

広帯域対せき形フェルミアンテナを用いた散乱導体の位置推定

中西 研二[†] 佐藤 弘康[†] 澤谷 邦男[†]

[†] 東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻 〒980 8579 仙台市青葉区荒巻字青葉 6 6 05

E-mail: {nakak, sahiro, sawaya}@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし マイクロ波帯で使用可能な広帯域対せき形フェルミアンテナ (Antipodal Fermi Antenna, APFA) の設計を行っている。APFA は軽量, 薄型, 量産性を持つテーパスロットアンテナのひとつであり, 広帯域パルスレーダによるイメージングへの応用が期待できる。本報告では, 2つのモノスタティックパルスレーダを用いた物体の位置推定を目的として, 広角の放射特性を有する構造, 及び高利得特性を有する構造を設計し, 放射パターンのビーム幅と散乱導体位置推定結果との関係を検討している。

キーワード 広帯域, テーパスロットアンテナ, パルスレーダ, 位置推定

Localization of Conducting Scatterer by Using Broad-band Antipodal Fermi Antenna

Kenji NAKANISHI[†], Hiroyasu SATO[†], and Kunio SAWAYA[†]

[†] Department of Electrical and Communication Engineering,
Graduate School of Engineering, Tohoku University
6-6-05 Aramaki-Aza-Aoba, Aoba-ku, Sendai 980 8579 Japan
E-mail: {nakak, sahiro, sawaya}@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Broadband antipodal Fermi antenna that can be used at Microwave band is designed. APFA is one of the tapered slot antennas TSA having properties of low weight, thin structure, easiness of fabrication, and can be used for imaging by broadband pulse radar. This paper describes the design of structures with wide radiation characteristics and high gain characteristics. The relation between beamwidth of radiation pattern and result of localization of conducting scatterer using two monostatic pulse radars are also investigated for localization of metallic object.

Key words broadband, tapered slot antenna, pulse radar, localization

1. ま え が き

近年, 超広帯域 (UWB, Ultra Wide Band) の周波数を用いた通信や計測への期待が高まっている。広帯域を使用することにより高分解能パルスレーダが実現できるので, 銃器, 爆発物の探査などのセキュリティ, 火災, 地震などの災害時における炎, 壁を通しての人命探査など応用は多岐にわたる。

筆者らはこれまで壁を通してリアルタイムに人や物体の形状, 位置を計測する Through wall imaging (TWI) の実現を目指し, 広帯域かつ高利得な対せき形フェルミアンテナ (APFA)[1] を用いた平面及び円形走査時間領域アクティブイメージングについて検討してきた [2-4]。

APFA は軽量, 薄型で, アレー化が容易であるなどの特徴を持つテーパスロットアンテナのひとつであり, 簡易なイメージング装置の実現が期待される。アンテナの平面走査または平面アレーを用いて高分解能のイメージを得る場合, レンズや合成開口法を用いて等価的に広い実効開口面積を持たせる方法が一般的である。文献 [2] では, APFA が単素子で 13dBi 程度の高い利得を持つ特性を利用して, レンズや合成開口法を用いずにイメージを得ることを試みた。

一方, 物体の測位のみ行う場合, いわゆる GPS (Global Positioning System) 技術が有効であり, 広角な範囲に置かれた物体を検知できる広角指向性を有するアンテナが要求される。原理的には 2 個のレーダで 2 次元平面内の

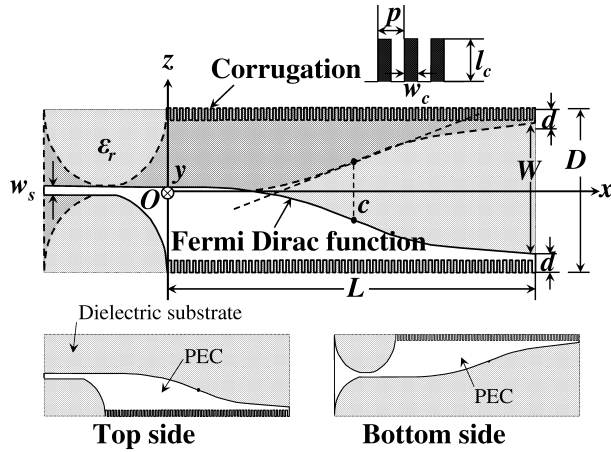


図 1 APFA の構造

表 1 構造パラメータ.

