

# 平行二本線路と結合したダイポールアレーアンテナによるビーム走査

関口貴志, 武田健太, 今野佳祐, 陳強 (東北大学大学院工学研究科)

**概要:** 直進性が高く, 伝搬損失の大きなミリ波帯を用いた次世代無線通信では指向性を切り替えるビーム走査アンテナが必要であると考えられる. そこで本報告では, ビーム走査アンテナとして, 平行二本線路と結合したダイポールアレーアンテナを提案する. 数値シミュレーションを行い, アレー素子間隔を変えることでアンテナのビーム方向のスイッチングが可能であることを示す.

キーワード: ミリ波帯, ビーム走査

## 1. まえがき

近年の無線通信では携帯電話等の急速な発達に伴い, より高速・大容量な通信が求められる. 高速・大容量な通信を実現するために, 次世代無線通信システムでは現在よりも広い周波数帯域を利用することが検討されているが, 現在の無線通信システムに用いられているマイクロ波帯は逼迫している. そこで次世代無線通信システムでは, より広い周波数帯域を確保できる 30GHz 以上のミリ波帯の利用が考えられている. その一方, ミリ波帯の電磁波は伝搬損失が大きく直進性が強いいため, ミリ波帯無線通信用のアンテナでは, 通信時に端末・基地局が互いの方向にビームを走査することで, 損失を抑えることが望ましい.

アンテナのビーム走査を行う方法はいくつか知られている. その一つとして, 半導体素子によりビームを走査する電気的スイッチングがある. [1] ではダイオード素子を装荷することでパッチアンテナのビーム走査が可能であることを明らかにしている. しかし, 電気的スイッチングでは, 高速なビーム走査ができる一方, 半導体素子での電気的損失が大きいためという問題点がある. 一方で, 損失の小さいスイッチングとして, アンテナ素子を機械的に動かしてビーム走査を行う機械的スイッチングがある. 機械的スイッチングの例として, [2] では, リフレクタレーアンテナの素子を回転盤により動かすことでビーム走査が可能であることを明らかにしている. ミリ波帯通信システムにおいては, 伝搬損失の大きさから機械的スイッチングによる低損失なビーム走査アンテナが望ましい. しかしながら, ミリ波帯通信システム用の機械的なビーム走査アンテナに関する研究は行われていない.

本研究では, ミリ波帯通信システム用ビーム走査アンテナとして平行二本線路と結合したダイポールアレーアンテナを提案する [3]. ダイポールアレーの素子間隔を変えることでビーム方向が切り替わることを数値シミュレーションにより明らかにし, その特性を評価する. 加えて, エンドファイア方向に生じる不要ビームであるグレーティングローブをインダクタを装荷することで抑圧できることを明らかにする.

本報告の構成を以下に示す. まず 2 章では提案アンテナ

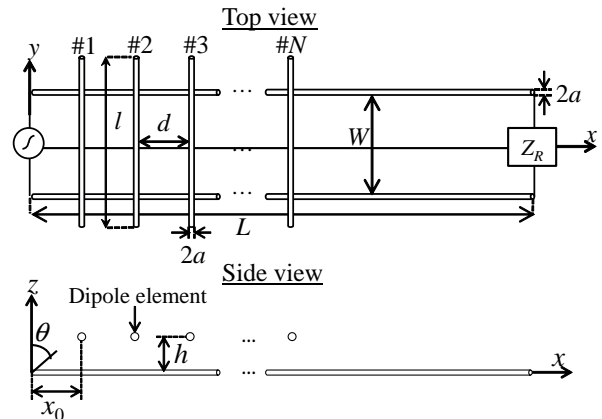


図 1: 提案アンテナモデル

モデルを示し, そのビーム走査原理をアレーアンテナの理論に基づいて説明する. 3 章では数値シミュレーションによって提案アンテナの特性を数値的に明らかにする. 4 章はまとめである.

## 2. 提案アンテナモデルとその動作原理

### 2.1 等間隔ダイポールアレーの原理

等間隔ダイポールアレーについての基本的な原理について説明する. 本研究における提案アンテナモデルを図 1 に示す.

