

2次元伝送路を用いたフェーズドアレイシステム

門内靖明 (東京大学) 篠田裕之 (東京大学)

Phased Array System Using 2D Waveguide

*Yasuaki Monnai (Univ. of Tokyo), Hiroyuki Shinoda (Univ. of Tokyo)

Abstract— A novel microwave phased array system which consists of a two-dimensional waveguide and distributed scatterers on its surface is proposed. Each scatterer radiates a portion of the incident guided wave in a location dependent phase delay, therefore the directivity or focusing of the synthesized scattered wave can be controlled by tuning the pattern of the scatterers. This idea enables super simple implementation of phased array antennas with a very large aperture but an extremely thin and light body, which are easily to be embedded in planar regions in our living environment such as walls or ceilings to realize daily use of radar imaging techniques.

Key Words: フェーズドアレイ, グレーティング, マイクロ波, テラヘルツ波

1. はじめに

近年, GHz から THz にかけての高周波電波を通信や計測に応用する研究開発がさかんに行われている. 高周波を用いるとブロードバンドな信号伝送が可能になるため, 携帯電話や無線 LAN などの無線通信の高速化につながる. また, 高周波の短い波長を利用することで, レーダーイメージングのようなパターン計測の精細化につながるとともに, 光領域では得られない物質の分光情報を利用したイメージングも可能になると期待されている [1].

電波を用いて通信や計測を行う場合, 電波の指向性や集光性を制御することが重要になる. そのような制御を電氣的に実現する手法としてフェーズドアレイ法がある. フェーズドアレイ法とは, アレイ化された多数のアンテナの送受信波に適当な位相遅延を与えて合成することで, 機械的走査を用いることなく全体の指向性や集光性を制御する技術である. フェーズドアレイアンテナの構成法は, 1 台の送受信器に複数のアンテナが移相器を介して接続されるパッシブ型と, 動作遅延が制御可能な複数の送受信器が複数のアンテナと一対一に接続されるアクティブ型に分類される. 一般に, パッシブ型の方がより低いコストと簡便な実装を実現でき, 特にマイクロ波帯 (数 GHz) において小型かつ安価にパッシブ型移送器を実現する手法として, ダイオードや FET などを用いてマイクロストリップラインの実効的な特性インピーダンスを電氣的に可変とする種々の方式が研究開発されてきている [2, 3, 4].

マイクロ波帯では, このように信号の移相や合成をマイクロストリップライン上で電気回路的に行うことが可能なためフェーズドアレイ法の実現が容易であるものの, より高周波のテラヘルツ帯 (数 THz) ではそのような取扱いが困難となる. そのため, 例えば従来のテラヘルツ帯イメージングにおいては, 機械的走査を伴う合成開口法 [5] や, 電波帯レンズを組み合わせた光学系 [6] などが用いられてきた. しかし, 数 m 遠方において波長程度 (サブ mm) の空間分解能を達成するテラヘルツ帯光学系を構成するには, 1m 四方程度の開口および 1m 程度の奥行きが必要になる. つまり, 光学系の考え方では, 所望の開口径に対して必要な系のサイズが体積的に増加してしまい, 系の大型化・煩雑化が免れなくなる.

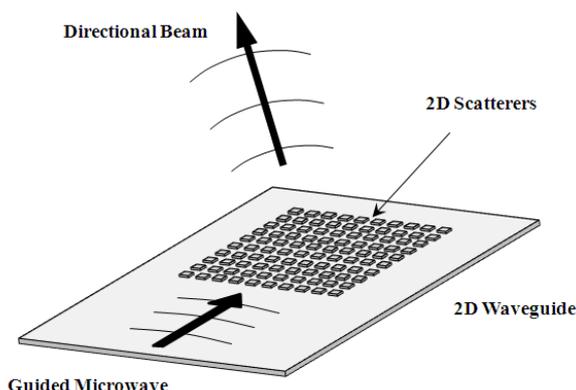


Fig.1 Phased array radiation from the 2D scatterers on the surface of the waveguide.

