率を $\epsilon_r = 5.4$ としたときの AFF 画像である。この図ではシステム遅延量 $e^{j\phi_\ell}$ の補正前なので、レンジ方向 127cm のところにターゲット中心が表れている。この誘電率の決定に関しては後述する。補正後の画像は若干改善されているのが分かるが、詳しく見るため、この断面変化をクロスレンジ (Az) 方向とレンジ方向で示したのが図 17 である。予想された通り、補正を行うと中心部よりも周辺部の方でその効果が明確に見られることが分かる。今回の実験は 1 層の場合であるが、後で 3 層の場合も調べる。なお、上記モルタルコンクリートの比誘電率は壁が無いときのターゲット画像のピーク値あるいは中心座標と壁があるときのそれを比較し、ターゲット全体の画像をレンジ方向に移動させて、誘電率を逆算して求めている。このように等価的な誘電率の計測が可能となるので、この考えは応用上非常に重要である。以下これについて議論しておく。

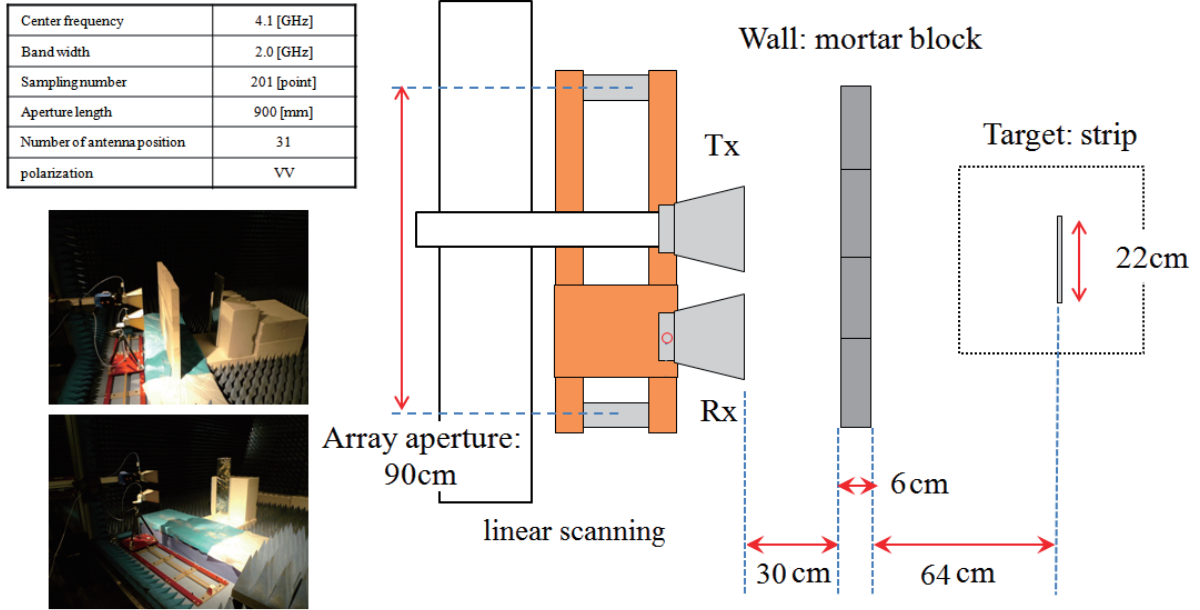


図-15 コンクリート壁による透過実験 (平面図): 経路長補正の有効性確認

Fig.15 Transmission measurement of a concrete wall (plan view): Effectiveness of length compensation.

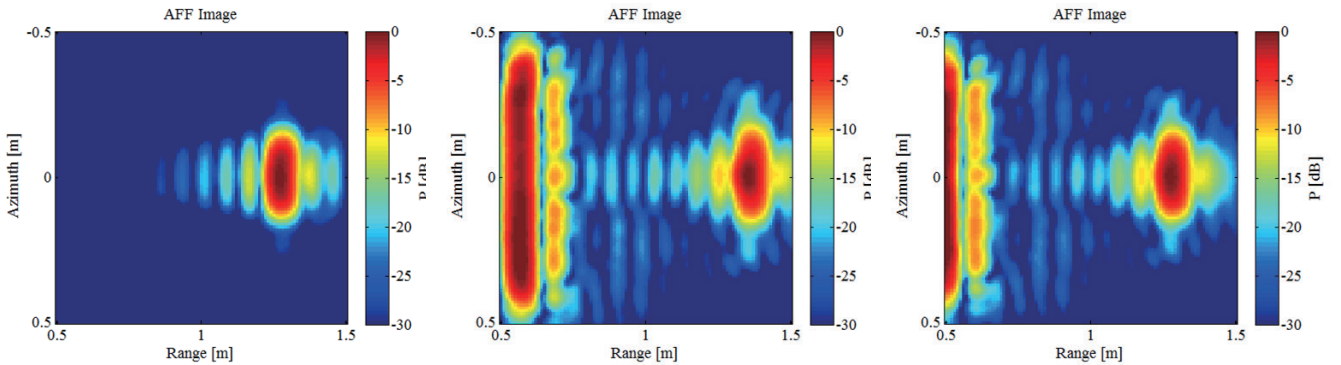


図-16 1層経路長補正の有無による実測AFF画像比較, 左: コンクリート壁が無い場合, 中: 1層コンクリート壁、経路長無補正, 右: 経路長補正あり

Fig.16 AFF iage comparison, left: no wall, middle: with a concrete wall, no compensation, right: after compensation.