| Name of Model | Model A | | Model B | |
|-----------------------------|---------|---------------------|---------|---------------------|
| Unit | [mm] | $[\lambda_0]$ @6GHz | [mm] | $[\lambda_0]$ @6GHz |
| Length of antenna L | 76 | 1.52 | 200 | 4 |
| Width of aperture W | 30 | 0.6 | 50 | 1 |
| Width of substrate D | 56 | 1.12 | 76 | 1.52 |
| Thickness of substrate h | 0.8 | 0.016 | 0.8 | 0.016 |
| Length of corrugation l_c | 12 | 0.24 | 12 | 0.24 |
| Width of corrugation w_c | 1 | 0.02 | 1 | 0.02 |
| Pitch of corrugation p | 2 | 0.04 | 2 | 0.04 |
| Width of Slot line w_s | 2 | 0.04 | 2 | 0.04 |

物体位置を、3つのレーダで3次元空間における物体位置を求めることができるが、アンテナの放射パターンは利得、ビーム幅及び位相に周波数特性があるため、位置推定結果に及ぼす影響は少ない。特に3次元空間における測位をパルスレーダを用いて行うためには、動作利得の周波数特性が小さいこと、広帯域にわたり群遅延が平坦であることに加え、軸対称指向性も要求される。

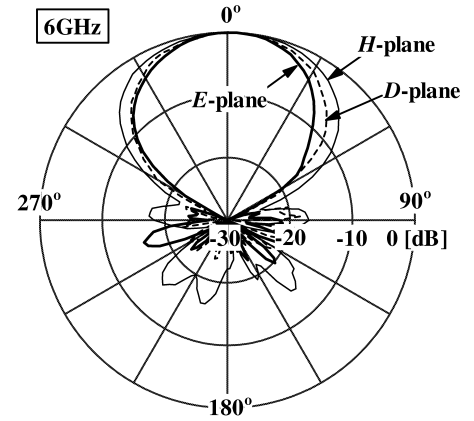
そこで本報告では、2つのモノスタティックパルスレーダを用いた物体の位置推定を目的として、広角の放射特性を有するAPFA、及び高利得特性を有するAPFAを設計し、放射パターンのビーム幅と散乱導体位置推定結果の関係について論ずる。

2. APFA の構造

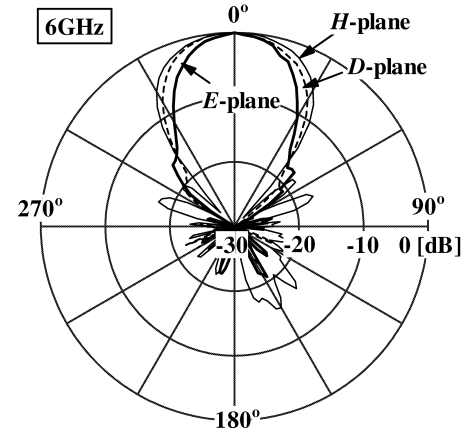
APFAの構造を図1に示す。E面が xz 面、H面が xy 面である。マイクロストリップ線路からテーパバランを介して平行線路に変換し、テーパ部に給電している。テーパ形状はフェルミ関数

$$f(x) = \frac{a}{1 + e^{-b(x-c)}} \quad (1)$$

で与える。ここで、 a, b, c はテーパ形状を決定するパラメータである。 a は開口幅 W の半分($W = 2a$)であり、



(a) Model A



(b) Model B

図 2 6GHzにおけるE面、H面、及びD面の放射パターン (a) Model A, (b) Model B.

c はフェルミ関数の変曲点の x 座標、 b は変曲点位置における接線の傾きを与えるパラメータである。

設計中心周波数を6GHzとし、周波数帯域3GHz-10GHzに対して設計を行った。用いた誘電体基板の比誘電率は $\epsilon_r = 3.3$ である。APFAの設計には、文献[6], [7]の設計論を利用した。設計したAPFAの構造パラメータを表1に示す。Model Bは文献[1]の構造を使用帯域にあわせてスケールし、最低周波数3GHzでコルゲート構造が動作するようにコルゲート長 l_c に調整を加えた構造である。一方、Model Aは広角指向性を得るためにアンテナ長 L を $1.52\lambda_0$ まで減少させ、軸対称指向性が得られるように開口幅 W を調整した構造である。

