

自己相関関数応答と対せき形フェルミアンテナアレーを用いた マイクロ波アクティブイメージングに関する研究

石原 昌[†] 小野 康博[†] 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: {ishihara, onoy, sahiro, sawaya}@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 近年, 計測の分野において, 広帯域の周波数を用いるパルスレーダが期待されている. 広帯域の周波数を用いてリアルタイムに物体の形状, 位置を推定するための手法として, 自己相関関数応答を用いた手法を既に提案した. 本報告では, 送受に対せき形フェルミアンテナを用いて準モノスタティックレーダを構成し, 提案手法を Through-Wall-Imaging に応用した結果を述べる.

キーワード 広帯域, テーパーロットアンテナ, パルスレーダ, 自己相関関数応答, Through-Wall-Imaging

Research of Microwave Active Imaging by Using Auto Correlation Function and Fermi Antenna Array

Masashi ISHIHARA[†], Yasuhiro ONO[†], 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: {ishihara, onoy, sahiro, sawaya}@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract Pulse radar using broad-band frequency is expected as a high-resolution radar for estimation of shape and localization of object. We have proposed a method using Auto Correlation Function(ACF). Antipodal fermi antennas(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. In this report, we applied the proposed method to Trough-Wall-Imaging by using APFA and constructing quasi-monostatic radar.

Key words Broad-band, Tapered Slot Antenna, Pulse Radar, Auto Correlation Function, Trough-Wall-Imaging

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. 筆者らはこれまで広帯域かつ高利得な対せき形フェルミアンテナ (APFA) [1] を開発し, APFA の平面走査, または円形走査による散乱導体のアクティブイメージング, 及び散乱導体の位置推定に応用した [2],[3],[4],[5]. 文献 [4] では, 散乱導体からの散乱波成分を含む広帯域複素反射係数をフーリエ逆変換することによりパルス応答を求め, 散乱波パルスの遅延時間を利用して位置推定を行った.

しかしながら, これまでの手法では, 散乱界を測定するために, 各アレー素子において RF ミキサ, 広帯域 90

度移相器, 広帯域 RF スイッチ (MEMS 等) が必要となり, システムが高価になってしまう欠点があった. そこで, 文献 [6] では装置の低コスト化を図るため, 自己相関関数応答を用いたアクティブイメージングの手法を提案した.

本報告では, 低コスト Trough Wall Imaging システムの開発を目的として, 対せき形フェルミアンテナアレー, 及び自己相関関数応答 (Auto Correlation Function:ACF) を用いて Trough Wall Imaging を行った結果を報告する.

2. 送受 APFA の基本特性

2.1 APFA の構造

Trough Wall Imaging で用いた APFA を図 1 に示す.

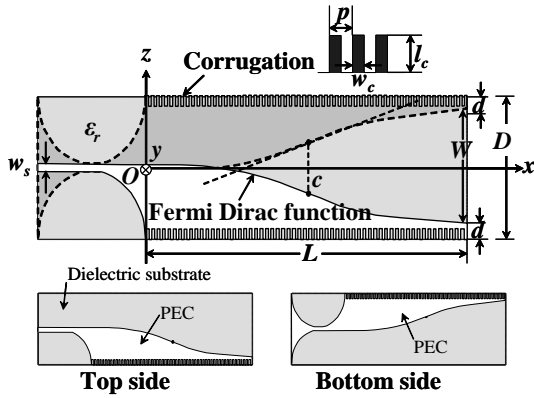


図1 APFAの構造.

表1 構造パラメータ.

Unit	[mm]	$[\lambda_0]@10\text{GHz}$
Length of antenna L	120	4
Width of aperture W	30	1
Width of substrate D	42	1.4
Thickness of substrate h	0.8	0.026
Length of corrugation l_c	5	0.17
Width of corrugation w_c	0.8	0.026
Pitch of corrugation p	1.6	0.053
Width of Slot line w_s	2	0.067

また、構造パラメータを表1に示す。設計中心周波数を10GHzとし、周波数帯域6GHz-18GHzに対して設計を行った。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、 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。