誘電率の計測は同軸線路、導波管、空洞共振器などの伝送線路を利用して誘電体実装前後の変化より行う方法、そして空間での反射係数の変化から求める方法等がある。前者は正確な誘電率が求められるが、空間に分布している大きな物体などには不適である。後者の空間定在波法は、電波吸収体の反射係数測定に良く用いられる空間定在波法であるが、反射係数のS/N比が不安定になる、あるいは反射係数がアンテナボアサイト方向のビーム近軸に依存している、そして直接の誘電率は求められないなどの欠点がある。ここでの画像シフトによる方法 (Image Shifting Method: ISM と仮称する) は画像生

成処理 AFF 法の派生的な計測法として、森林などの空間に分散した物体の等価的な誘電率をそれなりの安定した計測精度が期待できる。

図 16 は 1 層コンクリート壁の場合であるが、この 1 層のコンクリートの両側に別の物質の誘電体平板を張り付けた 3 層の壁の場合にも同じように、ISM で等価的な誘電率を求めるアルゴリズムが可能である。この 2 巡の計測方法は、壁透過レーダに直接応用できる可能性がある。不特定の壁の (等価的) な誘電率および厚みは未知であることが一般的である。そこで、1 回目の計測で対象物を測り、2 回目の計測でこの対象物に予め用意した誘電率

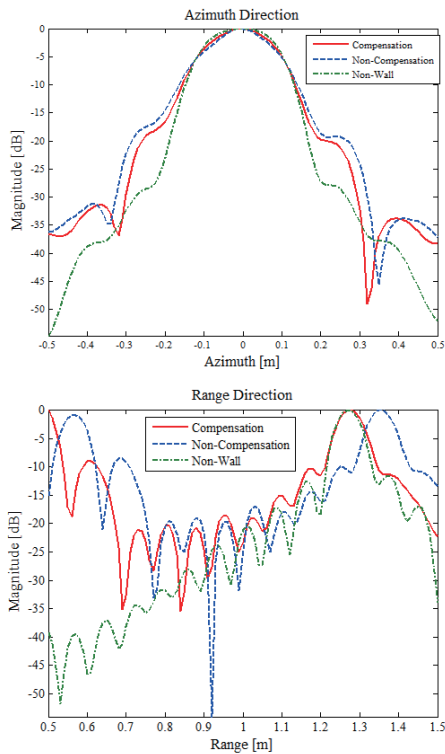


図-17 画像ピークレベルでの各主方向の断面変化: 1層 ($\epsilon_r = 5.4$), 上:クロスレンジ方向, 下:レンジ方向

Fig.17 Variation of cross-section at image peak-level, upper: cross-range direction, lower: range direction.

と厚みが既知の平板を貼り付けて計測する。得られた画像の画像シフト量を補正すれば、対象物(壁)の等価的な誘電率と厚みが評価できることになる。このときの正確な計算に必要なのは前述の多層誘電体平板による理論と経路長補正(AFF)アルゴリズムであるが、ここでは近似的であるが実用的な算出法について後述する。

さて、アンテナ位置を固定した通常のレーダ走査の場合、その反射信号の中には挿入位相情報が含まれており、上述の操作が可能である。ここで述べる画像情報を使って誘電率あるいは厚みを計測すると、非常に安定したS/N比で計測できるというのがポイントである。特にパルスレーダ等の高度なレーダを使わなくても良く、Az方向の位置特定もできるというのは大きなメリットである。複素誘電率の虚部は、壁の有無による受信電力量を比較することで算出できる。壁に照射した反射電力分は考慮できないが、多層平板の理論で虚部の数値を追い求めることができる[4, 14]。後述のように、図16のコンクリートの例に適用すると、 $\epsilon_r = 5.4 - j0.29$ となった。

経路長補正(AFF)に際しての理論背景とISM法によ

る定式化を簡単にまとめておく。誘電率が ϵ 、透磁率が μ の媒質中の伝播速度は $v = 1/\sqrt{\epsilon\mu}$ 、真空中は光速 $c = 1/\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ で与えられる。比誘電率 $\epsilon_r = \epsilon/\epsilon_0$ と比透磁率 $\mu_r = \mu/\mu_0$ を定義すると、媒質中の波動の速度は非磁性体媒質を想定し($\mu_r = 1$)、

$$v = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (17)$$

となる。このとき、媒質中の波数は

$$k = \frac{\omega}{v} = \sqrt{\epsilon_r} \frac{\omega}{c} = n \frac{\omega}{c} \quad (18)$$

で与えられる。 n は真空から媒質への透過インデックス $n = \sqrt{\epsilon_r}$ である。一方、座標 z の正の方向に進む誘電体内の波動は

$$E_z = E_0 e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)}, \quad jk = \alpha + j\beta \quad (19)$$

で表される。 α を減衰定数、 β を位相定数と呼んでいる。媒質を無損失とすると、 $k = \beta$ となる。

以上から明らかなように、媒質中の波動は(19)式より

$$\Delta\phi = k_0\sqrt{\epsilon_r} z_0 - k_0 z_0 = k_0(\sqrt{\epsilon_r} - 1)z_0 \quad (20)$$

だけ経路長が伸張する。これが画像生成時の位置シフト量 $\Delta\phi/k_0$ に対応する。上式で z_0 は誘電体障害物の厚みである。位相挿入長に換算すれば、画像上で L の位置シフトに対し、 $\Delta\phi = k_0 L = k_0(\sqrt{\epsilon_r} - 1)z_0$ だけの位相が経路の片道(1-way)に追加されたことになる。これより

$$\epsilon_r = \left(\frac{L}{z_0} + 1\right)^2 \geq 1 \quad (21)$$

という簡単な評価式が導かれる。得られた画像からターゲットの移動量 L を何らかの方法で求める際、その読み取り誤差を $\pm\Delta L$ とすると、(21)式は ΔL の第1項まで残して、

$$\epsilon_r \rightarrow \epsilon_r \pm \sqrt{\epsilon_r} \cdot \frac{\Delta L}{z_0} \quad (22)$$

と表される。これより、 z_0 が相対的に大きい程その誤差の影響は低下し、 $\sqrt{\epsilon_r}$ の大きさが大きいとき程その影響が大きくなるのが分かる。

図16の実験例では、既知量である誘電体厚みが $z_0 = 6$ cm、画像上の位置シフト量が $L = 8$ cmの場合、 $\epsilon_r = 5.4$ が推定される。読み取り誤差を ± 0.5 cmとすると、(22)式より凡そ $\Delta\epsilon_r = \pm 0.2$ の誤差が付帯することになる。なお、マイクロ波回路理論でいう同軸モード波(TEM mode)の変化から誘電率を計測する同軸管法にて同コンクリー

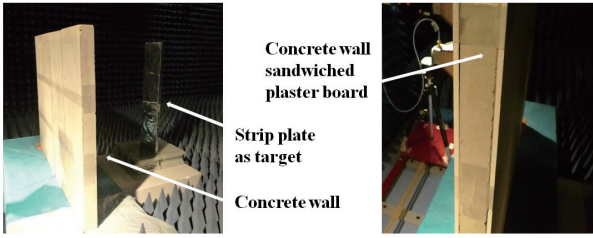


図-18 実験に用いたコンクリート壁

Fig.18 Concrete wall for measurement.