3. 基礎特性

構造が等しい2つのAPFAを、アンテナ先端の距離 $d = 1.2\text{m}$ 隔てて対向させ、一方のアンテナ先端を回転中心として方位角に対する S_{21} の周波数特性をベクトルネットワークアナライザ(8722ET, Agilent Technologies)を用いて測定し、複素放射パターンを求めた。

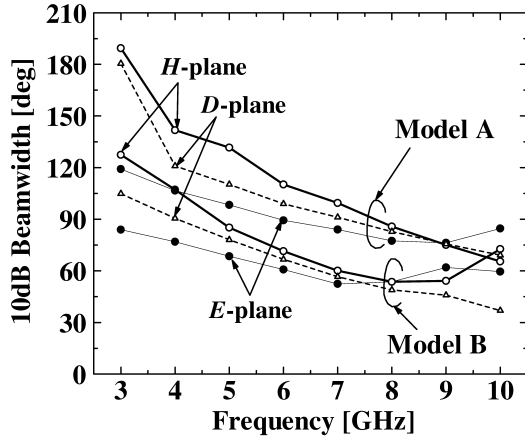
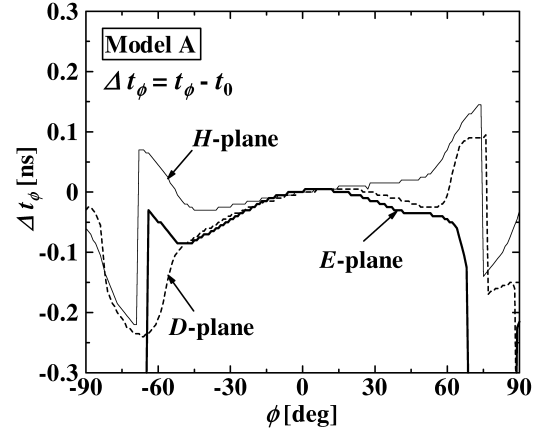


図3 10dB ビーム幅の周波数特性

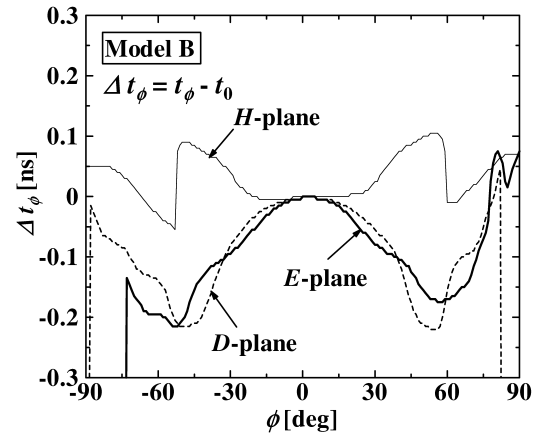
周波数 6GHz において Model A は 9.4dBi, Model B は 12.5dBi の利得が得られ, 両者共に使用帯域内で $VSWR \leq 2$ となる広帯域特性が得られた. 中心周波数 6GHz おける, E 面, H 面, 及び D 面の E_θ 放射パターンを図 2 に示す. ここで D 面は E 面と H 面に対して 45 度の対角面を表す. Model A, B 共に後方放射が小さいパターンが得られ, 概ね軸対称の指向性が得られている. 振幅が 10dB 低下したビーム幅の周波数特性を図 3 に示す. Model A, B 共にビーム幅は周波数が高くなるにつれて減少し, 低周波帯を除いて軸対称指向性が得られた. また, 最大利得が得られる 8GHz 付近において E 面, H 面及び D 面のビーム幅が一致する結果が得られた.

次に, 3GHz-10GHz の帯域で測定した複素振幅をフーリエ逆変換することによりパルス応答を求め, パルスピークの応答時間から遅延パターンを求めた. 帯域制限されたパルス応答は一般にバースト波となるが, パルスピークの応答時間を明確にするため, ヒルベルト変換を用いて包絡線を求めた. Model A と Model B の E 面, H 面及び D 面における遅延パターンを図 4 に示す. パルスピークの遅延時間 t_ϕ とブロードサイド方向の遅延時間 t_0 の時間差 Δt_ϕ を用いて表示した. Model A, Model B 共に ϕ が増加するにつれてパルスピークの応答時間が変化し, 観測面によって異なる遅延特性が得られた. 両者共に $\phi = 60^\circ$ において遅延時間が大幅に変化している. これはパルス応答の歪が強く現れたためである. また, Model A の方が Model B に比べて遅延時間の変化が小さく, 広角特性をもつことがわかる.

