

分布RFスイッチを用いた 導波路散乱型フェーズドアレイシステム

門内靖明, 篠田裕之 (東京大学)

Phased Array System Based on Reconfigurable Waveguide Scattering Using Distributed RF Switches

Yasuaki Monnai and Hiroyuki Shinoda (The University of Tokyo)

Abstract— We propose a novel microwave phased array system based on surface wave scattering by a reconfigurable microstrip array. The focus of the scattered field can be tailored by switching the spatial distribution of the microstrip arrays so that numbers of scattered waves cause constructive interference at the focal point. The reconfigurable microstrip array is fabricated with numbers of cascade connection of RF switches and here we fabricate it with Field Effect Transistors (FETs) and demonstrate 2.4 GHz microwave focus-steering. Compared to the conventional phased arrays, the proposed one can be made extremely thin and light at low cost without individual phase shifters and antennas. As a result, the use of phased arrays especially in indoor situations could be possible for smart wireless communication and sensing.

Key Words: Microwaves, phased arrays, RF switches

1. はじめに

RFID や無線 LAN のように主に屋内で利用される無線通信においては、周波数資源を有効に使い、読み取りエラーを減らしつつスループットを上げ、かつ高レベルの電磁環境両立性 (EMC) を確保することが求められる。その際、無線通信の物理層における根本的なアプローチとして、空間全体に広がる電波を伝送するのではなく、送受信点間をあたかも空中配線するような集束ビームで伝送してそれ以外の不要な放射・干渉を極力抑制することが考えられる。集束波を伝送するアンテナとしては近年いくつかの種類のもが提案されている [1, 2, 3, 4]。しかし、これらはいずれも固定焦点への伝送に限定されており、送受信器の位置や屋内環境の変化に対してアダプティブに集束ビームを形成するためには、より高度なフェーズドアレイの技術が必要になる。フェーズドアレイとは、アレイ化された多数のアンテナの送受信動作に適切な位相遅延を与えることで波面の指向性や集光性を制御する技術である [5]。特に、GHz 程度の周波数を持つマイクロ波に対してこの技術を応用すると、首振りのような機械的走査を必要としないレーダーを実現することができるため、センシングやイメージングにおいて重要な役割を果たすものと期待される。しかし、通常フェーズドアレイを構成するためには多数の移相器を複雑な給電ネットワークで接続することが必要になるため、格段の低コスト化、およびデバイスの小型化は困難である [6]。このことは、現在においてもフェーズドアレイの利用場面が航空・宇宙分野をはじめとした言わば重厚長大な場面に限られており、我々が日常の生活空間の中で使用できるようなシステムがほとんど存在していないことから容易に推察される。しかし、もし既存のフェーズドアレイよりもコストがはるかに低く、かつデバイスサイズも小型・軽量なものが実現されれば、例えばフェーズドアレイ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、不要な地点への放射を極力抑制したスマートな無線通信をはじめ、屋内に分布する RFID タ

グや無線 LAN ノードのパッシブレーダーイメージングなど、生活空間中の安全・安心を確保する上で重要な様々な計測・通信技術の実現につながるものと期待される。

最近、我々は個別の多数の移相器およびアンテナが不要で、低コストかつ極薄型のフェーズドアレイシステムを構成する手法を提案している [7, 8]。提案手法は、Fig.1 に示すように、表面波線路上に分布する多数の散乱体アレイによる表面波散乱を用いるものである。表面波とは、異種媒質の界面近傍に局在しながら界面に沿って伝搬する波動の一形態であり、各散乱体は表面波線路上において自身が置かれたその位置に応じた位相遅延で表面波の一部を空間中に放射していく [7]。そのため、散乱体の分布パターンを適切に変化させることで、散乱波面を自在に形成して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 [8]。ここでは、我々はパターンが可変な散乱体を RF スwitch を多数直列に結合することによって作り、特に Fig. 2 のように RF スwitch として Field Effect Transistor (FET) を用いる方法を示す。従来のパッシブ型フェーズドアレイとは違い、このシステムでは個別の移相器およびアンテナの機能が、位置が可変なひとつの散乱体によって実現されていることがわかる。ここで、本システムは通常のアンテナと同様に波動の送信だけでなく受信も可能であるため、双方向的な利用が可能である。