等間隔に  $N$  本配置された均一な素子について, 各素子に等しい振幅  $I$  の電流が励振されたとき, 基準となる第 1 素子の  $\theta$  方向への遠方界を  $D(\theta)$  とすると, 第  $n$  素子の  $\theta$  方向への遠方界は以下の式 (1) で表せる [4]. ただし,  $\lambda_0$  は自由空間中での電磁波の波長である.

$$\mathbf{E}_n(\theta) = \mathbf{D}(\theta) I f_n(\theta) \frac{\exp(-jkr)}{r} \quad (1)$$

$$f_n(\theta) = \exp[j(n-1)(2\pi \frac{d}{\lambda_0} \sin \theta + \delta)] \quad (2)$$

式 (2) は配列係数と呼ばれる. ただし,  $d$  は素子間隔で,  $\delta$  は素子間の給電電流の位相差である.

このとき,  $N$  個の素子全体の  $\theta$  方向への遠方界は式 (3) で表せる.

$$\mathbf{E}(\theta) = \sum_{n=1}^N \mathbf{E}_n(\theta) \quad (3)$$

今回提案するアンテナでは,  $d, \delta$  が一定で  $\delta$  が次の式 (4) で表せる. ただし,  $\lambda$  は線路を伝搬する電磁波の実効波長である.

$$\delta = -2\pi \frac{d}{\lambda} \quad (4)$$

このとき、 $E$  は等比数列の和で表せる．式 (1)(2) より式 (3) は次の式 (5)(6) のように表せる．

$$E(\theta) = D(\theta) I \frac{\sin \frac{N\psi}{2} \exp(\frac{j(N-1)\psi}{2}) \exp(-jkr)}{\sin \frac{\psi}{2} r} \quad (5)$$

$$\psi = 2\pi \frac{d}{\lambda_0} \sin \theta + \delta \quad (6)$$

このとき、 $\psi = 2m\pi$  ( $m = 0 \pm 1, \pm 2, \dots$ ) を満たす  $\theta = \theta_0$  の方向が  $E(\theta)$  が最大値をとる主ビーム方向である．式 (4) より、提案アンテナにおける主ビーム方向  $\theta_0$  と素子間隔  $d$  についての以下の関係式 (7) が得られる．

$$\theta_0 = \arcsin(m \frac{\lambda_0}{d} + \frac{\lambda_0}{\lambda}) \quad (m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (7)$$

式 (7) で表せるように素子間隔  $d$  を変化することで主ビーム方向  $\theta_0$  を切り替えられることが分かる． $\lambda = \lambda_0$  のとき、 $m = 0$  とすると、 $d$  の値によらずに、エンドファイア方向 ( $\theta = 90^\circ$ ) に主ビーム以外の不要ビームが現れていることが分かる．この不要ビームはグレーティングローブと呼ばれる．

## 2.2 インダクタ装荷によるグレーティングローブの抑圧

前述したグレーティングローブを抑圧するため、平行二本線路上にインダクタを装荷したモデルを提案する．インダクタを装荷することで線路上を流れる電流に位相遅れが生じて、 $\lambda_0 > \lambda$  となる．このとき、 $m = 0$  で式 (7) を満たす  $\theta_0$  は存在しないため、グレーティングローブを抑圧できる．

## 3. 数値シミュレーション

モーメント法を用いて提案アンテナの数値シミュレーションを行い、その電流分布および利得を明らかにする．

今回、終端インピーダンス  $Z_L = 300\Omega$  で整合した  $L = 16\lambda$  の線路長の平行二本線路上に均一な半波長ダイポールを  $N = 10$  素子、等間隔に配置した．ただし、周波数  $f = 30\text{GHz}$  である．このとき、素子間隔  $d$  の値を  $0.6\lambda_0$  から  $1\lambda_0$  までの範囲で変化させた．

### 3.1 提案アンテナのビーム走査特性

ここでは、提案アンテナの主ビーム方向と素子間隔との関係を数値的に明らかにする．なお、平行二本線路上にはインダクタは装荷していない．

まず、 $d$  を変化させたときに各ダイポール素子に励振される電流の位相差を測定し、前述の素子電流の位相差の理論式 (4) と比較した．その結果を示したものが図 2 で

