

ミリ波パッシブイメージング用アレーアンテナの FDTD 解析

村上 仁康[†] 佐藤 弘康[†] 澤谷 邦男[†] 水野 皓司^{††}

[†] 東北大学大学院工学研究科電気・通信工学専攻

^{††} 東北大学電気通信研究所

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

FDTD Analysis of Array Antenna for Milli-wave Passive Imaging

Yoshiyasu MURAKAMI[†], Hiroyasu SATO[†], Kunio SAWAYA[†], and Koji MIZUNO^{††}

[†] Department of Electrical and Communication Engineering,
Graduate School of Engineering, Tohoku University

^{††} Research Institute of Technology, Tohoku University
E-mail: {mura, sahiro, sawaya}@ecei.tohoku.ac.jp

1. ま え が き

物体はその絶対温度に比例する電力の熱雑音を放射しており、そのミリ波成分を広帯域にわたって受信し、これを検波・増幅して像を得るミリ波パッシブイメージングの実用化が期待されている [1], [2]。応用分野としては、人体、植物などの生体情報の取得、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多岐にわたる。受信信号が熱雑音というきわめて微弱なものであるため、低雑音増幅器、高感度検波器に加え、高効率のレンズアンテナが要求される。さらに像をリアルタイムで得るためにはレンズの焦点面におけるアンテナの機械的操作よりもアレー化が有利であり、像の空間分解能をあげるためにはアンテナ素子の小型化が望まれている。

これらの要求を満足する有力なアンテナとして、誘電体レンズとテーパスロットアンテナ (Tapered Slot Antenna, TSA) を組み合わせたアンテナの研究が盛んに行われている [3]。TSA は、広帯域、軽量、薄型、製作が容易、集積化が容易であるなどの利点をもっているが、構造パラメータが多いため、所望の放射特性を有するアンテナのパラメータを求めることは容易ではない。

この TSA をミリ波パッシブイメージング用受信素子と

して用いるためには、円形のレンズと効率よく結合させるために、 E 面と、 H 面の指向性が広帯域にわたりほぼ等しい軸対称性を有し、かつ所望のビーム幅を有するアンテナの設計が極めて重要となる。筆者らはこれまでにフェルミアンテナ [4], [5] と呼ばれる TSA を用いて、軸対称指向性を得るために FDTD 法を用いた設計を行い、構造パラメータと広帯域特性をもつアンテナ特性の関係を明らかにしてきた [6], [7]。しかしながら、それらの検討は単素子についてであり、実際にリアルタイムミリ波パッシブイメージングに用いられるのはアレーアンテナであり、その放射特性が重要となってくる。

本報告では、実際にイメージング用受信素子として用いられる多素子のフェルミアンテナアレーについて、FDTD 解析によりその放射特性を明らかにしている。

2. フェルミアンテナ

2.1 構造

フェルミアンテナの基本構造を図 1 に示す。アンテナの特徴は、フェルミディラック関数 (以下フェルミ関数) で表されるテーパ形状、及び誘電体基板の外側に櫛歯状のコルゲート構造をもつことである。図 1 の構造と座標系においてフェルミ関数は

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

表 1 構造パラメータ.

Name of Model	Model A [9]		Model B [8]		Model C [7]	
Central Frequency f_c	6GHz		10GHz		35GHz	
Name of dimension	[mm]	$[\lambda_c]$	[mm]	$[\lambda_c]$	[mm]	$[\lambda_c]$
Length of antenna L	200	4	120	4	34.28	4
Width of aperture W	50	1	30	1	7.8	0.91
Width of substrate D	76	1.52	42	1.4	10.1	1.18
Thickness of substrate h	0.8	0.016	0.8	0.027	0.2	0.023
Length of corrugation l_c	12	0.24	5	0.17	1.1	0.13
Width of corrugation w_c	1	0.02	0.8	0.027	0.3428	0.04
Pitch of corrugation p	2	0.04	1.6	0.054	0.6856	0.08
Width of Slot line w_s	2	0.04	2	0.067	0.1	0.13
Permittivity of substrate ϵ_r	3.3		3.3		3.7	