2. 原理

表面波線路上に導入されたインピーダンスの局所的な変化領域は散乱体として機能する [8]。そのような散乱体の例としては、誘電体片や金属片などが考えられ、散乱波の詳細はそれらの形状や物性値に依存する。ここでは簡単のため、ひとつの散乱体は表面波の一部を空中に等方的に散乱するものと仮定する。散乱波の位相は、散乱体の位置が導波路上で 1 波長分変化する間に $0 \sim 2\pi$ の間で連続的に変化する。したがって、散乱体の分布パターンを適切に調節することで所望の放射波面を合成することができると考えられる。以下では、

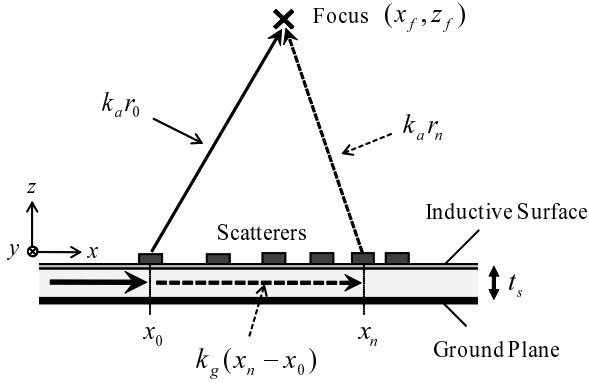


Fig.1 Focusing principle. A focus is formed when numbers of scattered waves cause a constructive interference.

Fig.1 のように表面波線路の伝搬方向を x , それに垂直に z 方向を定め, xz 面内で波動が集光する条件を考える. 焦点は, 各散乱波が空間中のある一点において同位相で干渉する場合に形成される. そこで, 導波路上のある一点 P から空間中のある一点 Q に至るまでの経路が全て 2π の整数倍の位相差となるような散乱体位置の条件を考えると, 次の方程式が得られる.

$$k_g(x_n - x_0) + k_a(r_n - r_0) = 2\pi n \quad (n=0, 1, \dots) \quad (1)$$

ここで, k_g および k_a はそれぞれ導波路中と空中における波動の波数, x_n は n 番目の散乱体の x 座標, r_n は点 $(x_n, 0)$ から焦点 (x_f, z_f) までの距離である. (1) 式より, 次の解を得る.

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

ただし

$$a = k_g^2 - k_a^2$$

$$b_n = -2k_g n\pi - k_g^2 x_0 + k_a^2 x_f - k_a k_g \sqrt{(x_0 - x_f)^2 + z_f^2}$$

$$c_n = 4n\pi (n\pi + k_g x_0) + (k_a^2 + k_g^2) x_0^2 - 2k_a^2 x_0 x_f + 2k_a (2n\pi + k_g x_0) \sqrt{(x_0 - x_f)^2 + z_f^2}$$

である. したがって, 所望の焦点位置 (x_f, z_f) の変化に合わせて上式によってパターンを適切に変化させていくことで, P 点を固定したまま Q 点を空中で走査させることができる. このような散乱過程は, 幾何光学における結像と同様に可逆的である. したがって, P 点に電波の送受信器を設置しておけば, 空間中でアクティブまたはパッシブなイメージングが可能となる.

3. システムの実装

3.1 導波路の作製

作製した導波路は Fig.2 に示すようにグラウンド層, 誘電体層, 金属メッシュ層の 3 層からなる平行平板状の表面波線路である. 波長よりも細かい周期構造を持つ金属メッシュ層の表面インピーダンスは誘導性となり, マイクロ波が x 方向に伝送される時メッシュ層