Model B の E 面, H 面における $\phi = 36^\circ$ 方向のパルス応答, 及び群遅延の周波数特性を図 5 に示す. パルスピークの応答時間は, $\phi = 0$ に比べて E 面は小さく, H 面はわずかに大きい. このことはアンテナ先端が遅延中心ではないことを意味しており, 図 5(b) の群遅延特性からも理解できる.



(a) Model A



(b) Model B

図4 遅延パターン (アンテナ先端を回転中心とした場合)
(a) Model A, (b) Model B.

パルス応答の遅延時間を用いて物体の位置推定を高精度に行うためには, 遅延パターンが所定の角度範囲で一定となる遅延中心を高精度に求める必要がある. 図 4 の遅延パターンを用いて以下の手順で遅延中心を求めた. 図 6 に示すように, あらかじめアンテナ先端を原点とした座標系においてパルスピークの遅延時間 t_ϕ を測定する. 次にアンテナ先端位置を $y = s_y$ まで移動させて遅延パターンが一定となる位置を次式により求める.

$$\int_{-\phi_m}^{\phi_m} \{ct'_\phi - (ct_0 - s_y)\}^2 d\phi \rightarrow \min \quad (2)$$

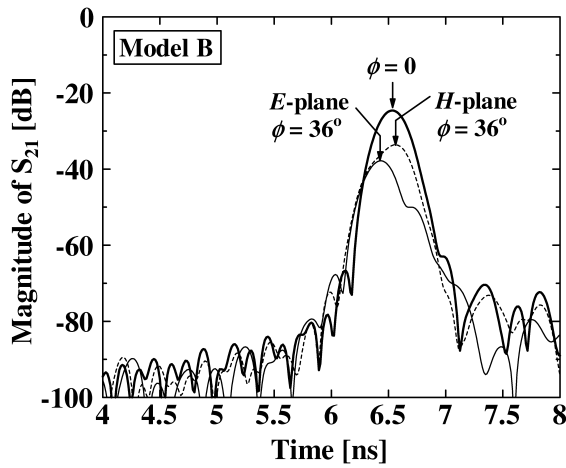
ここで, ϕ_m は積分範囲の最大値であり, t'_ϕ は余弦定理を用いて

$$ct'_\phi = \sqrt{s_y^2 + (ct_\phi)^2 - 2s_y(ct_\phi) \cos \phi} \quad (3)$$

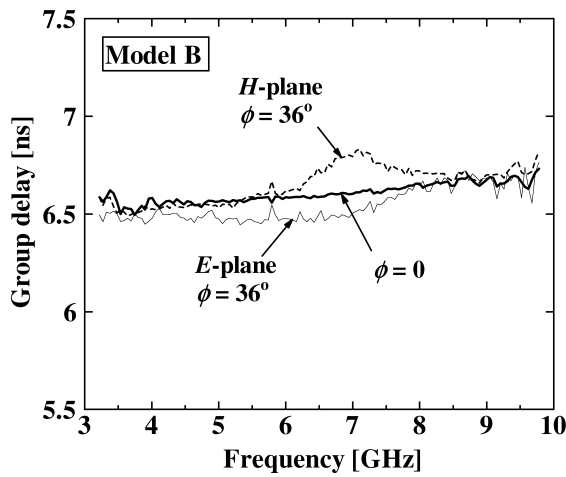
で与えられ, 遅延中心 d_y は図 1 の座標系において

$$d_y = L - s_y \quad (4)$$

と求まる. 得られた遅延中心 d_y を表 2 に示す.