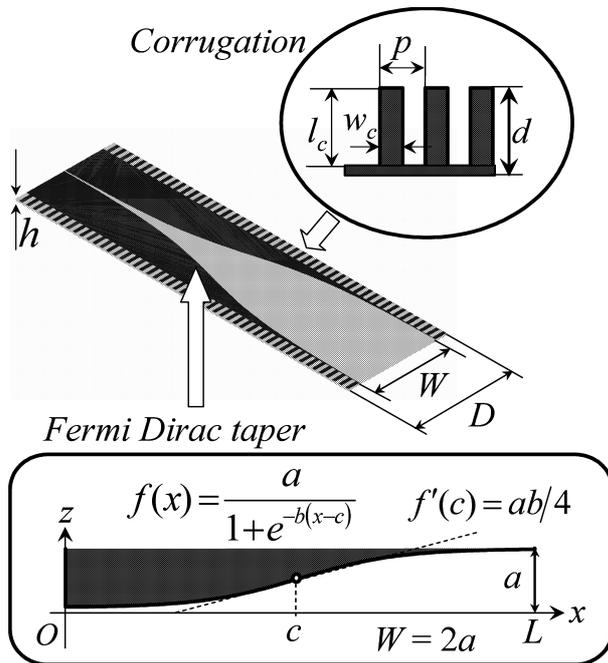


図 1 フェルミアンテナの構造.

で与えられる．ここで a, b, c はテーパの形状を現すパラメータである． a は $x \rightarrow \infty$ における関数の漸近値を表し， c は関数の変曲点である．また $f'(c) = ab/4$ より， b は変曲点における接線の傾きを決めるパラメータである．ここで $f(c) = a/2$ の関係があり，また， $b(L-c) \gg 1$ であれば，開口幅は $W = 2a$ で与えられる．フェルミアンテナの設計は，基本的には設計中心周波数 f_c における波長 λ_c により各パラメータを決定するが，コルゲート長 l_c は使用最低周波数 f_L の波長 λ_L により $l_c = 0.1\lambda_L$ と決定される [7]．

$f_c = 6\text{GHz}$, 10GHz , 35GHz で設計した場合の構造パラメータを表 1 に示す．これらをそれぞれ Model A, Model B, Model C と呼ぶこととする．ここで Model A, Model B は対せき形フェルミアンテナ (Antipodal Fermi Antenna, APFA [8]) と呼ばれるフェルミアンテナである．Model A は UWB (Ultra Wide Band) 用に 3GHz から 10GHz で使

えるように $f_L = 2.5\text{GHz}$ としている [9]．Model B [8] は同様に $f_L = 6\text{GHz}$ で設計されている．Model C はミリ波用のアンテナであるが，パッシブイメージングの受信回路に用いられる低雑音増幅器の帯域を十分カバーできるように $f_L = 27.3\text{GHz}$ となっている [7]．こういった理由によりコルゲート長 l_c の波長に対する長さがそれぞれ異なっている．これら 3 モデルの基礎特性を評価し，フェルミアンテナの構造と比帯域の関係について議論する．

2.2 基礎特性

VSWR 及び動作利得の周波数特性を図 2 及び図 3 に示す．ここで， x 軸には周波数を中心周波数 f_c により規格化した値をとっており， $0.5f_c$ から $1.5f_c$ は比帯域にして 100% の範囲を見ていることになる．図には表 1 に示される 3 種類のモデルについての計算結果を示している．全てのモデルにおいて実験結果と計算結果は概ね一致する結果が得られており，ここでは計算結果のみを示すこととする．VSWR が 2 以下となる周波数を評価すると，Model A の場合は $0.5f_c$ から $1.5f_c$ にわたり 2 以下であり，Model B の場合は $0.56f_c$ から，Model C の場合は $0.8f_c$ から 2 以下となっている．これらは設計に用いた使用最低周波数 f_L とほぼ一致する結果が得られており， l_c を f_L で設計することの妥当性を証明している．また，Model B については， $0.6f_c$ 付近を境に急激に動作利得が低下していることが見てとれる．以上の検討から，Model A は比帯域が 100% の設計，Model B, Model C はそれぞれ 80%, 40% の設計であるといえる．