本論文では, GHz から THz にわたる広大な周波数帯域に対して適用可能で, 大面積かつ極薄型で低コストのフェーズドアレイアンテナを構成する新たな手法を提案する. 提案手法は, 2次元導波路表面の誘電率不連続点 (散乱体) による近接場散乱 [7, 8] を利用するものである. 導波路表面の散乱体は, その位置に応じた位相で伝送波の一部を放射する. そのため, 散乱体アレイのパターンを変化させることで放射波面を自在に形成し, 指向性や集光性を制御することが可能になると考えられる (図 1). アンテナ全体の開口径は, 導波路表面の散乱体の個数を増やすことで拡大することができ, その場合でも系全体の厚さは変わらず, 開口径に対して面積的に増加するのみである. また, この導波路散乱による放射過程は可逆的であり, 送受信において双方向的に用いることができる. この手法によって, 例えば大開口径のフェーズドアレイシステムを壁や天井といった生活空間中の面状領域に組み込むことが可能になると考えられる. その結果, 無線通信やレーダー計測といったマイクロ波帯の従来の応用のみならず, テラヘルツ帯を利用して数 m 以上遠方に存在する人物の識別や化学物質の検出が可能になるなど, 生活空間中の安全・安心を確保する上で重要な遠隔バイオメトリクスの実現につながるものと期待される.

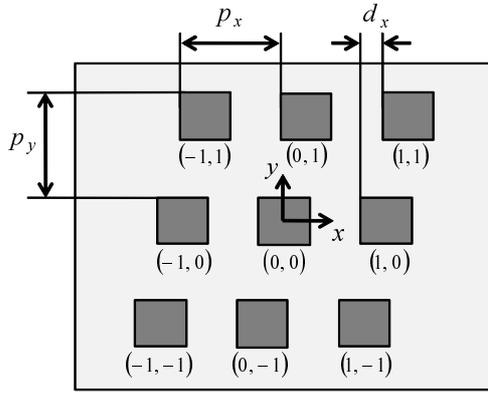


Fig.2 Definition of the 2D periodic scatterer pattern.

2. 原理

空間中の所望の方向に指向性ビームを形成するため、および空間中の所望の位置にマイクロ波を集光するための導波路表面の散乱体パターンについて考える。以下では簡単のため、導波路内のマイクロ波は一方に平面波状に伝送されるものとする。しかし、それ以外の一般の伝送モードに対しても、定在波が存在しない限り、散乱体の位置が導波路表面で1波長程度変化する間に散乱波の位相も $0 \sim 2\pi$ の間で変化するため、散乱体パターンを適切に調節することで所望の放射特性が得られると考えられる。

2.1 指向性の制御

まず、空間中の所望の方向に指向性ビームを形成するための散乱体パターンについて考える。導波路表面上に xy 座標系を定め、 x 方向にマイクロ波が波数 β_g で伝送されているものとする。特定の方向への指向的な放射は、各散乱体からの散乱波がその方向に対して同相となる場合に生じる。そこで、各散乱波を一定の位相差で生じさせるために、図2のように3変数 (p_x, d_x, p_y) によって定義される周期構造を持つ散乱体パターンを考える。各散乱体を識別する整数のインデックスを (m, n) とすると、各散乱体の位置 (x_{mn}, y_{mn}) は

$$x_{mn} = mp_x + nd_x \quad (1)$$

$$y_{mn} = np_y \quad (2)$$

と表される。 (m, n) 番目の散乱体の散乱振幅は、位置に応じた位相の遅延と振幅の減衰を考慮して

$$a_{mn} = \rho \sqrt{r(1-r)^m} e^{j\beta_g(mp_x + nd_x)} \quad (3)$$

とモデル化することができる[8]。ただし、 r は散乱体1個当たりのパワー放射率、 ρ は適当な比例係数である。このとき、図3のように各散乱体からの散乱波を球面波近似して遠方での重ね合わせを計算すると

$$\begin{aligned} \psi(\theta, \phi) &= \sum_{m,n} a_{mn} \frac{e^{j\beta_a R_{mn}}}{R_{mn}} \\ &\simeq \rho \frac{e^{j\beta_a R}}{R} \sum_{m,n} \sqrt{r(1-r)^m} \\ &\quad \times e^{-jm(\beta_a p_x \sin\theta \cos\phi - \beta_g p_x)} \\ &\quad \times e^{-jn\{\beta_a(d_x \sin\theta \cos\phi + p_y \sin\theta \sin\phi) - \beta_g d_x\}} \quad (4) \end{aligned}$$

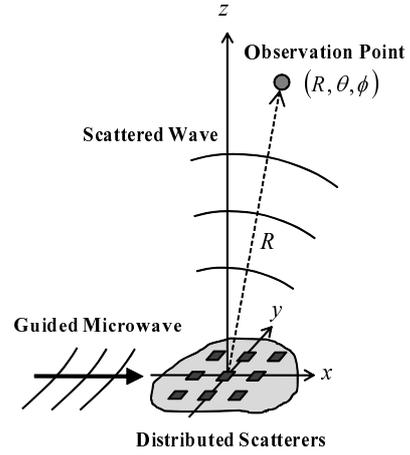


Fig.3 Scattering process from the 2D scatterers.