2.2 H面配列送受APFA

イメージングで用いたH面配列送受APFAの構成を図2に示す。アンテナ間隔 D_H が10mm, 40mmの2通りについてイメージングを行った。送受APFAの素子間相互結合を図3に示す。10GHz以降において、 $D_H=40\text{mm}$ の場合に比べ、 $D_H=10\text{mm}$ の場合は素子間相互結合が最大で30dBほど大きくなっていることが分かる。次に、動作利得を図4に示す。10GHzにおける動作利得は、単素子の場合に比べ、 $D_H=40\text{mm}$, $D_H=10\text{mm}$ の場合ではそれぞれ0.6dB, 1.6dB低下した。これは素子間相互結合によるものと考えられる。また、送受APFAのアレー素子パターンを図5に示す。E面においては、素子間相互結合の強い $D_H=10\text{mm}$ の場合においても単素子とほぼ一

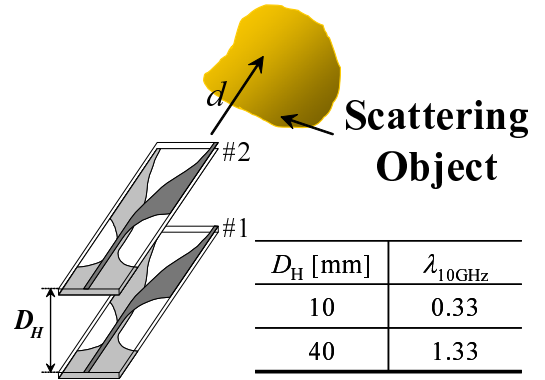


図2 H面配列送受APFA.

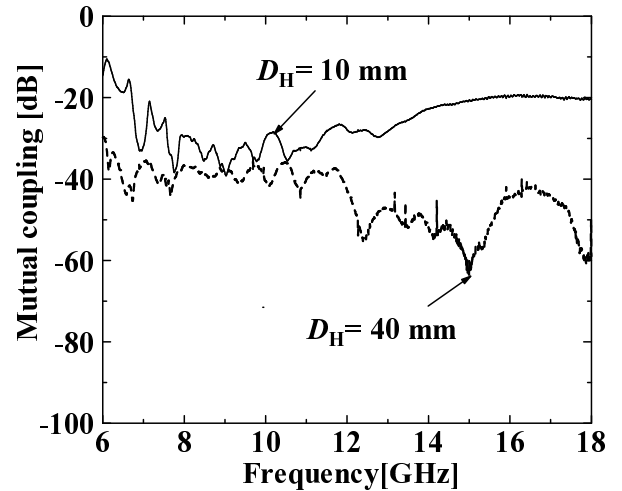


図3 素子間相互結合.

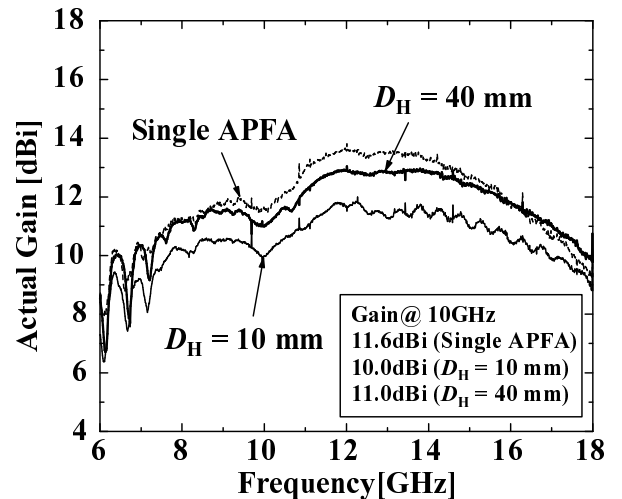
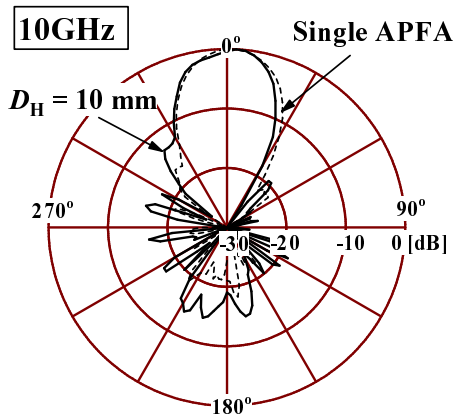
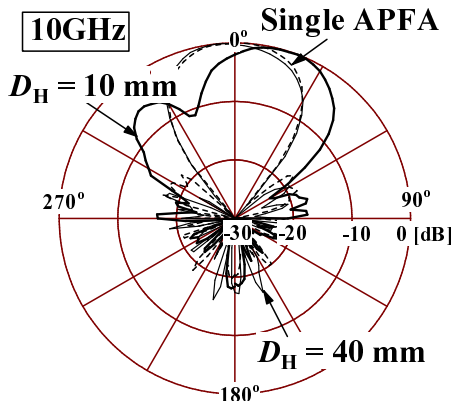


図4 動作利得.