中心周波数 f_c における動作利得パターンを図 4 に示す．比帯域が異なる 3 種類のアンテナ (100%, 80% 及び 40%) の中心周波数におけるパターンは概ね一致するという結果が得られている．中心周波数 f_c においては両設計において同様のビーム幅が得られ，振幅が 10dB 低下した角度により決定される 10dB ビーム幅は E 面が約 52° ， H 面が約 70° となる．

フェルミアンテナには用途や目的によって様々な構造の

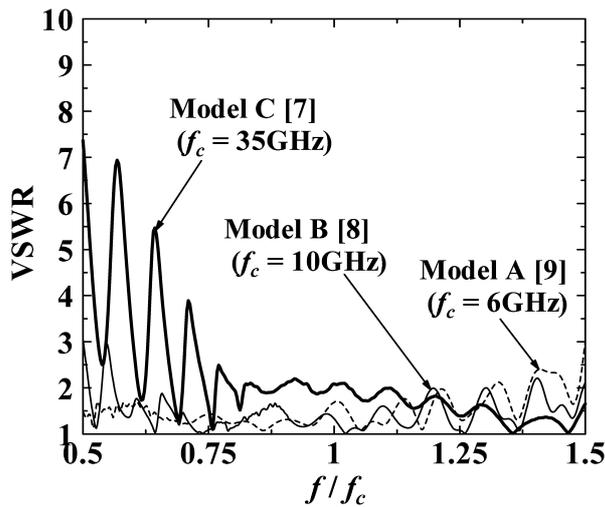


図2 VSWRの周波数特性.

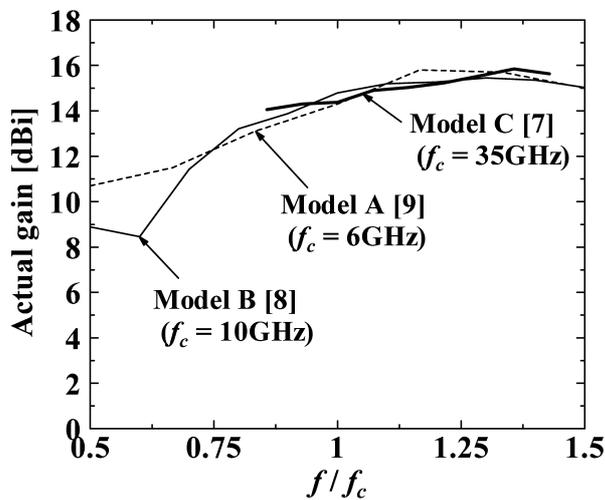


図3 動作利得の周波数特性.

アンテナがあることを述べた．リアルタイムミリ波パッシブイメージングにおいては，低雑音増幅器の帯域があまり広くないことを考えるとそれほど広帯域なアンテナは必要なく，Model Cのように比帯域が40%程度でも十分である．そこで次節ではModel Cを用いて多素子のアレーを構成し解析を行う．