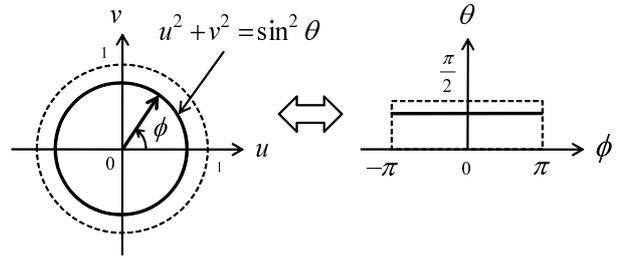


Fig.4 Relation between (u, v) and (θ, ϕ) .

となる。ただし β_a は空中におけるマイクロ波の波数、 (θ, ϕ) は球面座標系で表された方向である。これより、

$$\theta = \sin^{-1}(\sqrt{u^2 + v^2}) \quad (5)$$

$$\phi = \tan^{-1}\left(\frac{v}{u}\right) \quad (6)$$

を満たす方向への散乱波は位相が揃うため、強い指向性が生じることがわかる。ただし、 (u, v) は

$$u = \frac{(p_x - \lambda_g) \lambda_a}{p_x \lambda_g} \quad (7)$$

$$v = \frac{d_x \lambda_a}{p_x p_y} \quad (8)$$

であり、これらは散乱体パターン (p_x, d_x, p_y) を調節することによって独立に変化させることができる。ここで、 $\lambda_g = 2\pi/\beta_g$ および $\lambda_a = 2\pi/\beta_a$ は導波路中および空中におけるマイクロ波の波長である。 (u, v) と (θ, ϕ) の関係を図4に示す。 uv 平面上の円は $\theta\phi$ 平面上の線分に変換される。したがって、 (θ_0, ϕ_0) の方向に指向性ビームを形成するためには、 uv 平面上で半径 $\sin\theta_0$ 、偏角 ϕ_0 の点に対応するように散乱体パターンを調節すればよい。

2.2 集光性の制御

次に、空間中の所望の位置にマイクロ波を集光するための散乱体パターンについて考える。ここでは簡単のため、図5のように xz 面内の2次元問題を考え、系は y 方向に一樣とする。集光作用を実現するには、2.1節とは異なり、各散乱波が集光点において同相で加算される必要があるため、散乱体パターンの配置が非周

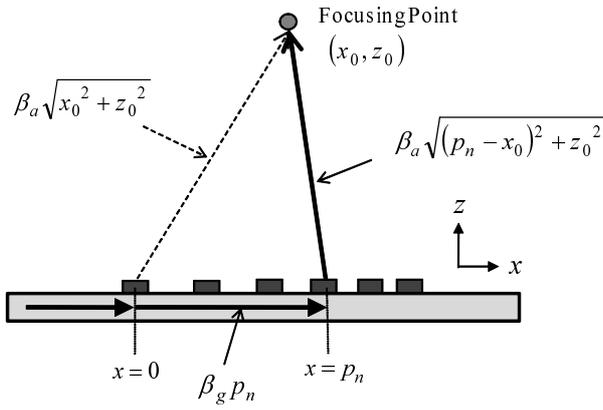


Fig.5 Focusing principle from modulated scatterers.

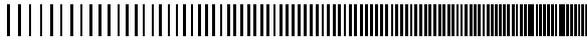


Fig.6 Image of a chirped grating pattern.

期的になる．図5において集光点の座標を (x_0, z_0) とし，0番目（左端）の散乱波と n 番目の散乱波が $2\pi n$ の位相差で加算される条件を書き下すと， n 番目の散乱体の位置 p_n を決定する次の方程式が導かれる．

$$\left(\beta_g p_n + \beta_a \sqrt{(p_n - x_0)^2 + z_0^2} \right) - \beta_a \sqrt{x_0^2 + z_0^2} = 2\pi n \quad (9)$$