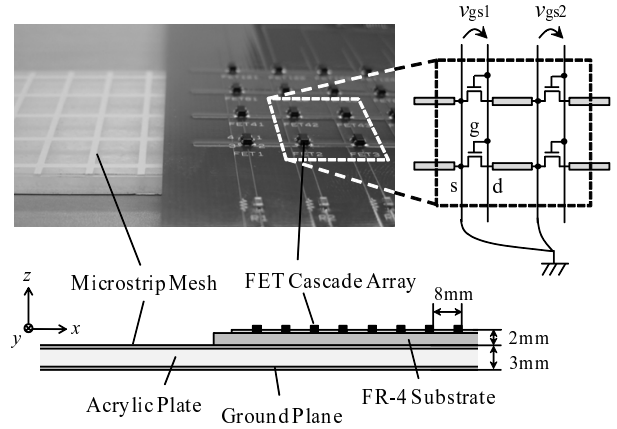


Fig.2 Structure of the fabricated system. The pattern-tunable scatterers are composed of microstrip line-based cascade connection of FET source-drain channels, which can be switched by gate-source voltages.

の表面には z 方向に指数減衰する近接場が形成され, x 方向に表面波として伝搬する [9]. ここでは導波路の長さは x 方向に 1500mm, y 方向に 32mm とした. グラウンド層と金属メッシュ層ともに PET フィルム上に印刷されたアルミニウムによって作られている. 金属メッシュの周期は 7mm, 線幅は 1mm であり, いずれも伝送波長に比べて十分短い. また, 誘電体層としては比誘電率が 3 程度のアクリルを用いた. アクリルは誘電正接が 0.03 程度と大きい物質であるが, 入手および加工の容易さから利用した.

3.2 FET を用いた可変散乱体

分布パターンが電子的に変換可能な散乱体を実現するために, Fig.2 のように導波路表面の近接場中に多数直列に接続された FET のアレイを設置し, インピーダンス分布を電子的に変調する手法を提案する. 隣合う FET 間のソース・ドレイン端子は全て直列に接続されており, 個々の FET のソース・ドレインチャネルのオンオフ状態を個別にスイッチングすることで, 導波路表面の局所的な境界条件が金属的であるか, または誘電体的であるかという状態を切り替えることができる. 散乱の原理は次のように説明される. もし FET 内のソース・ドレインチャネルが絶縁 (オフ) されている場合, FET 間を接続している多数のマイクロストリップラインは電気的に十分短く切断され, 導波路上の表面波の伝搬に対して大きな影響を与えない. 一方, もし一連のチャネルが導通 (オン) され, 接続されたマイクロストリップライン片が一本の長いマイクロストリップラインとして振る舞うようになると, 近接場によってそのライン上に電流が誘起される. 特に, 形成されたマイクロストリップラインが半波長に近い場合, 誘起された電流が共振するため効果的な散乱体として働くようになる. したがって, このように各 FET のオン・オフ状態を制御することによって, 散乱体の分布パターンをプログラムすることが可能となる.

この様子を MW-Studio (CST) を用いてシミュレーションした結果を Fig. 3 に示す. シミュレーションに用いた構造は Fig.2 に従ってモデル化した. ただし, FET のオン/オフ状態は分断されたマイクロストリップライン間のショート/オープンとしてモデル化した. はじめ

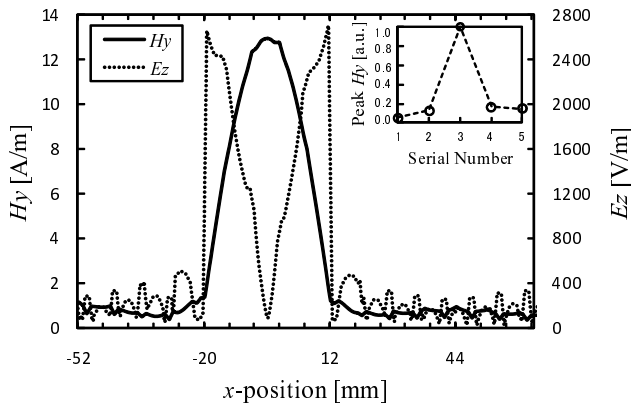


Fig.3 Simulated field profile at 1mm below the FET array. The linked line is located at $-20 \leq x \leq 12$ mm. The inset describes the amplitude of H_y as a function of the serial number of the shorted spacings.