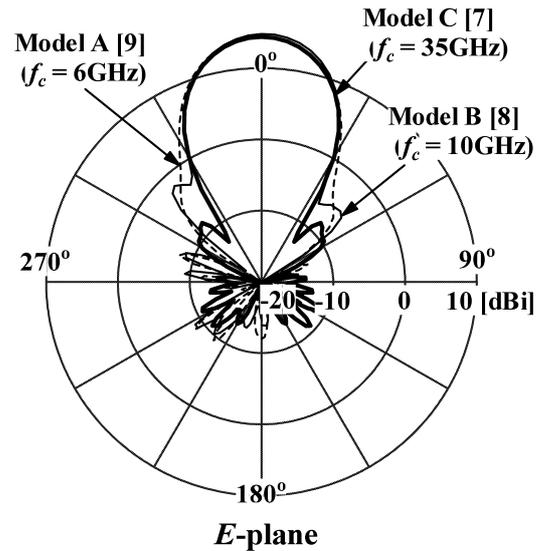
3. 8 × 8 素子フェルミアンテナアレー

3.1 構造

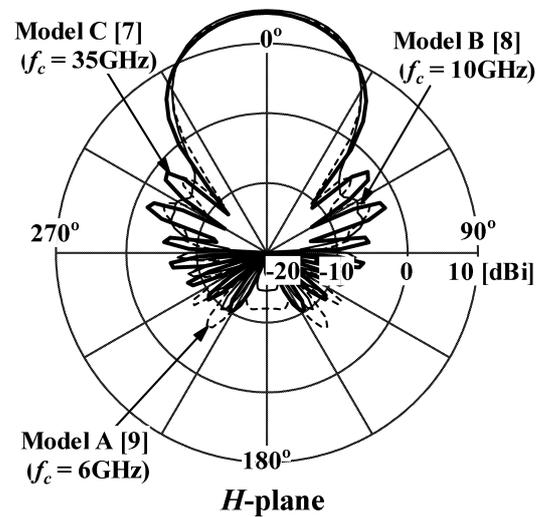
8 × 8 素子フェルミアンテナアレーの構造を図5に示す．*E* 面方向には同一基板にアンテナのパターンが存在しており，それ故格素子間は誘電体となっている．*E* 面方向及び *H* 面方向のアレー素子間隔をそれぞれ D_E , D_H とした．

3.2 解析モデル

表1における $f_c = 35\text{GHz}$ の50%設計フェルミアンテナを用いて，8 × 8 素子アレーのFDTD解析を行う．文献[1]でFDTD法におけるセルサイズは，*x* 方向につい



(a) *E*-plane



(b) *H*-plane

図4 f_c における動作利得パターン.

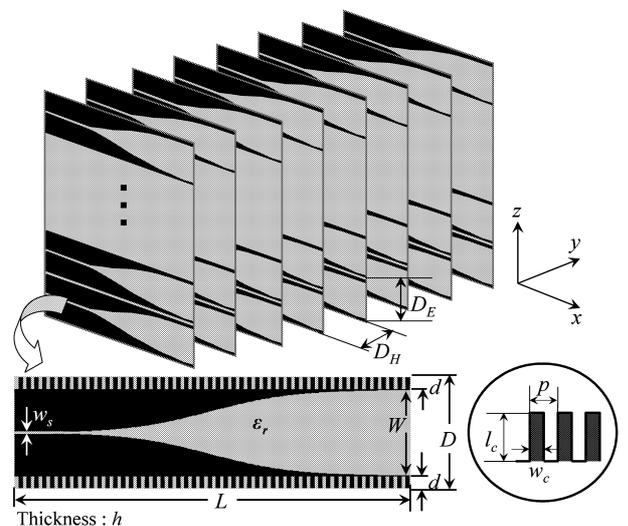


図5 8 × 8 素子フェルミアンテナアレーの構造.

表 2 構造パラメータ.

Name of dimension	[mm]	$[\lambda_0]$ @35GHz	Cell
Length of antenna L	34.28	4	$100\Delta x$
Width of aperture W	7.8	0.91	$39\Delta z$
Width of substrate D	10.2	1.19	$51\Delta z$
Thickness of substrate h	0.2	0.023	$6\Delta y$
Length of corrugation l_c	1	0.12	$5\Delta z$
Width of corrugation w_c	0.3428	0.04	Δx
Pitch of corrugation p	0.6856	0.08	$2\Delta x$
Width of Slot line w_s	0.2	0.023	Δz
Array Spacing D_E	12.2	1.42	$61\Delta z$
Array Spacing D_H	12.2	1.42	$61\Delta y$

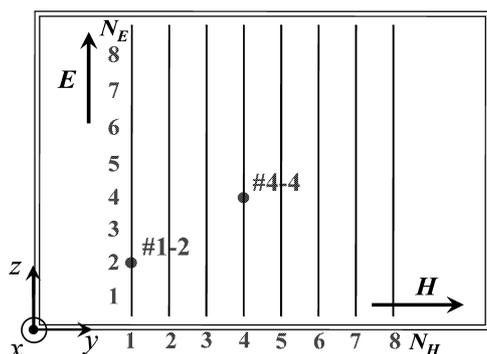


図 6 アンテナ番号の定義.