これより， p_n は

$$p_n = \frac{-b_n - \sqrt{b_n^2 - 4ac_n}}{2a} \quad (10)$$

と求まる．ただし，

$$a = \beta_g^2 - \beta_a^2 \quad (11)$$

$$b_n = 2x_0\beta_a^2 - 4n\pi\beta_g - 2\sqrt{x_0^2 + z_0^2}\beta_a\beta_g \quad (12)$$

$$c_n = 4n\pi \left(n\pi + \sqrt{x_0^2 + z_0^2}\beta_a \right) \quad (13)$$

である．これによって得られる散乱体パターンは，図6のように周期がチャープ状に変調された構造となる．

3. 実験およびシミュレーション

以上の原理を確認するために，実験および電磁界シミュレーションを行った．指向性の制御に関しては，まず散乱体パターンが1次元周期構造の場合について実験を行い，次に周期構造を2次元に拡張した場合についてシミュレーションを行った．集光性の制御に関しては，散乱体パターンが1次元チャープ状周期構造の場合についてシミュレーションを行った．電磁界シミュレーションにはMW-STUDIO (CST) を用いた．

3-1 1次元指向性制御の実験

対象周波数は5GHz帯とした．散乱体パターンが1次元周期構造の場合，(8)式において $v = 0$ となるため，制御対象は θ のみであり， ϕ に関しては変化しない．図7に実験系の概略図を示す．2次元導波路は導体メッシュ層（上），誘電体層（中），導体グラウンド

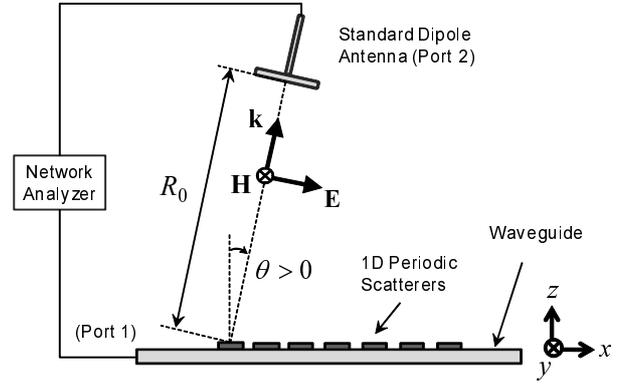


Fig.7 Schematic of the experimental setup.

層（下）からなる2次元マイクロストリップラインであり，その表面には近接場が形成される．導波路の xyz 各方向の長さは $800\text{mm} \times 500\text{mm} \times 3\text{mm}$ とした．誘電体層としては 3mm 厚のアクリルを用いた．その比誘電率 ϵ_g は 5GHz 帯で約 3 であるので，その中の伝送波長 λ_g は約 30mm となる．表面の導体メッシュ層，および裏面の導体層としては厚さ $50\mu\text{m}$ のPETフィルム上に厚さ $9\mu\text{m}$ のアルミ層を備えたものを用いた．メッシュは幅 1mm ，周期 5mm のラインで構成されており，いずれも λ_g よりも十分小さい．各散乱体としては 5GHz 帯で比誘電率 ϵ_s が 15.6 となる高誘電率材料（ポリプラスチック，P1210A）を用い，それを xyz 各方向の長さが $15\text{mm} \times 100\text{mm} \times 3\text{mm}$ の直方体バーに加工し，7個を導波路表面に x 方向に周期 p_x で並べた．ただし p_x は λ_g と同程度の大きさのパラメータである．ポート1は，導波路と整合して y 方向に散乱体と同程度の幅を持つ指数型のテーパ線路であり，導波路中にマイクロ波を導入する．ポート2は散乱体上方に設置された 5GHz 帯の標準ダイポールアンテナ（アンリツ，MA5612C）であり，放射されたマイクロ波をグレーティングの左端から距離 R_0 ，角度 θ の位置で受信する．放射波の電場は xz 面に対して平行，磁場は垂直となる．標準アンテナの向きは，図7のように左端の散乱体バーからの放射波の電場を最大指向性で受信する向きとした．実験ではポート1，2間のSパラメータをネットワークアナライザ（Agilent，E5071B）を用いて測定した．その際，対象周波数は標準アンテナの感度が最高となった 5.568GHz （アンテナ係数 $\kappa = 43.7\text{dB}(1/\text{m})$ ）に固定した．このとき，導波路を介してポート1の対面にポート3を設置し，ポート1，3間の伝搬時間から伝送波長 λ_g を求めると 31mm となった．

図8の(a)~(c)に散乱体周期と放射の指向性の関係を測定した結果の例を示す．丸点は各 θ において測定された S_{21} を表し，実線は一つの散乱体バー当たりのパワー放射率 r をパラメータとして(4)式によってフィッティングした結果を表す．ここでは誘電体バー数 $N = 7$ とし， R_0 を 0.5m ， θ の範囲を $-45^\circ \sim 45^\circ$ としている．散乱体周期を $p_x/\lambda_g = 0.8, 0.88, 1.06$ と変えていくことで，放射のピーク方向がそれぞれ $\theta = -13^\circ, -1^\circ, 19^\circ$ に明瞭に変化した．またピークの広がりも散乱体周期が大きくなるほど狭くなる様子が観察された．フィッティングにより得られた一つのバー当たりの放射率はそれぞれ $r = 0.043, 0.057, 0.063$ となった．これより，7個の全散乱体によるパワー放射率は約 30% 前後と見積もられた．