に、全てのFETをオープン（散乱体無し）として表面波を励起したところ、表面波の波長 λ_g は 2.4 GHz で約 70 mm となった。次に、4本の分断されたラインの間の3個の継ぎ目を接続して 32 mm ($\approx \lambda_g/2$) のラインを形成して再び表面波を励起した。そのときの磁場 H_y と電場 E_z の分布を FET アレイの 1mm 下（導波路表面の 1mm 上）でプロットした結果を Fig. 3 に示す。ここで、 $-20 \leq x \leq 12$ mm が接続されたラインの位置である。 H_y はラインの中心で最大、 E_z はラインの端部で最大となっていることがわかる。なお、 E_z の符号は両端で反対であった。図の内部では H_y の振幅のピーク値を、接続した継ぎ目の個数の関数としてプロットしたものを示しており、3個のときの最大となっていることがわかる。これより、接続されたライン上への誘起された電流が共振してマイクロストリップダイポールが形成されることが確認された。

実装にあたっては、先述の導波路表面に設置した 2mm 厚の FR-4 基板の上に 8mm のピッチで 120 列 × 4 行の合計 480 個の FET (SKY65050-372LF, SKYWOKS) を配置した。全ての FET のソース端子は 0V に接地されている。このとき、隣合う FET 間でソース端子とドレイン端子が直列に接続されていることから、全てのドレイン端子も同様に接地されていることに留意されたい。ひとつの FET のソース・ドレインチャネルの導電率はゲート・ソース電圧によって制御される。ここでは、120 列のゲート・ソース電圧は全て独立にスイッチング (-3.3V/0V) され、4 つの行は共通に駆動される。

4. 実験結果

4.1 実験系のセットアップ

実験系の説明図を Fig.4 に示す。導波路の一端をポート 1、空中に配置された標準ダイポールアンテナ (ASD-2425B, Antenna Giken) の出力ポートをポート 2 と定義し、2.4GHz におけるポート 1,2 間の透過係数 S_{21} をネットワークアナライザ (N5230A, Agilent) を用いて測定した。また、導波路の他端をポート 3 とし、終端抵抗を用いて無反射境界となるようにインピーダンスを整合させた。標準アンテナは 3D ポジショナ (DM3474AV1, Device) によって 3 次元的に並進走査される。その座標系の原点 (0, 0, 0)mm は FET アレイの中央に定義され、走査範囲は $-450 \leq x \leq 450$ mm, $-400 \leq x \leq 400$ mm, $350 \leq x \leq 750$ mm とした。走査された範囲を Fig. 4 の

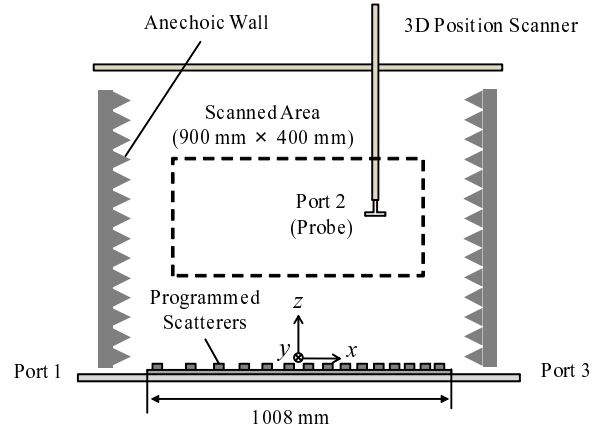


Fig.4 Experimental setup. The measured area is indicated by the black dotted rectangle.

点線によって示す。この時、測定空間の四方の側面を無響壁で囲んだ。走査は 10mm ピッチの分解能で行われた。これは 2.4GHz における空中での波長 $\lambda_a = 125$ mm よりも十分に短い。放射された波動は TM モード ($E_y = 0$) であるから、標準アンテナの長手方向は x 方向を向くようにセットされた。