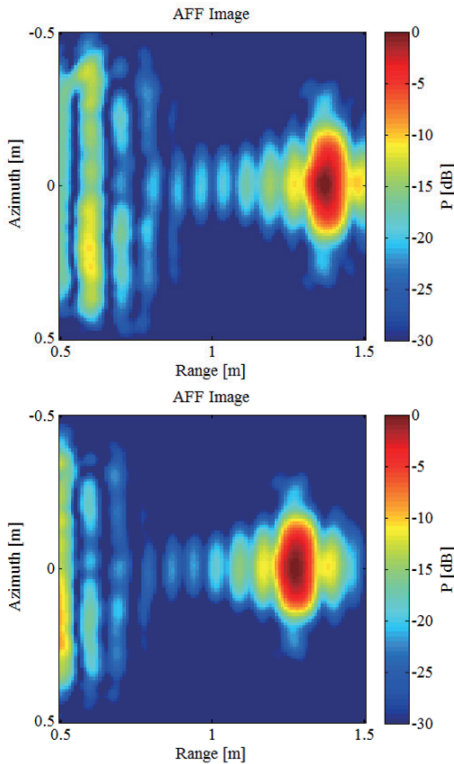


図-19 3層経路長補正の有無による AFF 画像比較: 実測値, 石膏ボード $\epsilon_r = 4.0$, 上: 無補正, 下: 補正

Fig.19 3-layered AFF image, upper: no compensation, lower: with length compensation.

トを計測すると、 $\epsilon_r = 5.1$ となった。文献 [9] ではドライコンクリートの比誘電率は $\epsilon_r = 4$ から 10 であると記載されている。

10.3 層の壁があるときの実測例および議論

実測の最後の例として、3層コンクリートの場合を示す。図 18 は実験に用いた 1 層 (左) と 3 層コンクリート壁の写真である。3 層壁はコンクリートサンプルの両側に厚さ 9.6mm の石膏ボードを張り付けている。このとき取得した AFF 画像を図 19, 20 に示す。前図は AFF 画像、

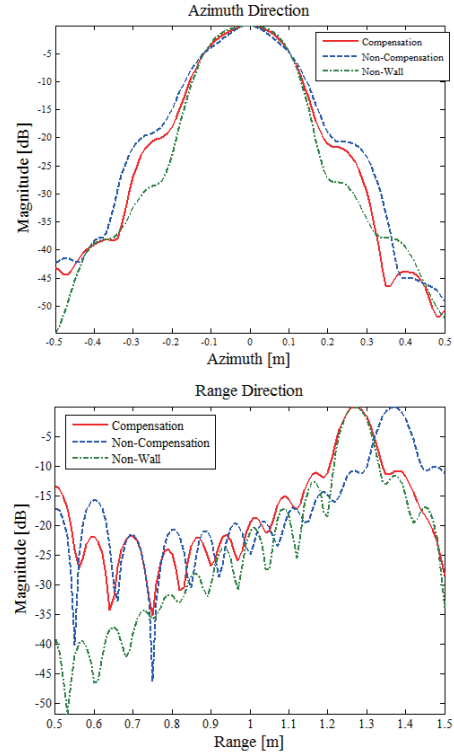


図-20 画像ピークレベルでの各主方向の断面変化, 上: クロスレンジ方向, 下: レンジ方向

Fig.20 Variation of cross-section in peak-level of 3 layered AFF image, upper: cross-range direction, lower: range direction.

後図は断面強度である。石膏ボードの厚み 9.6mm は事前に計測して既知であるが、誘電率は不明である。コア部のコンクリートの厚みと比誘電率は前述の 6.0 と評価値 $\epsilon_r = 5.4$ である。これらの情報と AFF 画像の移動量を前述多層誘電体の理論に適用し、両壁の石膏ボードの誘電率を算出すると、 $\epsilon_r = 4.0$ となった。一般の教科書には石膏ボードの誘電率はドライコンクリートとほぼ同じとなる $\epsilon_r = 5$ 前後といわれている。

壁透過レーダなどの応用状況を想像すると、壁の厚みとか誘電率は未知数である。しかし上記の事実を用いると、この未知数は等価的な 1 個の誘電体平板として計測できる可能性がある。つまり、既知の誘電体平板を壁に貼り付けて、貼り付け前と比較すればよいことになる。大きな問題は誘電率と厚みの分離である。これに関し簡単な考察を行う。

今、空気層は考えないで壁が N 層あるとする。各層の境界では複雑な波動の反射および屈折が予見されるが、各層の挿入位相を近似的に $k_0 \sqrt{\epsilon_i} z_i$ で与える。 ϵ_i と z_i は i 番目の層の比誘電率と厚みである。これに法線から測つ

た壁に対する入射角 θ_0 も考慮すると、 $k_0\sqrt{\varepsilon_i}z_i \sec \theta_0$ となる。従って、各層での遅延した挿入位相を単純に加えると、(20) 式と同じ形の関係式

$$\sum_{i=1}^N (\sqrt{\varepsilon_i} - 1) z_i \sec \theta_0 = L \quad (23)$$

が導かれる。例えば、 $N=2$ で $\theta_0=0$ のとき、 $\sqrt{\varepsilon_1}z_1 + \sqrt{\varepsilon_2}z_2 - (z_1+z_2) = L$ となる。第1項の厚さと誘電率は既知量として $\sqrt{\varepsilon_1}z_1 = L_1$ とおくと、 $\sqrt{\varepsilon_2}z_2 - z_2 = L - L_1 + z_1$ となって未知の壁 ($i=2$) の情報が判別できる。一方、入射角 θ_0 の変化に対しては z_0 の伸張分は L への投影分に単に変換されるだけなので、複数の入射角によるデータを用いても厚さと誘電率の分離はできない。