てコルゲート幅 w_c を 2 分割し、かつアンテナ長 L を 200 分割する $\Delta x = 0.1714\text{mm}$ とし、 y 方向については誘電体基板の厚さ h を 2 分割する $\Delta y = 0.1\text{mm}$ 、そして z 方向についてはスロット幅 w_s を 2 分割する $\Delta z = 0.05\text{mm}$ としていた。しかしながら、これらのセルサイズを用いた場合このモデルは計算に使用するメモリが非常に大きく、計算が不可能となってしまう。そこで、計算を可能にし、かつ計算時間もかかりすぎないようにセルサイズを $\Delta x = 0.3428\text{mm}$ 、 $\Delta y = 0.2\text{mm}$ 、 $\Delta z = 0.2\text{mm}$ とした。その際構造パラメータが表 1 のものから微量に変化したので、構造パラメータを改めて表 2 に示す。このセルサイズ及びパラメータの変化による放射特性への影響は非常に僅かなものであった。TSA の励振は、図 5 の $x = 0$ におけるスロット線路の開放端において、スロット線路の特性インピーダンス 143Ω を内部抵抗としたガウスパルスを与えて行い、給電素子以外の素子についてはスロット線路の開放端において 143Ω で終端させた。また、吸収境界条件は 8 層の PML を用いた。

アンテナ番号を定義するため、 yz 面の解析モデル図を図 6 に示す。アンテナ番号は H 面方向の番号 N_H と E 面方向の番号 N_E で決める。すなわち、 $N_H = 1$ 、 $N_E = 2$ の素子に給電した場合は #1-2 給電、同じく $N_H = N_E = 4$ の素子に給電した場合は #4-4 給電 (図 6 参照) と呼ぶこととする。

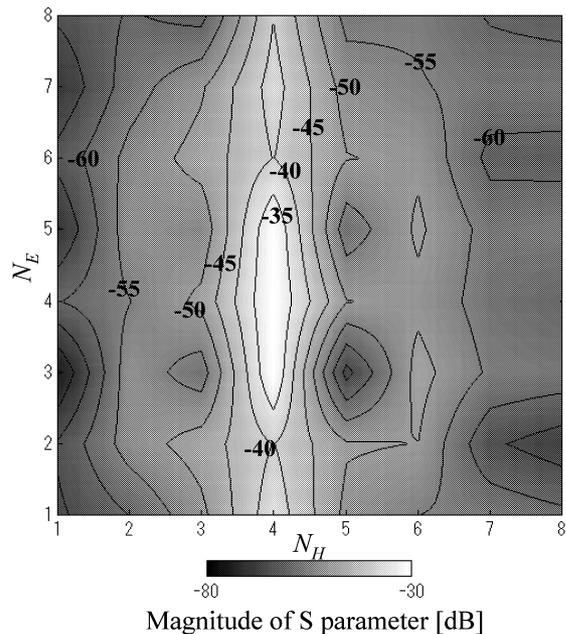


図 7 $1.07f_c$ における素子間相互結合分布 (#4-4 給電).