(a) パルス応答波形



(b) 群遅延の周波数特性

図5 ブロードサイド ($\phi = 0^\circ$), 及び $\phi = 36^\circ$ におけるパルス応答波形及び群遅延の周波数特性 (Model B)

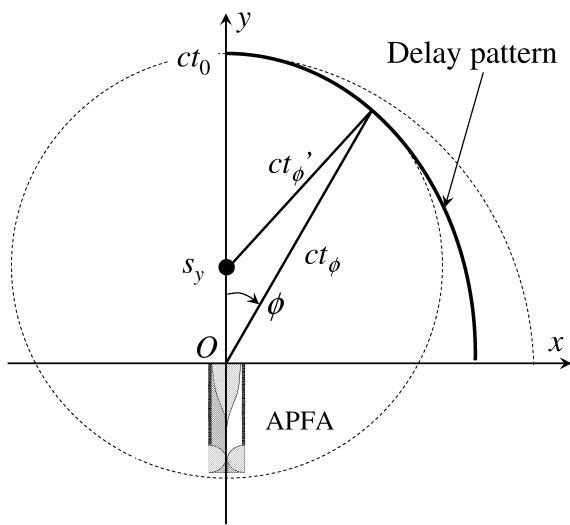


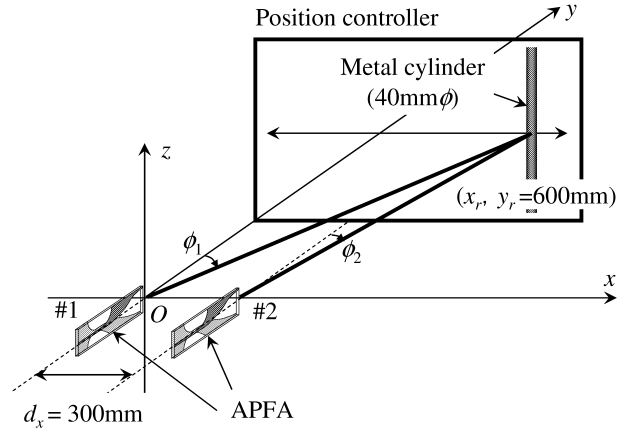
図6 遅延パターンとアンテナ回転中心 $(x, y) = (0, s_y)$ の関係

4. 位置推定実験

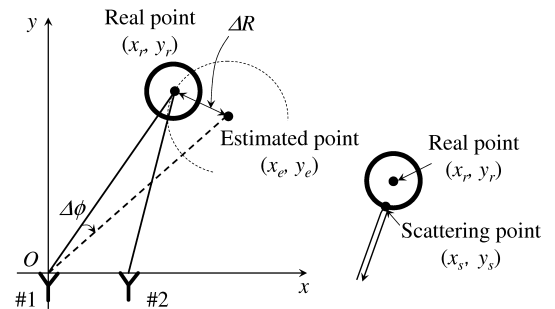
APFA を用いて 2 組のモノスタティックパルスレーダ

表2 図1の座標系における遅延中心位置.

| Name of Model | Model A | | | Model B | | |
|-------------------------|---------|----|----|---------|----|-----|
| Plane | E | D | H | E | D | H |
| Delay center d_y [mm] | 13 | 30 | 78 | 12 | 60 | 265 |



(a) 実験系



(b) 推定位置誤差の定義

図7 位置推定の実験系及び推定位置誤差 ΔR , $\Delta \phi$ の定義

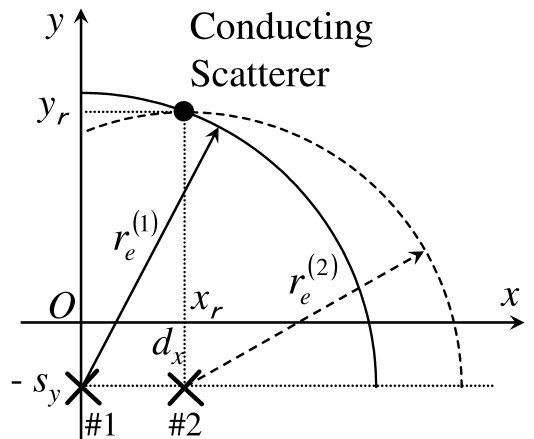
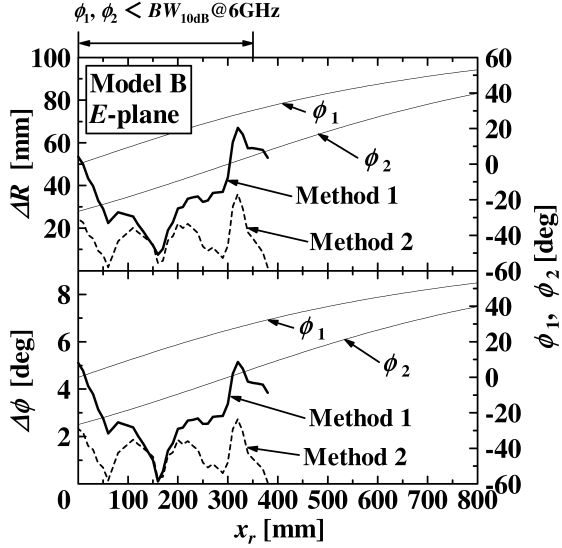
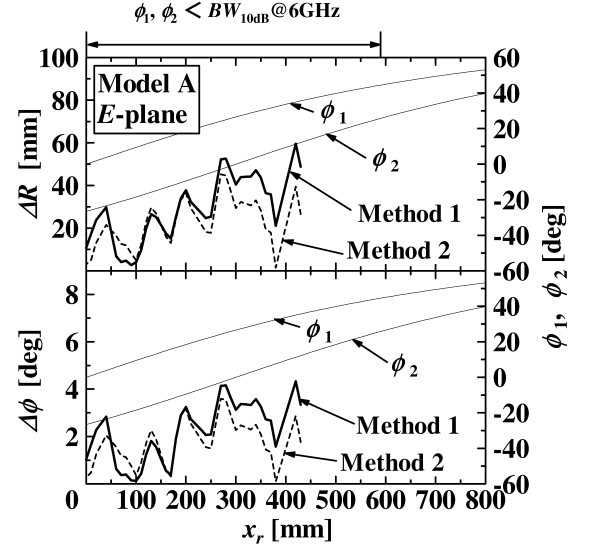