今の段階、この分離は層数 N も含めて多層平板での多未知数の連立方程式から推測する方法、あるいは大きな誤差を伴うが直接画像データから読み取る方法に頼ざるを得ない。後者に関し図 19 の AFF 画像およびそのレンジプロフィール図 20 を見ると、3 層の壁に対応する応答の存在が判別できる。これらの応答のピーク (山) からどれほどレベルが降下したときに真の厚みになるか、分解能との関係はどうなのか、真の厚みとレベル降下は一意的なのか (厚み材料が違ってても下降の形が同じ形なのかどうか)、などの相関性を調べると画像との関係が明確になってくる可能性もある。

空間的に分散した森林などの等価的な誘電率の評価は、リモートセンシング分野での森林密度計測に重要なパラメータとなっている。本項の画像シフト法 (ISM) により、その誘電率と奥行き $k_0(\sqrt{\varepsilon_r} - 1)z_0$ の評価が実測で求められるので、植生の等価的な誘電率、これを基とした含水率、そして ε_r と z_0 の分離の可能性など、今後何らかの学術的な寄与が期待できる。

より高精度な計測は (21) 式に示すように相対的な画像シフト量 L の評定精度を増すことである。前述の壁の厚み z を可能な限り厚めのものを採用する以外に、反射体サイズはより小さい点状ターゲットにする、そして、周波数帯域を広げるなどの対策が考えられる。

さて、今までターゲット周辺の 1×1 m の画像を表示していたが、アンテナ開口の中心を原点として、これを 3×5 m に領域拡大したものを図 21 に示す。同図 (a) は壁が無い状態、(b) は 1 層壁がある状態、(c) は 3 層壁がある状態である。各図は金属平板ターゲットでのピーク値で全て正規化しており、(b) と (c) は ISM 補正前の状態である。ターゲット後方に吸収体付アンテナ回転台、

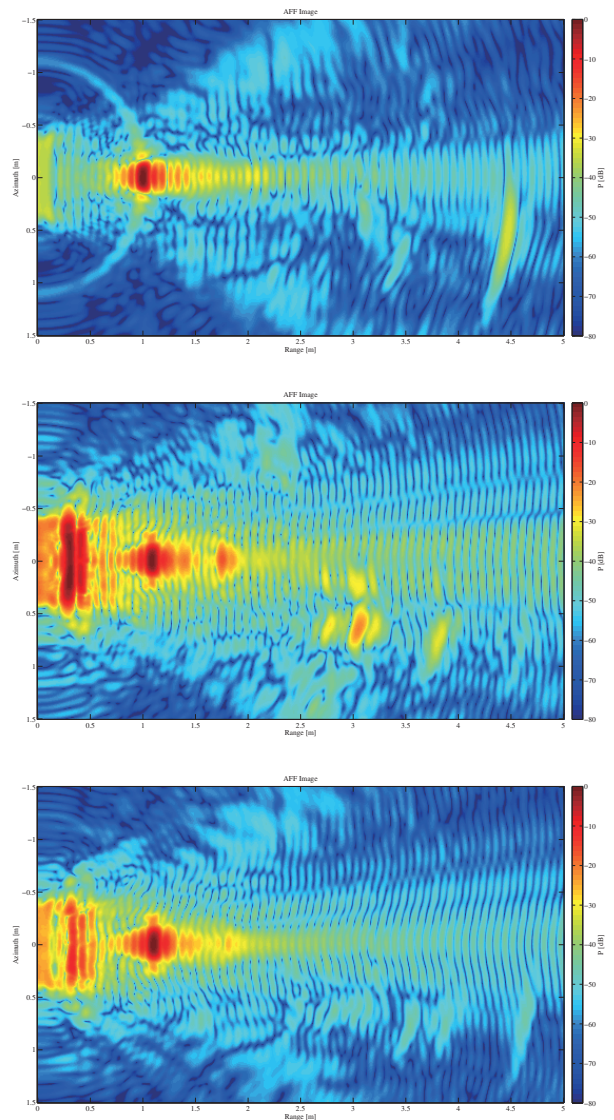


図-21 AFF による壁の有無によ電波暗室広域画像: 画像領域 3×5 m, 上:壁が無い状態, 中:1 層壁を配置, 下:3 層壁を配置

Fig.21 Wide-area AFF image including anechoic chamber, upper: no wall, middle: 1 layered wall, lower:3 layered wall.

その右側には通路用吸収体等が配置されており、その影響が伺える。測定信号の時間モードは CW であるので、受信データの中には全ての反射情報が含有されている。従って、これを AF と重畳させるということは、CW 受信々号に圧縮格納されていた全ての反射情報を空間領域に展開する方法とも考えられる。元々 AF は Fourier 級数の範疇と考えられるので、AFF 画像そのものは受信々号の空間スペクトラムとして捉えるのが自然であろう。そして、このことの持つ意味は、直接波、反射波等の空間内に存