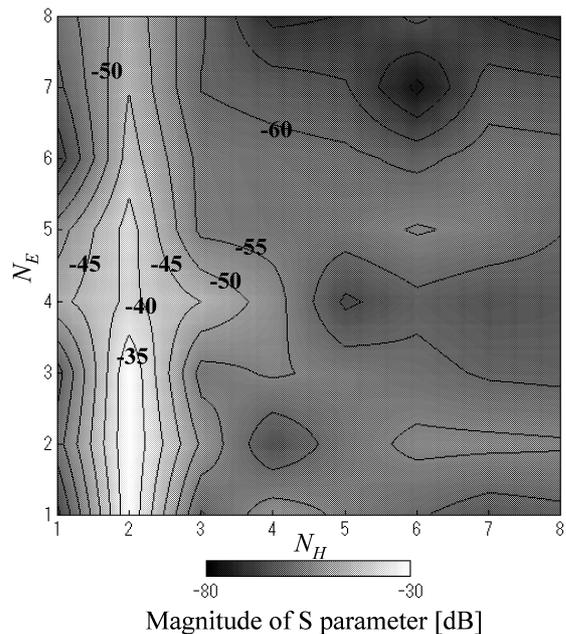


図 8 $1.07f_c$ における素子間相互結合分布 (#2-2 給電).

3.3 計算結果

$1.07f_c$ における素子間相互結合分布を図 7 に示す。 x 軸、 y 軸はそれぞれ N_H 、 N_E を表し、色の濃淡で給電素子とその他の素子との給電点における結合を表している。等高線は 5dB ごとに引いてあり、そのときの値を図中に表記した。 f_c 付近では透過係数の値が振動しており評価しにくいので $1.07f_c$ の結果を利用する。給電部付近において、 E 面方向の結合が強い楕円形の分布が得られた。また、#2-2 で給電した場合の $1.07f_c$ における素子間相