致するアレー素子パターンが得られたことから、素子間相互結合の影響は弱いと考えられる。一方、H面においては、素子間相互結合の弱い $D_H=40\text{mm}$ の場合は単素子の場合とほぼ一致しているが、結合の強い $D_H=10\text{mm}$ の場合はビームがチルトし、ビーム幅が広がっている。この傾向は全周波数帯において見られた。図6は、アレー



(a) E-plane



(b) H-plane

図5 アレー素子パターン.

素子の H 面遅延パターンであり、アンテナ正面方向からのパルス到達時間を 0 としたとき、角度方向でどれだけ遅延時間がずれているかを表した t_ϕ と光速 c の積を距離のずれとして表したものである。単素子の場合と併せて示してあるが、 $D_H=10\text{mm}$ の場合は $|\phi|$ が小さい範囲においては単素子の場合とほぼ一致している。これより、広帯域特性の積分として得られるパルス応答の遅延パターンは概ね良好であり、 $D_H=10\text{mm}$ の場合に広帯域において見られたビームチルトによる影響は小さいものと考えられる。図 7 に、素子間相互結合をフーリエ逆変換することにより得られた直接結合のパルス応答を示す。 $D_H=10\text{mm}$ の場合は単峰性のシングルピークとなっており、サイドローブとの比が大きくなっている。一方、 $D_H=40\text{mm}$ の場合はサイドローブとの比が小さい。これは、群遅延特性の劣化によるものと考えられる。

3. H 面配列送受 APFA を用いたアクティブイメージング

3.1 自己相関関数応答の適用法

本論文では、イメージングを従来手法のパルス応答 $f(t)$ によるものではなく、自己相関関数応答 $C(t)$ によって

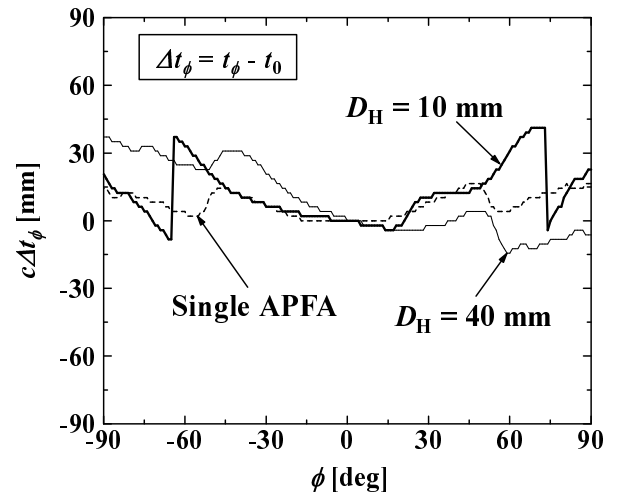


図6 遅延パターン.

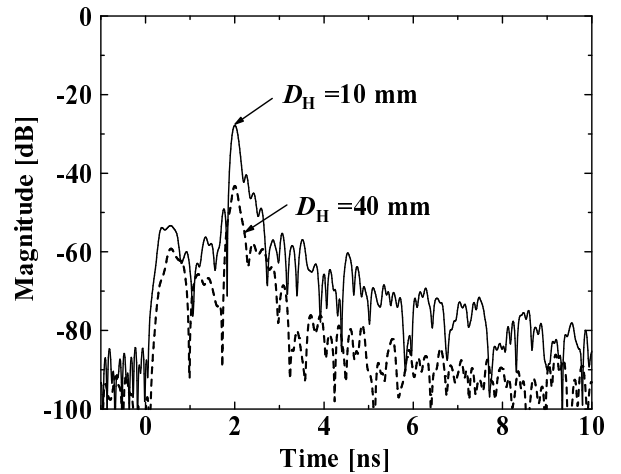


図7 直接結合のパルス応答.