同様の手順でさらに様々な散乱体周期に対して指向

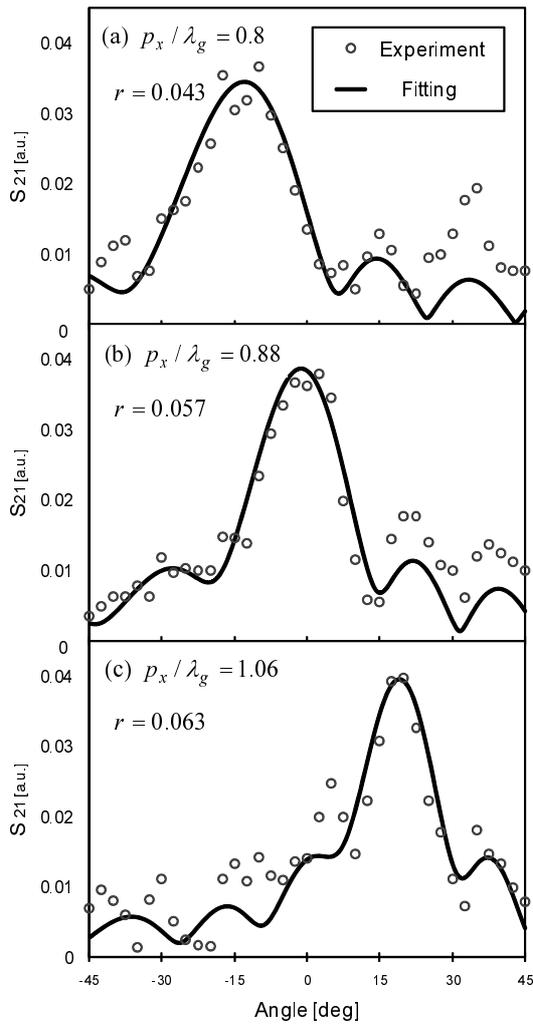


Fig.8 Directivity of the radiation from the grating. Experimental results (circles) and simulation results (solid lines). $N = 7, R_0 = 0.5\text{m}$ and the period p_x/λ_g is changed as (a) 0.8, (b) 0.88, (c) 1.06.

性を測定した結果を図9にまとめる．ここでは放射ピークの頂点を与える角度を放射角と定義して丸点（左軸参照）でプロットした．これより，散乱体周期を $p_x/\lambda_g = 0.66 \sim 1.24$ の範囲で変化させることで放射角を $\theta = -48^\circ \sim 34^\circ$ の間の約 80° 幅で連続的に変化させられることがわかった．また図中の実線（左軸参照）は(5)式から得られたものであり，遠方でのピーク方向の理論値を示す．実験において受信器は十分遠方ではなく，また個々のバーからの放射も多少の指向性を持つため両者は一致しないが，散乱体周期に対してほぼ同様の傾向を示すことがわかった．図中の三角点（右軸参照）は指向性ピークパワーの半値全幅（FWHM）を示す．散乱体周期が大きいくほど放射時の開口が大きくなるため，半値全幅が狭く鋭い指向性が得られることがわかった．また，以上の実験において $S_{21} = S_{12}$ が常に成り立つこと（系の可逆性）も確認された．

3.2 2次元指向性制御のシミュレーション

対象周波数は 5.5GHz とした．まず，3.1節の実験で用いた導波路と同様に，完全導体のグラウンド層，比誘電率 2.6 で厚さ 3mm の誘電体層，周期 5mm で

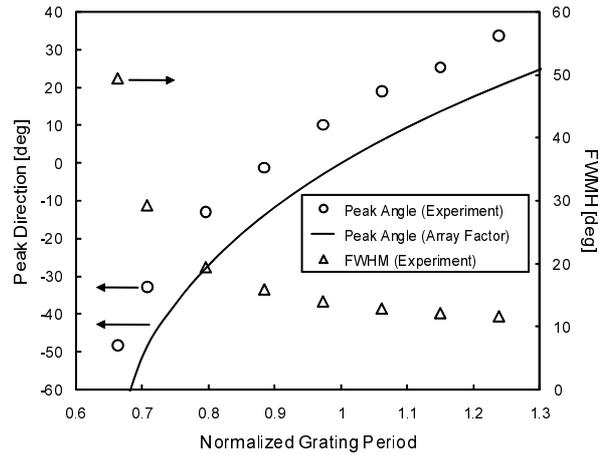


Fig.9 Radiation angles (circles, left axis) and FWHM (triangles, right axis) as a function of the grating period. The solid line (left axis) shows the peak direction of the array factor.