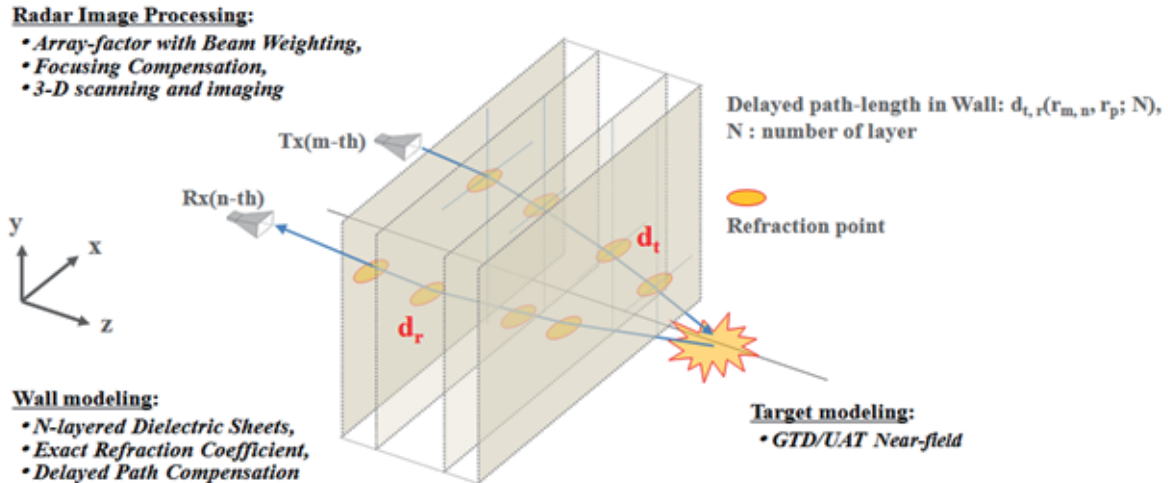


図-22 AFFによる透過レーダの将来構想

Fig. 22 Future plane for AFF imaging technology.

在する全ての波動を定在波として可視化できることを指しており、例えば、電波暗室の直接的な性能評価が可能となる。これは従来の導波管による電圧定在波比 (vswr) 計測に代わる新しい計測法を示唆している。

11. まとめ

本論では、AFの定式を行い、そこから得られる各種応用について議論した。ただ、アレイ素子間の電磁界結合は考慮していないが故に、素子間隔が半波長程度で、かつ複数の素子を用いた計測系では、この点を留意しておく必要がある（本論での実測は各々1個の送受信アンテナを機械移動しているもので、前述の電磁結合の影響は無視できる）。しかしながら、AFの考え方は大変シンプルであり、アレイアンテナの放射特性の計算に広く利用されている。

AFの定式化をそのまま用いると、電子的にビームを走査するフェーズドアレイアンテナに直結した特性を評価できる。また電磁界的にみると、近傍界と遠方界の関係も予見できる。これらを含め、AFの適用性は以下のような技術分野が考えられるのではないだろうか：

- ・各種汎用フェーズドアレイのビーム走査特性
- ・コンフォーマルアレイのビーム走査特性
- ・アダプティブアレイのビーム走査特性
- ・MIMOアンテナ、MIMOレーダのビーム走査特性
- ・近距離ターゲットの画像処理
- ・誘電体多層平板の誘電率評定

- ・空間に分散している誘電体の等価的誘電率評定
- ・壁透過、地下埋設レーダの画像処理
- ・電波暗室等の画像による電波環境特性評価
- ・平面走査型の近傍界遠方変換処理
- ・非平面走査型の近傍界遠方変換処理

図22はここで議論した透過型のレーダセンサの近将来的な研究構想である。ターゲットのモデリングには近傍界を提供できるGTD/UATが有効であること、そしてこのモデルデータをAFF法により近距離センサとして画像化できること、特に壁のような障壁モデルには多層平板の反射と透過による厳密な係数が適用できること、経路長補正によりアレイボアサイトの広角領域での画像が修正できること、さらにアレイ送受信点を2次元的に走査することによりターゲット画像の3次元化が可能となること、AFF理論は本質的に多送信多入力処理であるので容易にMIMOレーダに拡張できることなど、今後の研究発展が大いに期待できる分野である。

参考文献

- 1) Hirokazu Kobayashi, Simple Calculation Method for Conformal Beam-Scanning Array Pattern, 13th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2019), pp.2197-2201, April 2019.
- 2) Hirokazu Kobayashi, Yoshio Yamaguchi and Yi Cui, Simple Near-field to Far-field Transformation Method Using Antenna Array Factor, Journal of Wireless Networking and Communications, Vol.2, No.4, pp.43-48, August 2012.

- 3) Hirokazu Kobayashi, Shun-ichi Takaoka and Yoshio Yamaguchi, Novel Permittivity Estimation for Dielectric Plate by Radar Image, 2014 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2014), FR3G-17, pp.1336-1338, Sendai, Japan, Nov. 2014.
- 4) Hirokazu Kobayashi, Shun-ichi Takaoka, Ryu-ichi Kawamura, Yi Cui and Yoshio Yamaguchi, Permittivity Estimation of Multilayered Dielectrics by Wall-Thru Radar Image, International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP2014), WE3B-04, Dec. 2014.
- 5) H. L. V. Trees, "Optimum array processing, part IV of detection, Estimation and Modulation Theory," John Wiley & Sons, Inc. New York, 2002.
- 6) T. Kaiser (ed.), A. Bourdoux, H. Boche and J. Fonollosa, "Smart Antennas: State of the Art," Hindawi Publishing, NY, USA, 2005.
- 7) 山田寛喜, 高分解能到来波推定法の基礎と実際, 電子情報通信学会, 第33回アンテナ・伝播における設計・解析手法ワークショップ, 2006年.
- 8) J. -F. Synnevag, Adaptive Beamforming for Medical Ultrasound Imaging, Series of dissertations in University of Oslo, Oslo, Norway, 2009.
- 9) D. S. Daniels, "Surface-Penetrating Radar," IEE, Radar, Navigation and Avionics Series 6, UK, 1996.
- 10) 山口芳雄, "レーダパラメトリの基礎と応用," 電子情報通信学会, オーム社, 2007年.
- 11) G. Arfken, H. Webwer and F. Harris, "Mathematical Methods for Physicists," 7th ed., Academic Press, 2013.
- 12) 布施行規, 荒木完, 埋設地雷離隔探知方式に関する基礎的検討, 電子情報通信学会技術研究報告(宇宙・航行エレクトロニクス), SANE2007-95, 2007年12月.
- 13) 小林弘一, "複数の角を持つ物体による電磁波の回折," 静岡大学大学院修士論文, 1980年3月.
- 14) 小林弘一, "空間波動の工学理論," サクラテック出版, 2011年12月.
- 15) 小林弘一, "幾何光学的回折理論: GTD," 出版元 新潟大学工学部, 2012年12月.
- 16) Hirokazu Kobayashi, Shun-ichi Takaoka, Electromagnetic Analysis of Multiple-Layered Dielectric Plate for Underground Modeling, Proceedings of the 13th SEGJ International Symposium, P03_01, 12 Nov. 2018.