行っている。 $C(t)$ は $f(t)$ の畳み込み、またはパワースペクトルのフーリエ逆変換として以下のように定義される。

$$C(t) = \int_{-\infty}^{\infty} f(\tau)f(t-\tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 e^{j\omega t} d\omega \quad (2)$$

実験において自己相関関数応答を得る送受信系を図 8 に示す。広帯域に渡り周波数挿引された CW を散乱体に向けて送信し、受信波をショットキーバリアダイオード (SBD)、AD コンバータによって二乗検波することによりパワースペクトルを得ることが出来る。この受信系では振幅情報のみ利用するため、受信回路の簡略化、低コスト化が図れるというメリットがある。

3.2 時間領域アクティブイメージング

上述した H 面配列送受 APFA を二次元平面でスキャンすることにより、ベニヤ板のついたてを介したイメージングを行った。測定系の構成と寸法を図 9 に示す。導体柱で支持されたベニヤ板のついたての後方に導体柱で支持された導体定規と木材柱が置かれている。観測面を $y = 0$ 平面の $1\text{m} \times 1\text{m}$ の領域とし、 x 方向と z 方向共

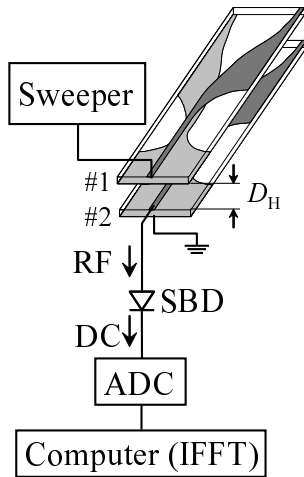


図 8 実験における送受信系 .

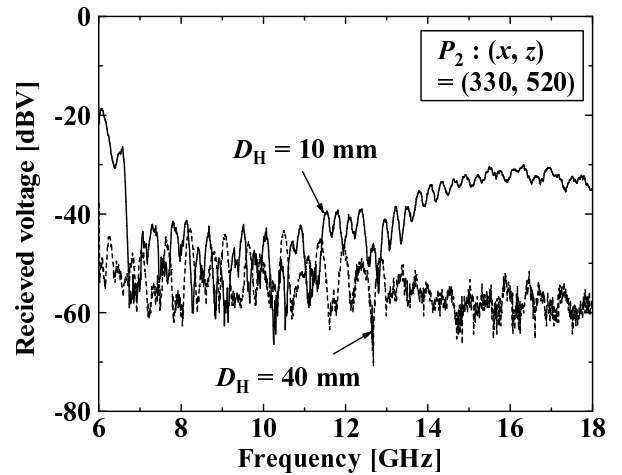


図 10 P_2 における受信電圧波形 .

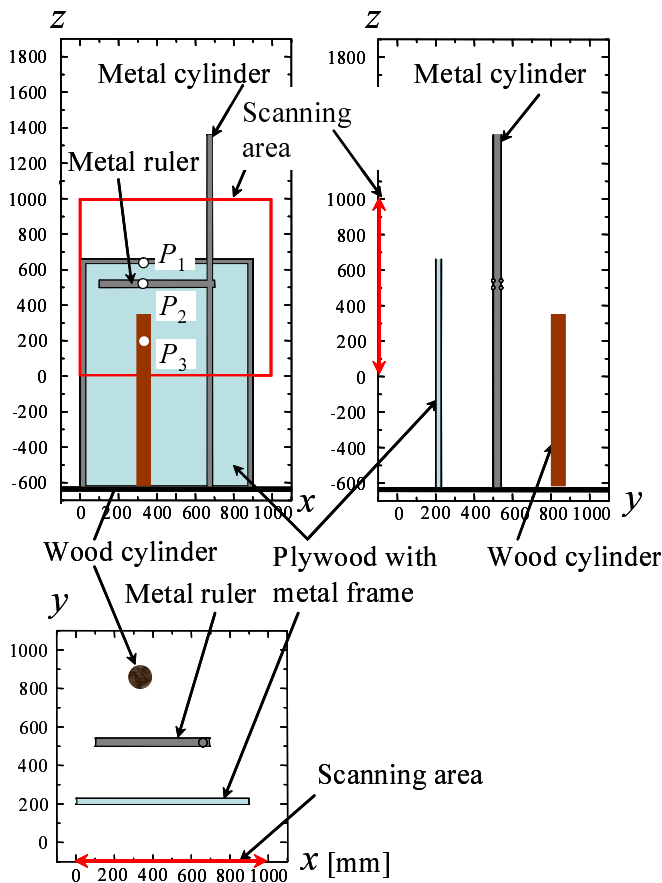


図 9 測定系の構成と寸法 .