図8 2次元位置推定法

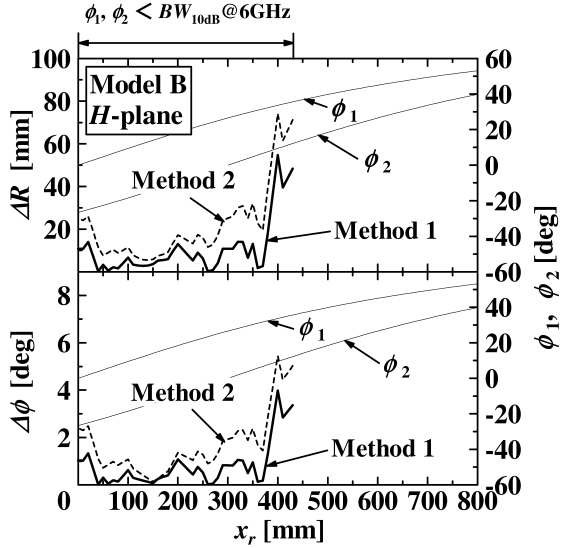
を構成し、半径 20mm の円筒導体の E 面及び H 面内 2 次元位置推定実験を行った。前節において、Model A の APFA は広角特性を有し、Model B の APFA は高利得特性を有することが明らかとなったので、両者の放射特性の差と位置推定結果の関係について検討を行う。



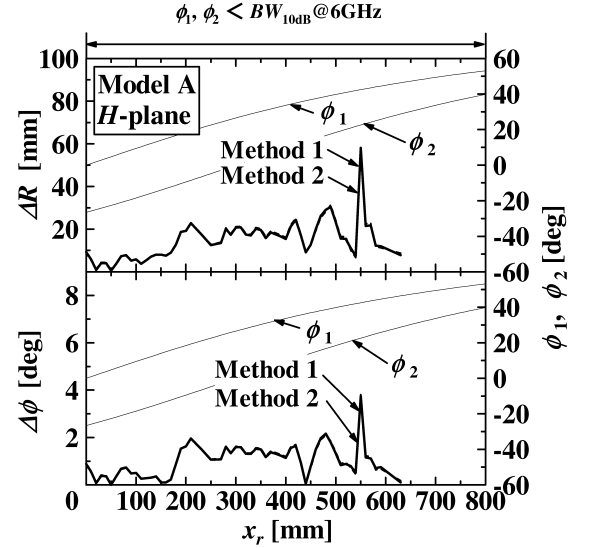
(a) E-plane



(a) E-plane



(b) H-plane



(b) H-plane

図9 APFA #1, APFA #2 に Model B を用いたときの位置推定結果 (a) E-plane, (b) H-plane.

図10 APFA #1, APFA #2 に Model A を用いたときの位置推定結果 (a) E-plane, (b) H-plane.