付録1. 基本パラメータによる AFF シミュレーション

この付録では、各パラメータを動かしたときの AFF 法による画像変化を数値的に調べておく。アンテナ素子には点波源を使い、壁に相当する誘電体は考えていない。ターゲットは UAT によるストリップ金属平板である。図 23 に実測を想定したシミュレーション諸元を示す。

図 24 は距離 R による変化を見たものである。同図は左より各々 $5\lambda, 10\lambda, 20\lambda, 50\lambda$ と変化させた場合の AFF 画像である。ターゲットは幅 30cm のストリップを用いている。Az 方向の分解能を決定するビーム幅は距離 R に応じて変化するため、遠くなるほど横方向の分解能は低下し画像がぼやけていくのが分かる。一方、図 25 は $R=5\lambda$ 一定にして、開口長 D を動かしたときの画像変化であり、同図 (a), (b), (c), (d) は各々 $D=5\lambda, 10\lambda, 20\lambda, 50\lambda$ と変化させた場合のストリップの AFF 画像である。ここで、素子間隔は $d=\lambda/2$ と一定にしているので、各々の素子数 $11, 21, 41, 101$ である。予想されるように、開口長が大きいほど鮮明な像になっている。図 26 は素子間隔 d を同図で左より各々 $0.5\lambda, 1\lambda, 2\lambda, 5\lambda$ と変化させた場合の AFF 画像である。開口長は $D=27.4\lambda$ と一定なので、素子数は各々 $55, 28, 14, 6$ となる。素子間隔が広くなるにつれてグレーテイングローブが発生していることが読み取れる。

図 27 はストリップの傾き θ による変化を計算したものであり、同図左から θ を各々 $5^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ と変化している。ここではストリップの幅は $A=6.8\lambda$ (0.5m) である。ターゲットが傾くほど後方散乱強度が小さくなり、edge による回折界が相対的に大きくなっている。ターゲットのモデリングの際の最も簡単なものは点ターゲットの集合により近似する方法であるが、これであると等方性の指向性のみを持つため全方向に同じ強度で反射し正確なシミュレーションは不可能であり、GTD/UAT の優位性が理解できる。

図 28 は中心周波数 f_c を同図左から各々 $1.0, 3.0, 5.0, 10.0\text{GHz}$ と変化させた場合の AFF 画像である。開口長 D は周波数の変化により、各々 $6.8\lambda, 20.0\lambda, 33.4\lambda, 66.7\lambda$ となり、これによるレンジ方向分解能の変化が生じている。図 29 は掃引周波数幅、つまり帯域幅 B を $0.5, 1.0, 2.0, 3.0\text{GHz}$ と変えた場合の画像である。帯域幅が大きいほど分解能が向上していることが分かる。図 30 は周波数ステップ間隔 f_d を $1.4, 0.7, 0.35, 0.2\text{GHz}$ と変化させた画像である。周波数ステップ幅が大きいほどエアリスの影響が出ている。

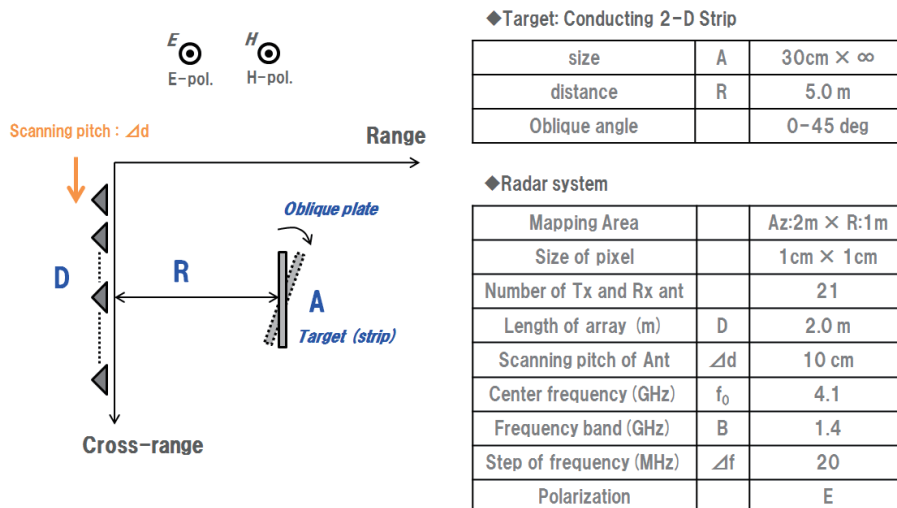


図-23 AFF シミュレーションのパラメータ

Fig.23 Parameters for AFF image simulation.

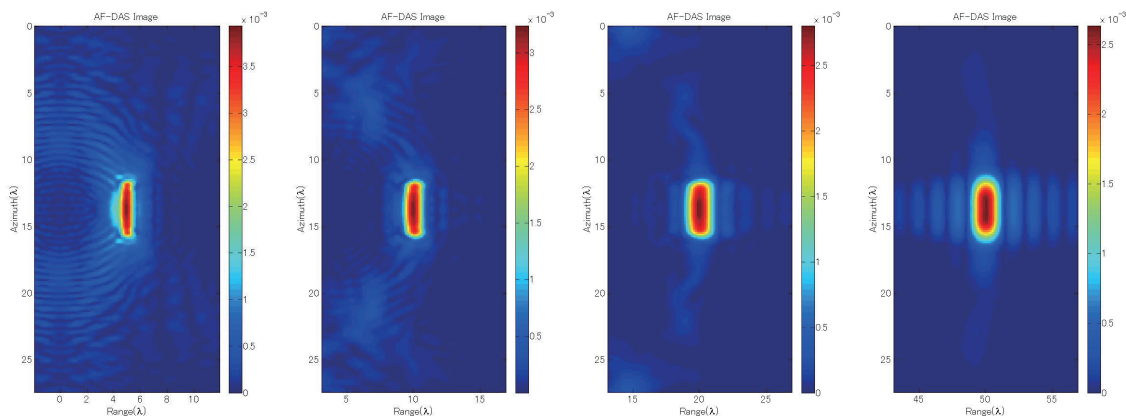


図-24 アンテナとターゲット間距離 R によるストリップ画像の変化, 左より $R = 5\lambda(0.37\text{ m}), 0\lambda(0.74\text{ m}), 20\lambda(1.11\text{ m}), 50\lambda(3.7\text{ m})$

Fig.24 Strip image variation due to distance between antenna and target, $R = 5\lambda(0.37\text{ m}), 0\lambda(0.74\text{ m}), 20\lambda(1.11\text{ m}), 50\lambda(3.7\text{ m})$ from left.