に 1cm 刻みで受信電圧 $|F(\omega)|$ を測定した。図中の観測点 $P_2(x=330\text{mm}, y=0, z=520\text{mm})$ における受信電圧波形を図 10 に示す。 $D_H=10\text{mm}$ の場合は、散乱体の存在により受信電圧に小さな振動が観測された。一方、 $D_H=40\text{mm}$ の場合は広帯域にわたり受信電圧が小さい。また、 P_2 で得られた受信電圧の二乗をフーリエ逆変換して得られた自己相関関数応答波形を図 11 に示す。最大値で規格化してある。 $D_H = 40\text{mm}$, $D_H = 10\text{mm}$ の各場合において

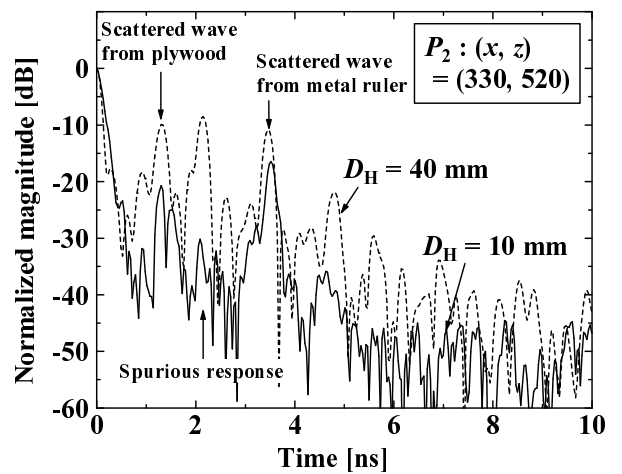


図 11 P_2 における自己相関関数応答波形 .

$t=1.3\text{ns}(y=195\text{mm})$, $t=3.3\text{ns}(y=494\text{mm})$ 付近でそれぞれベニヤ板、導体定規からの散乱波を得た。木材柱からの散乱波は小さいために、良く認識できていない。また、 $D_H=10\text{mm}$ の場合に比べ、 $D_H=40\text{mm}$ の場合は実際の散乱波ではない応答(スプリアス応答)の振幅が、例えば $t=2.15\text{ns}(y=322\text{mm})$ 付近で大きくなっていることが分かる。 $D_H = 40\text{mm}$, $D_H = 10\text{mm}$ の各場合の $t=1.33\text{ns}$, $t=2.15\text{ns}$, $t=3.29\text{ns}$ における観測面の自己相関関数応答の振幅分布を図 12 , 13 にそれぞれ示す。 $D_H = 40\text{mm}$, $D_H = 10\text{mm}$ の各場合において、 $t=1.33\text{ns}$ のときは導体枠付きベニヤ板、 $t=3.29\text{ns}$ のときは導体柱と導体定規のイメージが得られており、ベニヤ板による減衰の影響は小さいと考えられる。また、 $t=2.15\text{ns}$ は、光速 c をかけて距離に換算すると $y=322\text{mm}$ に相当し、実際には散乱体のない位置である。その時間のイメージは、 $D_H = 40\text{mm}$ の場合はスプリアス応答による虚像が強く観測されていることが分かるが、 $D_H = 10\text{mm}$ の場合はその虚像が抑えられていることが分かる。

3.3 スプリアス応答の低減

ここで、 $D_H=10\text{mm}$ とした場合にスプリアス応答が低減され、虚像が抑えられた理由について考察する。式2で表される自己相関関数応答について、パルス応答 $f(t)$ を散乱体による散乱波として、

$$f(t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l \delta(t - t_l) \quad (3)$$