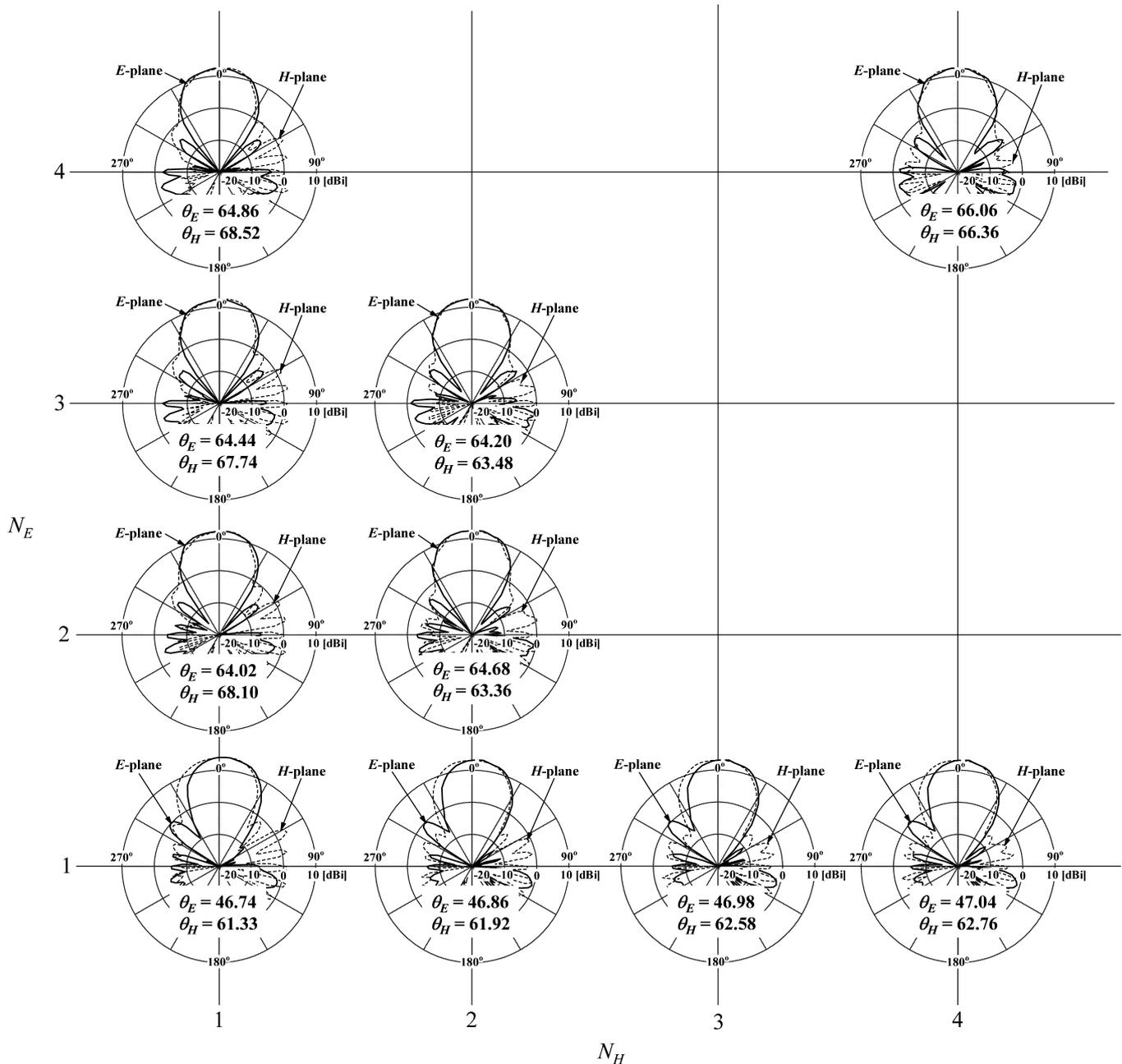


図9 アレー素子指向性及び10dB ビーム幅 .

互結合分布を図8に示す．同様に E 面方向の結合が強い楕円形の分布が得られた．給電点間の相互結合は E 面方向が強く，アレー化したときのパターンの変化が E 面により顕著に現れることが予想できる．

周波数 f_c におけるアレー素子指向性を10dB ビーム幅の値とともに図9に示す． 8×8 素子アレーの場合，アレー配置の対称性から角の16素子について特性を評価すれば良いと考え，素子番号#1-1から#4-4の16素子に注目した．図中の数字は H 面方向及び E 面方向の番号を表し，それぞれの素子に給電した場合のアレー素子指向性を配置した．その際， E 面における10dB ビーム幅 θ_E と H 面における10dB ビーム幅 θ_H を表記した． $N_E = 1$

の場合 E 面においてメインビームがわずかにチルトし，10dB ビーム幅も H 面のものと比べて約15度も小さい．その他の場合は E 面， H 面ともにビームは正面方向を向いており，10dB ビーム幅も E 面， H 面ともに64度から68度のあたりに収まっており軸対称な指向性が得られている．特にアレーの中心付近の素子 (#4-4) で給電した場合には， θ_E ， θ_H ともに約66度と完全な軸対称指向性が得られた．パッシブイメージングの受信素子としてアレーアンテナを用いる場合どの素子においてもビームが正面方向を向き，かつ軸対称な指向性であることが求められるので，将来的には $N_E = 1$ の場合でも軸対称な指向性が得られるようにする必要があると思われる．

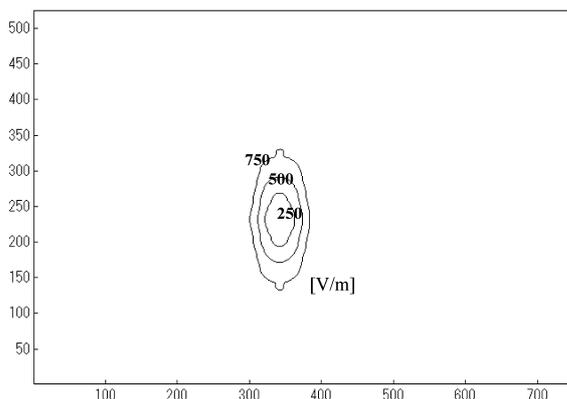


図 10 f_c における開口分布 (#4-4 給電, E_z 成分).