散乱体をプログラムする前に、導波波長 λ_g を実験的に決定する必要がある。そこで、全ての FET がオフ（散乱体が無い状態）の時のポート 1,3 間の伝搬位相遅延を測定し、2.4GHz において $\lambda_g = 71$ mm を得た。これに対する半波長 (35.5mm) 程度の長さのマイクロストリップラインが放射器として働くため、3 個連続した FET のオン状態によって作られる 32mm のマイクロストリップラインをひとつの散乱体として用いることに決めた。なお、散乱体パターンを (2) 式から計算して求める際、 x_n は 3 連続の中心位置で定義し、計算結果を FET の配置周期 8mm のピッチで離散近似して最も近い値を x_n として採用した。

4.2 焦点の形成・走査

形成・走査された焦点を測定した結果を Fig. 5 に示す。(i) は、(a) $(x_f, z_f) = (-300, 600)$ mm, (b) $(x_f, z_f) = (-50, 500)$ mm, (a) $(x_f, z_f) = (200, 900)$ mm の位置に焦点を設定した場合の S_{21} の測定値を空間的にプロットしたものである。全ての場合において、焦点の近傍に電場が集中していることが観察される。 z 方向にはわずかに定在波が表れているが、これは散乱体アレイの上空に設置された 3D ポジショナのアームからの反射波の影響であると考えられる。プログラムされた散乱体のパターンは (ii) に示されており、(i) と x 軸を共有している。(a), (b) では $x = 168$ mm の付近で散乱体が欠けているように見えるが、これはこの箇所が FET 基板の連結部分を含んでしまうために意図的に散乱体を取り除いたためである。(iii) には $z = z_f$ における x 方向の断面プロットを示す。ただし、(c) については z_f を測定範囲の外に設定したため、 $z = 750$ mm (測定範囲の最外部) での断面を示した。(a), (b) はともに、目標とした焦点の x 座標とよく一致しており、誤差は 10mm ($0.08 \lambda_a$) 以内であった。半値幅で定義された焦点幅は (a) 160mm ($1.28 \lambda_a$) および (b) 120mm ($0.96 \lambda_a$) となった。同じく (iii) においてプロットされている点線は、以下のモデルによって計算されたもの