とする。ここで α_l と t_l は、それぞれのパルスの振幅と遅延時間を表し、 L は散乱体の個数、もしくは多重反射の数に相当する。式(3)を式(2)に代入することにより、 $C(t)$ は

$$\begin{aligned} C(t) &= \sum_{i=1}^L \sum_{j=1}^L \alpha_i \alpha_j \delta(t - t_j + t_i) \\ &= \left(\sum_{l=1}^L \alpha_l^2 \right) \delta(t) \\ &\quad + \sum_{j=2}^L \alpha_1 \alpha_j \delta(t - t_j + t_1) \\ &\quad + \sum_{i=2}^{L-1} \sum_{j=i+1}^L \alpha_1 \alpha_j \delta(t - t_j + t_i) \end{aligned} \quad (4)$$

と展開され、第1項と第2項の実際の遅延時間に対応する応答と、第3項の実際の遅延時間に対応しない応答、すなわちスプリアス応答に分けることが出来る。 t_1 に対応するパルス α_1 が相対的に他のパルスよりも大きくない場合、自己相関関数応答ではスプリアス応答は相対的に大きく出るため、実際の散乱波との見分けが困難となるが、 α_1 を他のパルスより大きくすることにより、実際の遅延時間に対応するパルスの振幅もスプリアス応答に対して大きくすることができ、見分けが可能となる。図7より、 $D_H=10\text{mm}$ の場合は、この t_1 に対応するパルス、すなわち直接結合のパルスの振幅が $D_H=40\text{mm}$ の場合に比べて大きいため、相対的にスプリアス応答が小さくなり虚像が抑えられたものと考えられる。

4. ま と め

H 面配列送受 APFA の基本特性を測定し、自己相関関数応答を用いてイメージングを行った。アレー素子パターンが広帯域にわたりビームチルトしているが、遅延パターンを見ることにより、その影響が小さきことがわかった。また、アンテナ間隔 D_H を小さくして直接結合のパルス応答を大きくすることにより、イメージングの際に得られる虚像を抑えることが出来た。

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] 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, Jul. 2006.
- [4] 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, 秋田, Aug. 2006.
- [5] 中西 研二, 佐藤 弘康, 澤谷 邦男, "広帯域対せき形フェルミアレーアンテナを用いた散乱導体の位置推定," 電子情報通信学会技術研究報告, AP2006-110, pp.1-6, 福井, Jan. 2007.
- [6] H. Sato, K. Sawaya, "Broadband Active Imaging Method Using Auto-Correlation Pulse Response," International Symposium on Antennas and Propagation, Singapore, 2006.