幅 1mm の格子状の完全導体メッシュ層からなる2次元マイクロストリップラインをモデル化した．次に，導波路表面に比誘電率 15 で厚さ 3mm ，辺々 15mm の散乱体を(1)，(2)式に従って25個配置した．ただし， (p_x, d_x, p_y) は目標方向 (θ, ϕ) に対して(5)~(8)式より決定され， (θ, ϕ) としては，(a) $(40^\circ, 45^\circ)$ ，(b) $(40^\circ, 90^\circ)$ および (c) $(40^\circ, 135^\circ)$ の3つを設定した．いずれの場合でも導波路内のマイクロ波の波長はほぼ $\lambda_g = 33\text{mm}$ ($\beta_g = 190.4(1/\text{m})$) で一定となった．

シミュレーション結果を図10に示す．右側は指向性（ゲイン）の3次元プロットとそのときの散乱体パターン，左上は同じ結果を $\phi\theta$ 平面上において2次元プロットしたものである．また，左下は(4)式より計算された理論値の2次元プロットである．(a)~(c)のいずれにおいても，散乱体パターンを調節することで，所望の方向に理論とよく一致する指向的な放射が生じることがわかった．各放射における最大アンテナゲイン，半値ビーム幅，パワー放射率は，それぞれおよそ (a) 16dB ， 18° ， 30% ，(b) 12dB ， 23° ， 17% ，(c) 11dB ， 28° ， 20% であった．ここでは $\phi > 0^\circ$ の場合のみを示したが，導波路および伝送マイクロ波の y 軸に関する鏡像対象性より，散乱体パターンを y 軸に関して鏡像変換すると $\phi < 0^\circ$ の方向への放射も可能である．

3.3 集光性制御のシミュレーション

対象周波数は 120GHz とした．まず，完全導体のグラウンド層，比誘電率 2.6 で厚さ 0.3mm のコア層，比誘電率 2.4 で厚さ 0.3mm のクラッド層からなる誘電体導波路をモデル化した．次に，クラッド層中に比誘電率 2.7 で厚さ 0.3mm ，長さ 1mm の散乱体を(10)式に従って100個配置した．目標集光点位置 (x_0, z_0) としては，(a) $(200, 50)\text{mm}$ および (b) $(150, 150)\text{mm}$ の2つを設定した．いずれの場合でも導波路内のマイクロ波の波長はほぼ $\lambda_g = 1.83\text{mm}$ ($\beta_g = 3434(1/\text{m})$) で一定となった．

シミュレーション結果を図11に示す．上側はポインティングベクトル（パワーフロー）の絶対値の xz 面内における2次元プロット，下側は同じ結果に対して集光点と同じ高さ z における断面図を x 軸方向に1次元プ