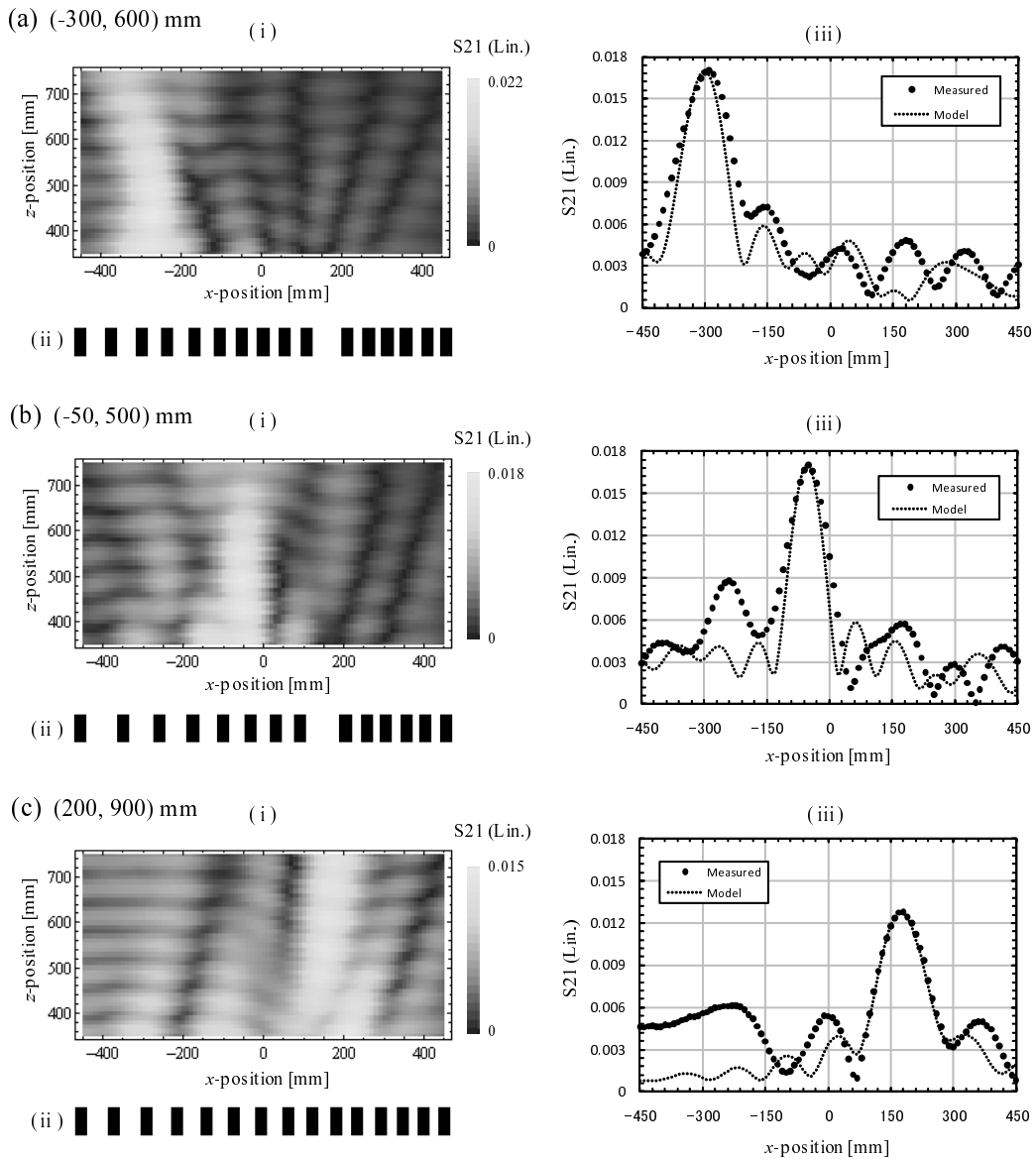


Fig.5 Focus-scanning results. The focus was set at (a) $(x_f, z_f) = (-300, 600)$ mm, (b) $(-50, 500)$ mm and (c) $(200, 900)$ mm. The measured S_{21} distribution and the programmed scatterer pattern are shown in (i) and (ii), respectively, sharing the same x -axis. (iii) shows the profile of (i) in the x -direction at $z = z_f$ for (a) and (b) and $z = 750$ mm (limit of the measured range) for (c).

である。

$$\varphi(x, z) = c \sum_n \frac{e^{-j(k_g x_n + k_a R_n(x, z))}}{R_n(x, z)} \quad (3)$$

ここで c は実験値とピーク値を揃えるための規格化定数, x_n は n 番目の散乱体の x 座標, $R_n(x, z)$ は観測点と x_n との間の距離

$$R_n(x, z) = \sqrt{(x - x_n)^2 + z^2} \quad (4)$$

である。(3) 式は、観測点が散乱体からさほど離れていないために R_n が n に陽に依存している点において通常のアレーファクタと異なっている。ここでは簡単のため、散乱体位置ごとに異なる散乱波振幅の影響を考慮せず、各散乱波の振幅を等しいと仮定しているものの、(3) 式は (iii) の実験結果と特にピーク付近においてよく一致している。

Figure 6 には Fig.5(b-i) の結果を $z = z_f$ において xy 面内で走査した結果を示す。散乱体アレイの配置は x 方向に一次的であるため、焦点は y 方向には絞られていない。また、ここで得られた電場分布より、導波路に入力した波動のパワーの約 10% が焦点付近に集中していることがわかる。さらに多くのパワーを集中させるためには、導波路内の誘電損失を下げ、また、より多くの散乱体を x 方向に並べるべきであると考えられる。これらの試みは、より大きな開口でより鋭い焦点を形成する観点からも重要である。最後に、実験では常に $S_{21} = S_{12}$ が成り立っていた。これより、システムが送受信で可逆的に利用なことが実験的に確かめられた。