図7(a)に位置推定の実験系を示す．ここで円筒導体の中心位置を実点 (x_r, y_r) とおく．円筒導体をポジションコントローラーに設置し, $x_r=0, y_r=600\text{mm}$ から $x_r=800\text{mm}, y_r=600\text{mm}$ まで x 軸に沿って 10mm 間隔で走査した．APFA は xy 面内に配置し, 垂直偏波と水平偏波の両方を用いた．原点に置かれた APFA #1, 及び $x=300\text{mm}, y=0$ に置かれた APFA #2 の円筒導体走査位置に対するそれぞれの複素反射係数 S_{11} の周波数特性を測定した．パルス応答は $3\text{GHz} - 10\text{GHz}$ の帯域に対する S_{11} の周波数応答をフーリエ逆変換して求めた．このとき得られるパルスピークの応答時間は, 円筒導体表面の散乱点に対する時間であり, 推定点を求める際には円筒導体の半径分の時間を加えた．位置推定精度の評価としては, 図

7(b)に示すような推定点と実点の距離誤差 ΔR , 及び推定点と実点の角度誤差 $\Delta\phi$ を導入した． $\Delta R, \Delta\phi$ の式をそれぞれ以下に示す．

$$\Delta R = \sqrt{(x_e - x_r)^2 + (y_e - y_r)^2} \quad (5)$$

$$\Delta\phi = \left| \tan^{-1} \frac{y_e}{x_e} - \tan^{-1} \frac{y_r}{x_r} \right| \quad (6)$$

図8に2次元位置推定法を示す．APFA #1, #2 におけるパルスピークの応答時間 $t_p^{(1)}, t_p^{(2)}$ から, 半径をそれぞれ $r_e^{(1)}, r_e^{(2)}$ とする円が得られ, それらの円の交点を推定点 (x_e, y_e) とする．推定点 (x_e, y_e) は次式で与えられる．

$$x_e = \frac{r_e^{(1)2} - r_e^{(2)2} + d_x^2}{2d_x} \quad (7)$$

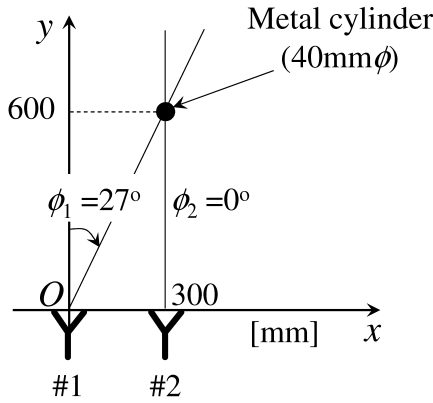


図 11 円筒導体位置が $(x_r, y_r)=(300\text{mm}, 600\text{mm})$ の場合 (Model B, E -plane)

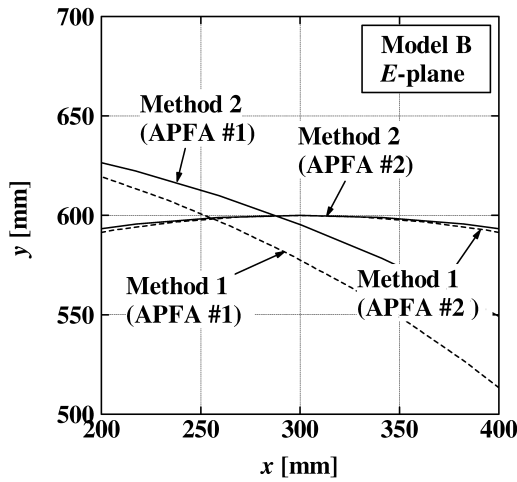


図 12 手法 , 手法 を用いたときの推定点の比較 $((x_r, y_r)=(300\text{mm}, 600\text{mm}), \text{Model B, } E\text{-plane})$

$$y_e = \pm \sqrt{r_e^{(1)2} - x_e^2} + s_y \quad (8)$$

ここで, $r_e^{(1)}$, $r_e^{(2)}$ は光速 c , アンテナ内伝搬時間 τ , 及びアンテナ移動量 s_y を考慮すると,

$$r_e^{(i)} = c(t_p^{(i)} - \tau)/2 - s_y, i = 1, 2 \quad (9)$$

で与えられる．また, 円の交点は 2 組求まるが, Model A, B 共に後方放射が小さいことから, $y > 0$ の点を推定点とする．異なる 2 つの円の交点を求める位置推定法として手法 と手法 を用いた．手法 は, $s_y=0$ すなわちアンテナ先端を遅延中心とした場合で, このとき円の中心はアンテナ先端となる．また, 手法 は円の中心を遅延中心とする場合で, 前節の図 6 から遅延中心は $-s_y$ で与えられる．