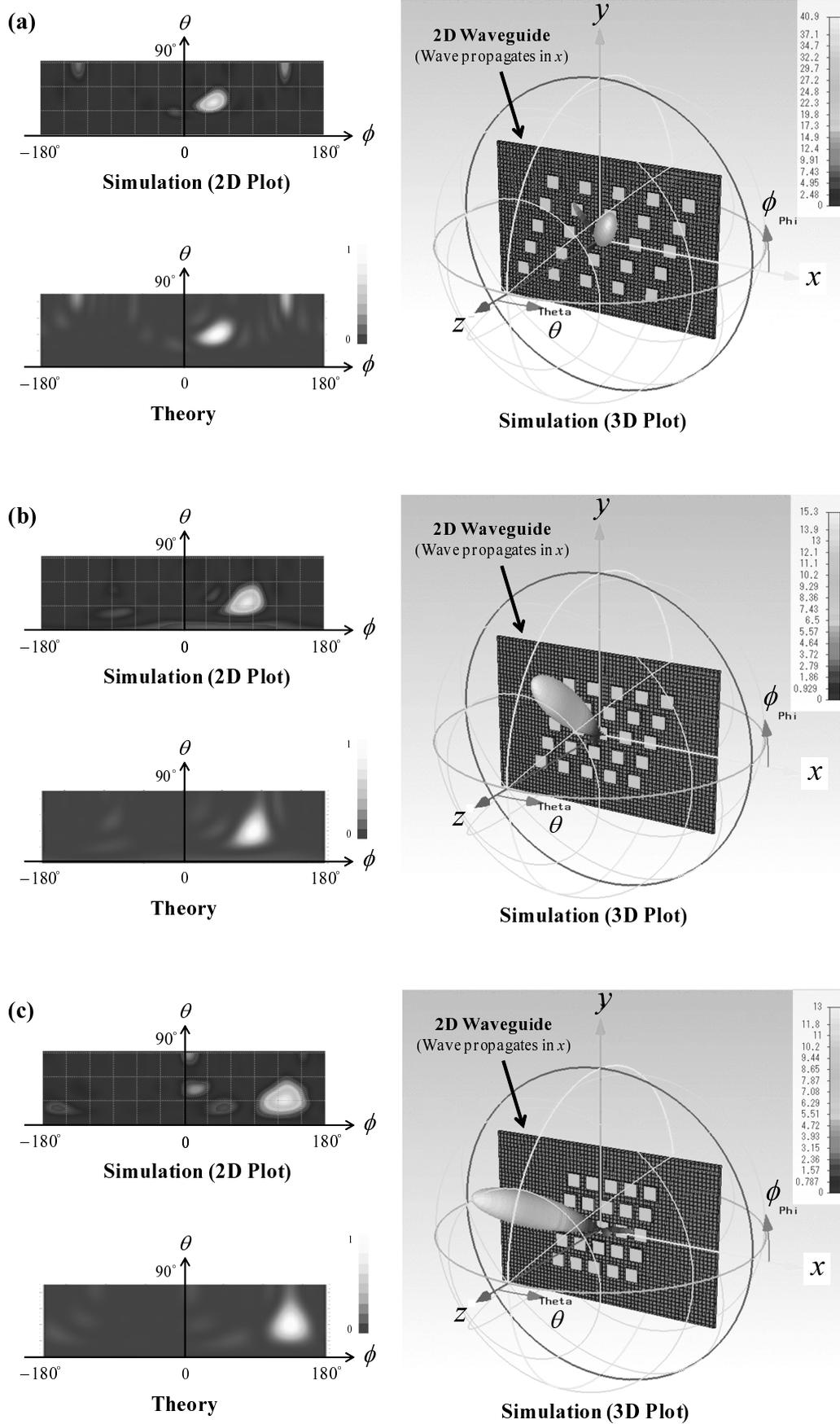


Fig.10 Simulated directivity for the 2D periodic patterns. The desired directions (θ, ϕ) are (a) $(40^\circ, 45^\circ)$, (b) $(40^\circ, 90^\circ)$, and (c) $(40^\circ, 135^\circ)$, respectively.