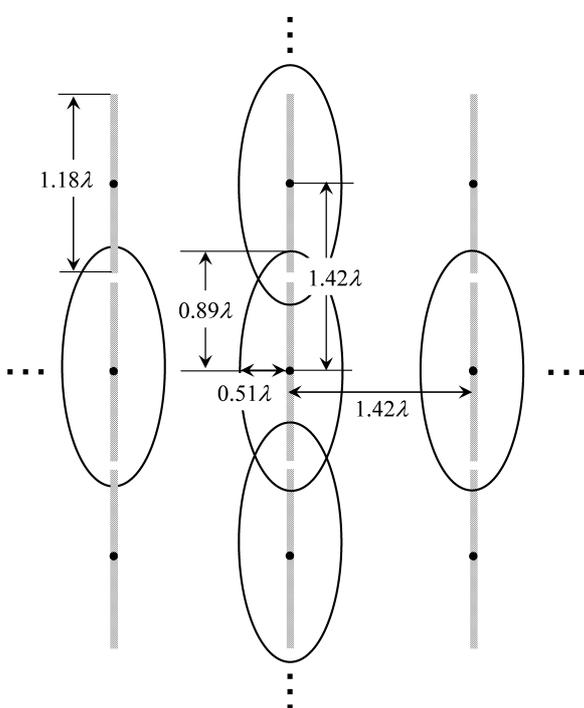


図 11 アレー配置と実効開口面積.

3.4 アレー配置と実効開口

#4-4 で給電した場合の, アンテナ開口端から 0.4λ の位置における yz 面開口電界分布を図 10 に示す. 周波数は f_c であり, 電界 E_z 成分の絶対値の等高線で表示している. この結果から, 実効開口分布は概ね楕円形であることがわかった.

アンテナ各素子と実効開口の模式図を図 11 に示す. 動作利得と開口分布から実効開口面積を決定することを試みる. まず, 図 10 の開口分布から楕円の長軸と短軸の比を求めると $a = 1.75b$ が得られる. 動作利得の真値 G と実効面積 A_e には

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e \quad (2)$$

の関係があり, 楕円の面積は $A_e = \pi ab$ であるから

$$ab = \frac{G}{4\pi^2} \lambda^2 \quad (3)$$

が得られる. 動作利得 12.5dBi の値から, 楕円の長軸と短軸の積 $ab = 0.45\lambda^2$ が得られる. 以上の結果から a, b を求めると, $a = 0.89\lambda, b = 0.51\lambda$ が得られる. 今, E 面方向のアレー素子間隔 D_E が 1.42λ であるので, 実効開口の一部が図 11 のように E 面方向において隣接する素子と重なっており, アレー化したときのパターンの変化が E 面により顕著に現れたことの要因の一つと考えられる.

4. ま と め

フェルミアンテナ及びそれを用いたアレーアンテナについて基礎特性を示した.

$f_c=35\text{GHz}$ のフェルミアンテナを用いて 8×8 素子アレーを構成し, FDTD 解析によりフェルミアンテナアレーの放射特性を得た結果, E 面方向の一番端の素子の E 面パターンがわずかにチルトし, また軸対称指向性になっていないことが分かった. 端の素子でも軸対称指向性が得られるようにすることは重要な課題の一つである.

文 献

- [1] K. Uehara, K. Miyashita, K. Natsume, K. Hatakeyama, and K. Mizuno, "Lens-coupled imaging arrays for the millimeter-and submillimeter-wave regions," IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol.40, no.5, pp.806-811, May 1992.
- [2] K. Mizuno, "Millimeter wave imaging technologies (Invited)," Proc. 2001 Asia-Pacific Microwave Conference, pp.394-398, Taipei, Dec. 2001.
- [3] R.Q. Lee and R.N. Simons, Advances in Microstrip and Printed Antennas, H.F. Lee and W. Chen ed., ch. 9, John Wiley & Sons, 1997.
- [4] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori, and K. Mizuno, "A mm-wave tapered slot antenna with improved radiation pattern," IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp.959-962, Denver, USA, 1997.
- [5] S. Sugawara, Y. Maita, K. Adachi, K. Mori, and K. Mizuno, "Characteristics of a mm-wave tapered slot antenna with corrugated edges," IEEE MTT-S Int. Microw. Symp. Dig., pp.533-536, Baltimore USA, 1998.
- [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.
- [8] 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.
- [9] 中西研二, 佐藤弘康, 澤谷邦男, "UWB 用対せき形フェルミアンテナを用いた物体位置推定," 第 495 回伝送工学研究会, Oct. 2006.