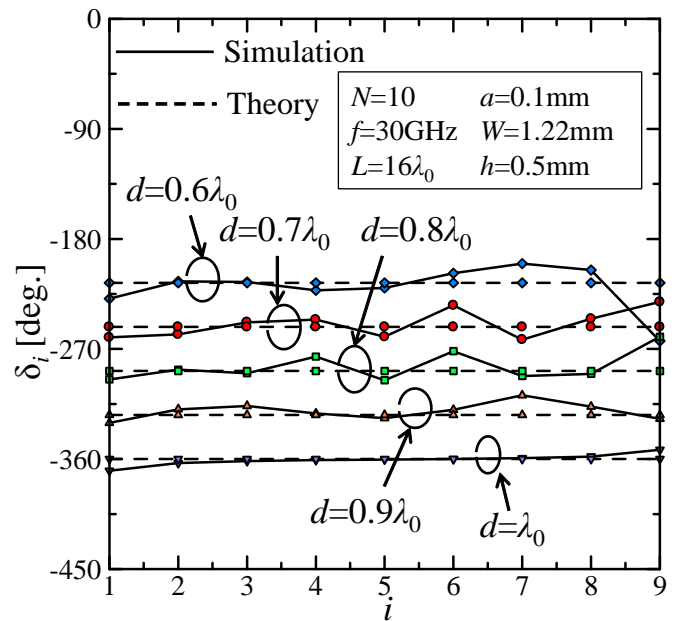


図 2: 素子電流の位相差

表 1: 主ビーム方向の比較

素子間隔 $d$	シミュレーション値 [deg.]	理論値 [deg.]
$0.6\lambda_0$	41	41.8
$0.7\lambda_0$	26	25.4
$0.8\lambda_0$	14	15.4
$0.9\lambda_0$	6	6.4
$\lambda_0$	1	0

ある．ただし、 $\delta_i$  は第  $i+1$  素子と第  $i$  素子の電流の位相の差を表している．

この結果より、素子電流の位相差は理論値とほとんど一致していることが分かる．理論値と異なり、素子間相互結合の影響があるため、数値シミュレーションによって計算した隣接素子電流間の位相差は一定にならない．理論値と数値シミュレーションによって求めた値の間の差はその結果生じたものである．

次に、 $zx$  平面における放射パターンを数値計算し、主ビーム方向を確かめた．図 3 と図 4 に、 $d = 0.7\lambda_0$  と  $d = 1\lambda_0$  のときの指向性利得を示す．これらの図からわかるように、 $d$  を変化させることにより、ダイポール素子電流の位相を変化させ、主ビーム方向を切り替えられることを確認した．その一方で、いずれの場合もエンドファイア方向にグレーティングローブが生じてしまうことも確認した．

次に、各  $d$  の値における主ビーム方向のシミュレーション値と式 (7) から求められる理論値を表 1 に示す．この表から、主ビーム方向の理論値とシミュレーション値は概ね一致することが分かる．理論値とシミュレーション値