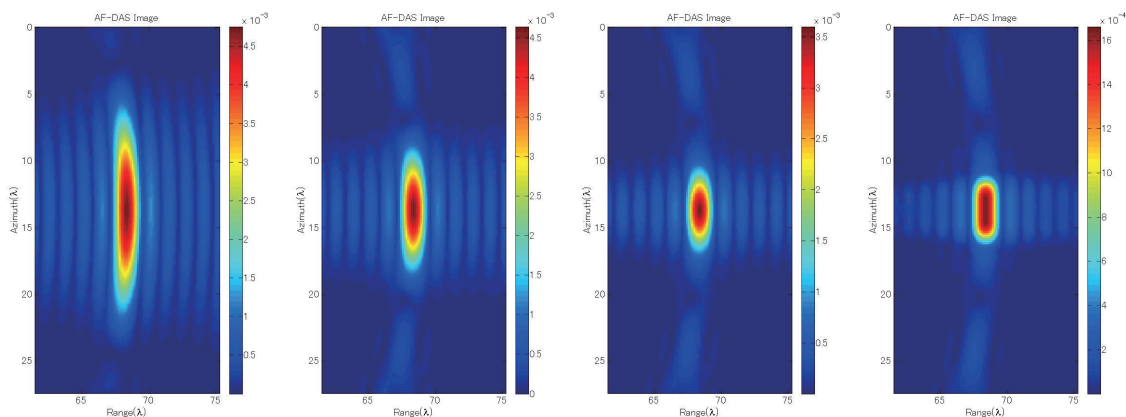


図-25 アンテナ開口長 D によるストリップ画像の変化, 左より $R = 5\lambda(0.37\text{ m}), 10\lambda(0.74\text{ m}), 20\lambda(1.11\text{ m}), 50\lambda(3.7\text{ m})$

Fig.25 Strip image variation due to antenna aperture size D , $R = 5\lambda(0.37\text{ m}), 10\lambda(0.74\text{ m}), 20\lambda(1.11\text{ m}), 50\lambda(3.7\text{ m})$ from left.

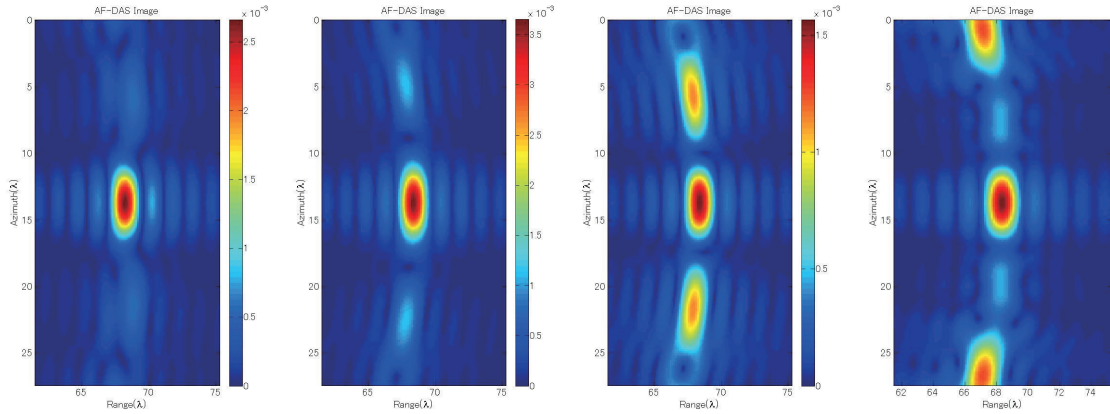


図-26 アンテナ素子間隔 d によるストリップ画像の変化, 左より $d = 0.5\lambda, 1.0\lambda, 2.0\lambda, 5.0\lambda$

Fig. 26 Strip image variation due to antenna element pitch, $d = 0.5\lambda, 1.0\lambda, 2.0\lambda, 5.0\lambda$ from left.

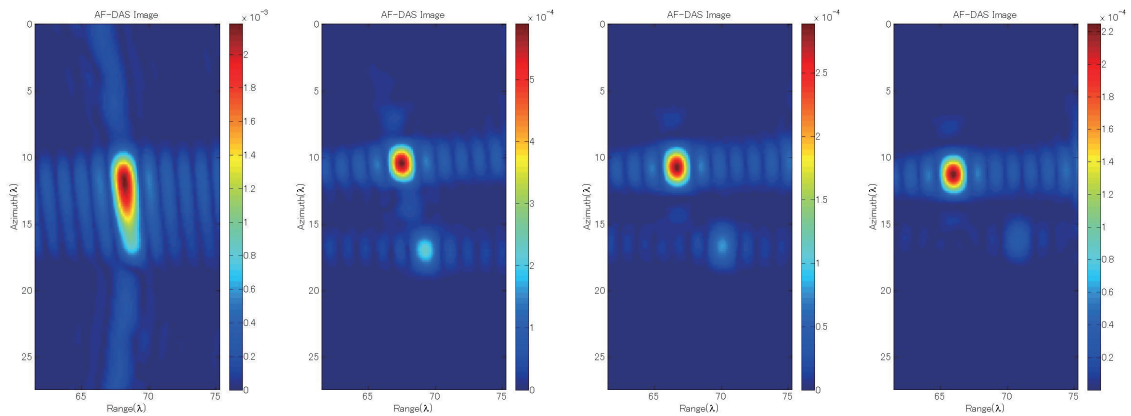


図-27 平板ターゲットの傾き θ によるストリップ画像の変化, 左より $\theta = 5^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$

Fig. 27 Strip image variation due to plate angle θ , $\theta = 5^\circ, 15^\circ, 30^\circ, 45^\circ$ from left.