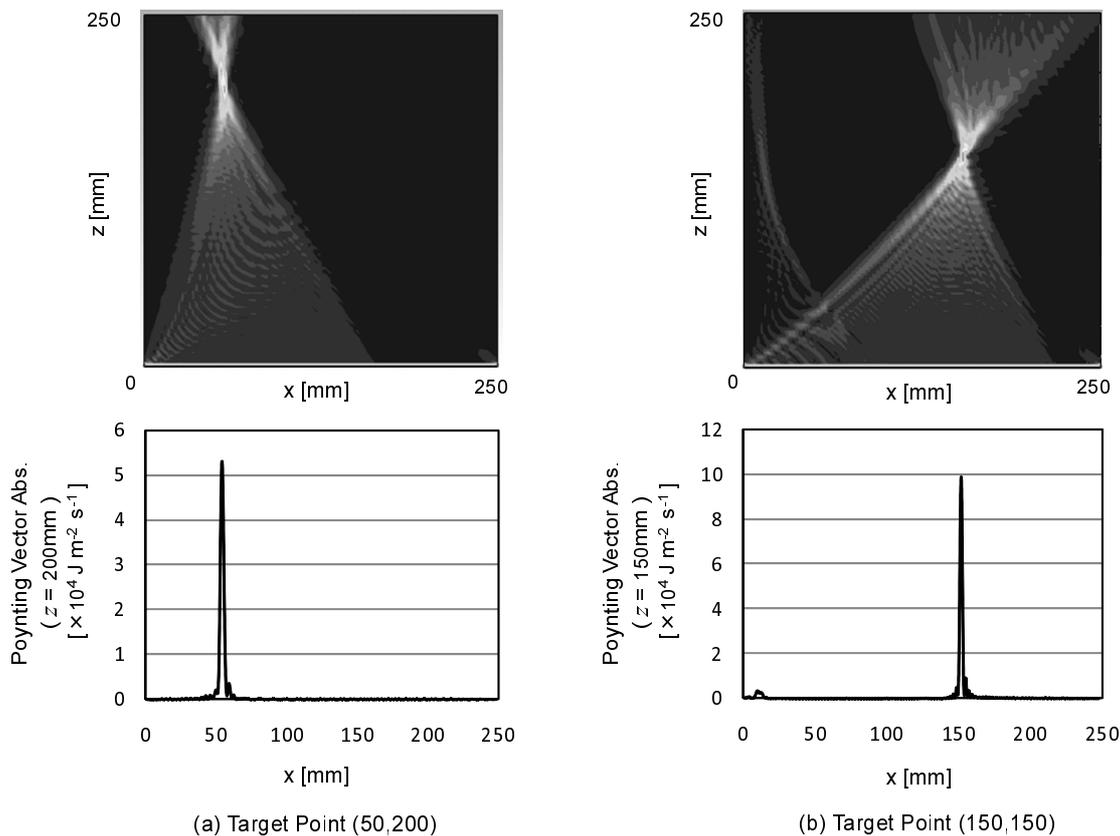


Fig.11 Simulated focusing for the chirped patterns. The desired positions (x_0, z_0) are (a) (200, 50)mm and (b) (150, 150)mm, respectively.

ロットしたものである。(a), (b)ともに、目標集光点付近への集光作用が生じていることがわかる。いずれの場合も約20%程度のパワーが導波路外に放射され、そのほとんどが集光点付近に集中した。集光スポットの半値全幅は(a) $2.93\text{mm} = 1.62\lambda$, (b) $2.05\text{mm} = 1.13\lambda$ となり、ほぼ回折限界を達成していることがわかった。

4. まとめ

導波路表面の散乱体パターンに基づいて散乱波の指向性および集光性を制御する新原理のフェーズドアレイ法を提案した。この原理は可逆的であり、送受信において双方向的に利用することが可能である。これにより、大開口径でかつ極めて薄く集積化されたフェーズドアレイシステムを、生活空間中の壁や天井などに容易に組み込むことが可能になると考えられる。提案手法は帯域によらず有効であるため、特に従来困難であったテラヘルツ帯におけるフェーズドアレイ法の実現を可能にするものと期待される。

本稿では指向性および集光性制御のための設計指針を示し、実験およびシミュレーションによってそれらの妥当性を確認した。今後は、より詳細な解析によって各パラメータの最適化を図るとともに、実際にFETや液晶などを用いて実効的な誘電率パターンが電氣的に可変な散乱体マトリクスアレイを作製し、フェーズドアレイシステムを実装していくことを目指す。

謝辞

本研究の一部は、独立行政法人情報通信研究機構(NICT)の委託研究13701および科研費18206046の助成によるものである。

- [1] Masayoshi Tonouchi, "Cutting-edge terahertz technology", Nature Photonics, vol.1, no.2, pp.97-105, 2007.
- [2] White, J. F., "Diode phase shifter for array antennas", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol. 22, no.6, pp.658- 674, 1974.
- [3] Jenshan Lin, Itoh T., "Active integrated antennas", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.42, no.12, pp.2186-2194, 1994.
- [4] C. F. Campbell and S. A. Brown, "A compact 5-bit phase-shifter MMIC for K-band satellite communication systems", IEEE Trans. Microwave Theory and Tech., vol.48, no.12, pp.2652-2656, 2000.
- [5] K. McClatchey, M.T. Reiten, and R.A. Cheville, "Time Resolved Synthetic Aperture Terahertz Impulse Imaging", Appl. Phys. Lett., vol.79, no. 27, pp.4485-4487, 2001.
- [6] Roger Appleby, H. Bruce Wallace, "Standoff Detection of Weapons and Contraband in the 100 GHz to 1 THz Region", IEEE Trans. Antennas Propagat., vol.55, no.11, pp.2944-2956, 2007.
- [7] Yasuaki Monnai, Hiroyuki Shinoda, "Converting 2D Microwave into 3D Beam Using Dielectric Grating Antenna", Proc. INSS 2009, pp183-187, 2009.
- [8] Yasuaki Monnai, Hiroyuki Shinoda, "Dielectric Grating Antenna for 2D Waveguides Interconnection", Proc. ICCAS-SICE 2009, pp.1110-1114, 2009.