APFA #1, #2 を Model B または Model A としたときの円筒導体走査位置に対する位置推定結果をそれぞれ図 9, 図 10 に示す．図中には手法 , 手法 を用いた場合のそれぞれの ΔR , $\Delta\phi$, 及び APFA #1, #2 からそれぞれ円筒導体を見込む角度 ϕ_1 , ϕ_2 を共に示す．以下に

Model の違い, また観測面の違いによる推定結果の比較結果を述べる．

- 推定可能領域 は 6GHz において, 各 Model, 各観測面の全てで $\phi_1, \phi_2 < 10\text{dB}$ ビーム幅の範囲である．
 - 各 Model とも, E 面よりも H 面の方が広角な位置まで推定が可能である．これは各 Model ともに 10dB ビーム幅が E 面 $<$ H 面のためである．
 - Model A は広角特性を有しているため, 各観測面において Model B よりも広角な位置推定が可能である．
- 手法 と手法 の違いによる推定結果の比較検討については, 図 11 に示すような円筒導体位置が特定の点 $(x_r, y_r)=(300\text{mm}, 600\text{mm})$ にあり, APFA #1, #2 を Model B としたときの E 面内位置推定を行った場合を検討する．図 12 に手法 , を用いたときの推定点を示す．推定された位置は手法 の場合 $(x_e, y_e)=(256\text{mm}, 598\text{mm})$, 手法 の場合 $(x_e, y_e)=(288\text{mm}, 600\text{mm})$ であり, 手法の方が高精度な結果であった．手法 はアンテナの正面方向に対して遅延が大きくなる広角方向において効果が大きく現れるといえる．

5. まとめ

マイクロ波帯で使用可能な広帯域 APFA の設計を行い, アンテナのビーム幅と位置推定結果の関係について詳細に検討を行った．その結果, 概ね 10dB ビーム幅の範囲に散乱導体が存在すれば位置推定が可能であり, さらに, 遅延中心を考慮した位置推定法を適用することにより高精度化が図れることがわかった．

文 献

- [1] Y. Takagi, H. Sato, Y. Wagatsuma, K. Sawaya and K. Mizuno, "Study of high gain and broadband antipodal Fermi antenna with corrugation," International Symposium on Antennas and Propagation, vol. 1, pp. 69-72, Sendai, Japan, 2004.
- [2] H. Sato, Y. Takagi, Y. Wagatsuma, K. Mizuno, and K. Sawaya, "Time Domain Characteristics of Broadband Antipodal Fermi Antenna And Its Application To Through-wall Imaging," International Symposium on Antennas and Propagation, vol. 1, pp. 338-390, Seoul, Korea, 2005.
- [3] 中西 研二, 佐藤 弘康, 澤谷 邦男, "広帯域 APFA を用いた円形走査時間領域アクティブイメージングの実験的検討," 電子情報通信学会技術報告, AP2005-158, pp.117-120, 福岡, 2006.
- [4] H. Sato, K. Nakanishi and K. Sawaya, "Experimental Study of Circular-Scan Time-Domain Active Imaging by Using Broadband Antipodal Fermi Antenna," 2006 IEEE AP-S International Symposium, Albuquerque, NM, pp. 901-904, July 2006.
- [5] 中西 研二, 佐藤 弘康, 澤谷 邦男, "UWB レーダ用対せき形フェルミアレーアンテナの放射特性," 平成 18 年度電気関係学会東北支部連合大会, 1B-10, 2006.
- [6] 佐藤 弘康, 新井 直人, 我妻 嘉彦, 澤谷 邦男, 水野 皓司, "コルゲート構造付ミリ波フェルミアンテナの設計," 信学論 (B), vol.J86-B, no.9, pp.1851-1859, Sep. 2003.
- [7] 佐藤 弘康, 澤谷 邦男, 我妻 嘉彦, 水野 皓司, "コルゲート構造付フェルミアンテナの広帯域 FDTD 解析," 信学論 (B), vol.J88-B, no.9, pp.1682-1692, Sep. 2005.