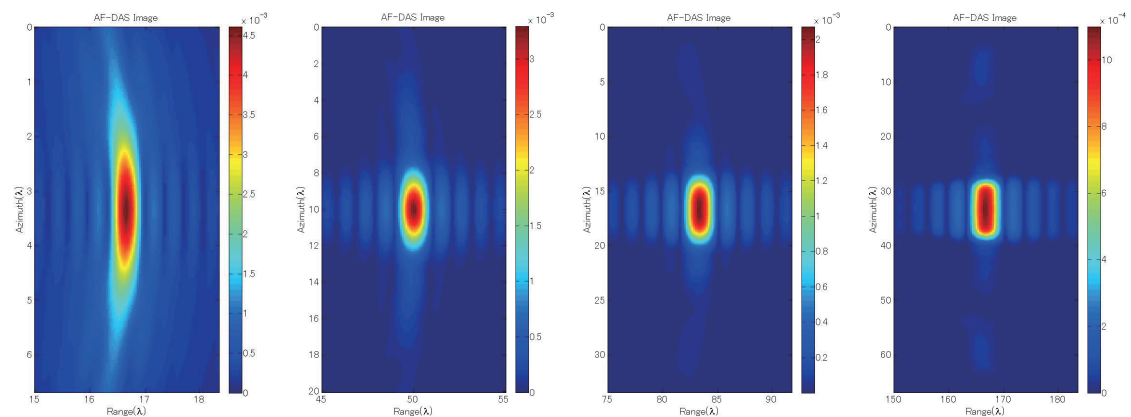


図-28 中心周波数 f_c によるストリップ画像の変化, 左より $f_c = 1 \text{ GHz}, f_c = 3 \text{ GHz}, f_c = 5 \text{ GHz}, f_c = 10 \text{ GHz}$

Fig. 28 Strip image variation due to center frequency, $f_c = 1 \text{ GHz}, f_c = 3 \text{ GHz}, f_c = 5 \text{ GHz}, f_c = 10 \text{ GHz}$ from left.

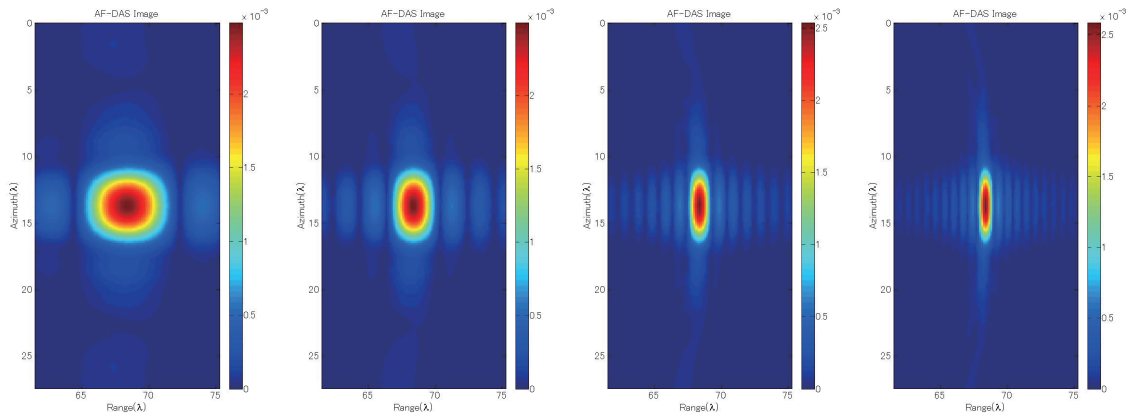


図-29 周波数帯域幅 B によるストリップ画像の変化, 左より $B = 0.5$ GHz, 1.0 GHz, 2.0 GHz, 3.0 GHz

Fig.29 Strip image variation due to band-width, $B = 0.5$ GHz, 1.0 GHz, 2.0 GHz, 3.0 GHz from left.

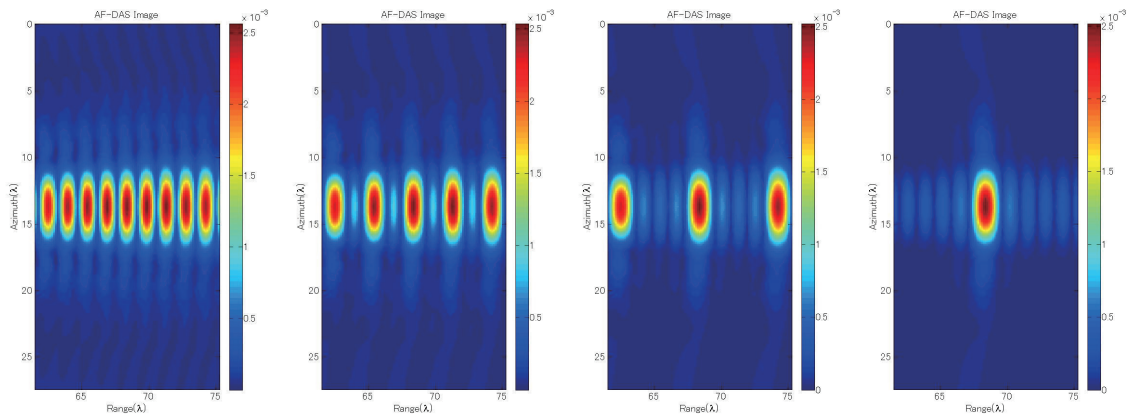


図-30 周波数ステップ幅 f_d によるストリップ画像の変化, 左より $f_d = 1.4$ GHz, 0.7 GHz, 0.35 GHz, 0.2 GHz

Fig.30 Strip image variation due to band-width, $f_d = 1.4$ GHz, 0.7 GHz, 0.35 GHz, 0.2 GHz from left.