5. 結論

RF スイッチを用いた可変マイクロストリップアレイに基づくフェーズアレイを提案した。FET を用い

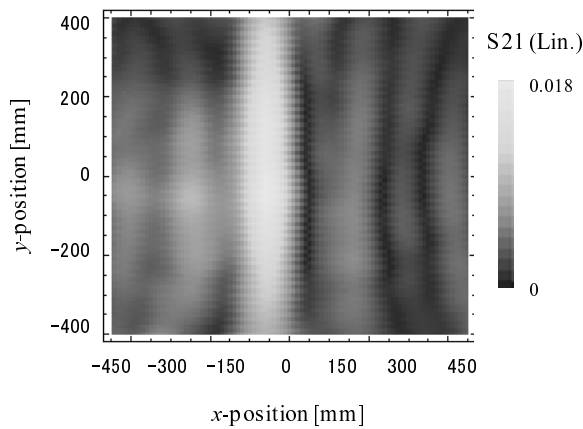


Fig.6 Measured S_{21} in the xy -plane at $z = z_f$ for $(x_f, z_f) = (-50, 500)$ mm.

て実装されたシステムによって、2.4GHzのマイクロ波を100mm程度（一波長弱）のスポットに収束させ、かつ焦点の位置を空中で走査できることを実験によって確かめた。焦点付近には導波路に入力したパワーの約10%が集中した。現在のセットアップでは、導波路の誘電体層としてアクリルを用いたため、その中で誘電損失が80%程度と大きいものと考えられる。今後、アクリルの代わりにテフロンなどのより低損失な材料を使用して誘電損失を低下させ、かつ更に多くの散乱体アレイを導波路表面に形成することで、焦点により多くのパワーをより鋭く集中させられるものと考えられる。各FETのスイッチングは低電圧（-3.3V）で可能なので、高速な焦点形成・走査が低消費電力で可能である。以上により、提案手法は極めて安価で小型・軽量のフェーズドアレイを実現する可能性を有している。なお、今回はRFスイッチとしてFETを用いたが、MEMS等のスイッチを用いても同様のシステムが構成可能である。特に、半導体デバイスが苦手とする数十GHzを超えた高周波帯においてはMEMSの利用が重要になってくるものと考えられる。

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、日本学術振興会特別研究員研究費22-4238、村田学術振興財団研究助成の支援を受けたものである。

- [1] A. Buffi, A.A. Serra, P. Nepa, H.T. Chou, G. Manara, "A Focused Planar Microstrip Array for 2.4 GHz RFID Readers," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 58, no. 5, pp.1536-1544, Jan. 2010.
- [2] S. Karimkashi and A.A. Kishk, "Focused Microstrip Array Antenna Using a Dolph-Chebyshev Near-Field Design," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 12, pp. 3813-3820, Dec. 2009.
- [3] K.D. Stephan, J.B. Mead, D.M. Pozar, L. Wang, and J.A. Pearce, "A Near Field Focused Microstrip Array for a Radiometric Temperature Sensor," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, no. 4, pp.1199-1203, Apr. 2007.
- [4] M. Bogosanovic and A.G. Williamon, "Microstrip Antenna Array With a Beam Focused in the

Near-Field Zone for Application in Noncontact Microwave Industrial Inspection," *IEEE Trans. Instrum Meas.*, vol. 56, no. 6, pp.2186-2195, Dec. 2007.

- [5] R.J. Mailloux, "Phased Array Theory and Technology," *Proc. IEEE*, vol.70, no.3, Mar. 1982.
- [6] J.B.L. Rao, G.V. Trunk, and D.P. Patel, "Two low-cost phased arrays," *IEEE AES Systems Magazine*, pp. 39- 44, Jun. 1997.
- [7] 門内靖明, 篠田裕之, "2次元伝送路を用いたフェーズドアレイシステム, 第26回センシングフォーラム計測部門大会, pp.215-220, 東京, 2009年9月.
- [8] Y. Monnai and H. Shinoda, "Microwave phased array sheet for wireless sensor network," in *Proc. 7th International Conference of Networked Sensing Systems (INSS2010)*, pp.123-129, Kassel, Germany, Jun. 2010.
- [9] H. Shinoda, Y. Makino, N. Yamahira, and H. Itai, "Surface Sensor Network Using Inductive Signal Transmission Layer," in *Proc. 4th International Conference of Networked Sensing Systems (INSS2007)*, Jun. 2007, pp. 201-206.