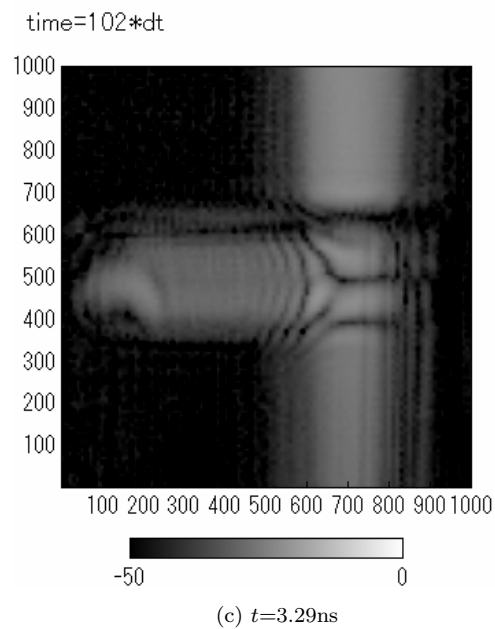
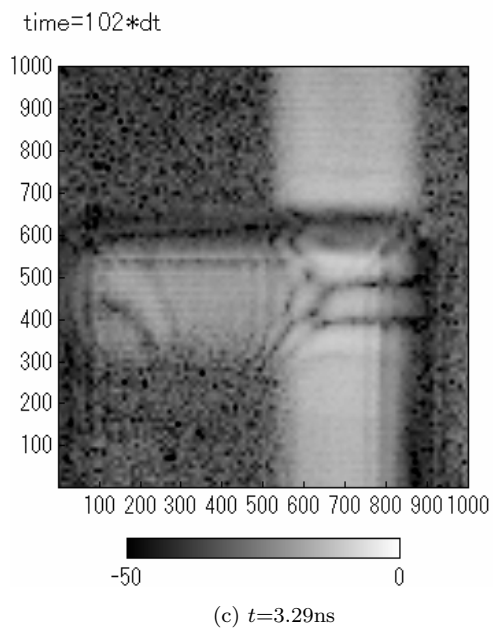
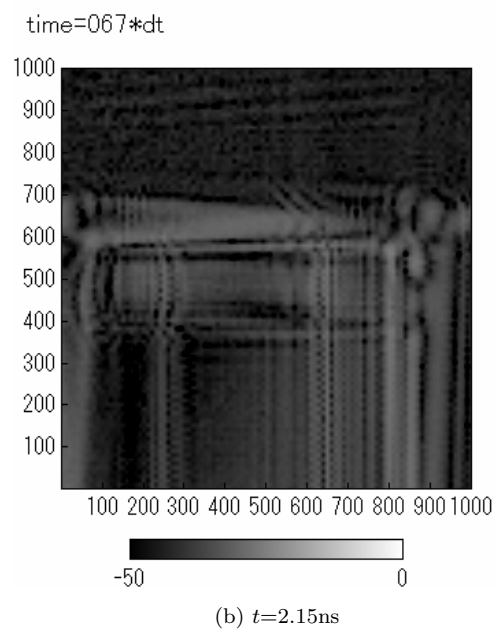
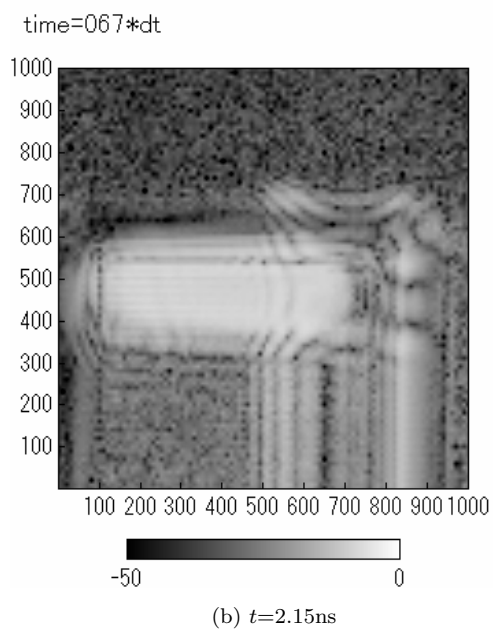
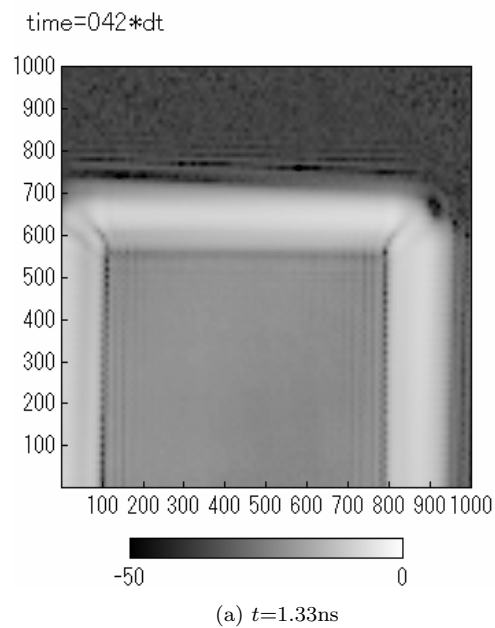
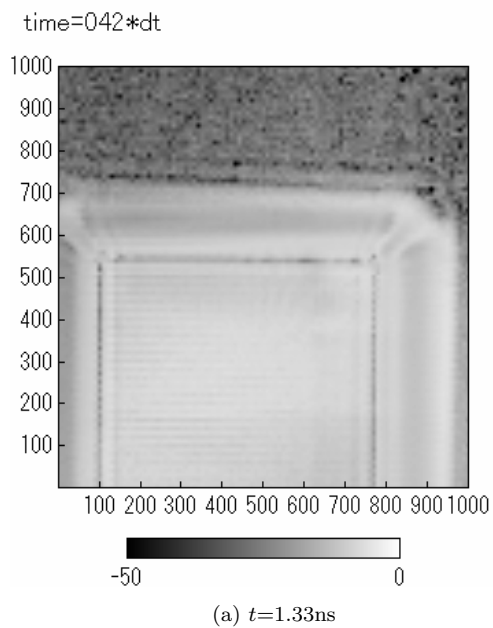


図 12 $D_H=40\text{mm}$ の場合のイメージング結果.

図 13 $D_H=10\text{mm}$ の場合のイメージング結果.