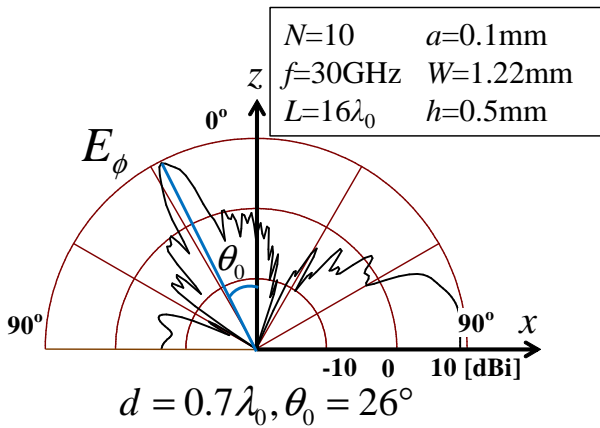


図 3:  $d = 0.7\lambda_0$  での指向性利得

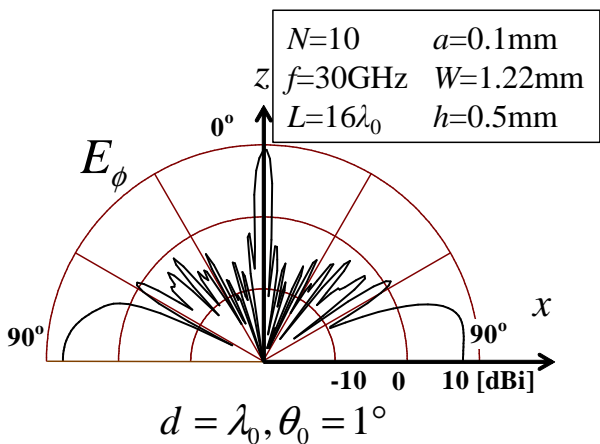


図 4:  $d = 1\lambda_0$  での指向性利得

の差が生じた原因は、数値シミュレーションでは素子間相互結合や平行二本線路からの放射などの影響がある一方で理論値ではそれらを無視していることと考えられる。

### 3.2 インダクタ装荷によるグレーティングローブ抑圧

ここまでの結果から、提案アンテナはダイポール素子間隔を変えることでビーム走査できるが、素子間隔によらずエンドファイア方向にグレーティングローブを生じてしまう問題があった。グレーティングローブの発生は、主ビームの利得を大きく下げただけでなく、他の通信機器への干渉を招く原因にもなる。したがって、グレーティングローブを抑圧することは実用上重要である。そこで本節では平行二本線路上にインダクタ素子を装荷することでグレーティングローブを抑圧できることを明らかにする。

インダクタを装荷したモデルを図 5 に示す。平行二本線路上のダイポール間の中心の位置にインダクタンス  $L_l$  のインダクタを装荷する。これにより、線路上の電流の位相が変化し、グレーティングローブを抑圧できる。今回の数値シミュレーションでは  $L_l = 0.01\text{nH}$  とした。

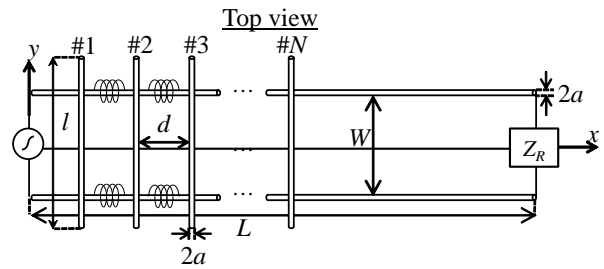


図 5: インダクタ装荷提案アンテナモデル

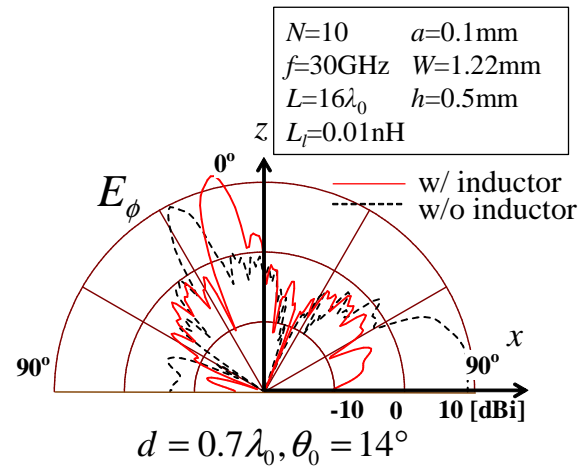


図 6:  $d = 0.7\lambda_0$  での指向性利得の比較

実際のインダクタ素子では、エネルギー損失が存在し、近似的に抵抗のある素子として表せる。この抵抗分  $R_L$  の大きさは  $Q$  値をによって式 (8) ように表せる。

$$R_L = \frac{\omega L_l}{Q} \quad (8)$$

$Q$  が大きいほどインダクタ素子は損失がなく理想的とみなせる。そこで本項では、インダクタ素子が理想的な場合とそうでない場合についての比較も行う。

提案アンテナに理想的なインダクタを装荷したモデルの指向性利得を図 6~8 に示す。 $d = 0.7\lambda_0$  の場合において、インダクタを装荷したことでグレーティングローブが抑圧されていることを確認した。また、このとき、インダクタを装荷しなかった場合と比べると主ビーム方向が  $z$  軸方向に近づいていることが分かる。これはインダクタにより線路電流に位相遅れが生じて、素子電流の位相も変化したためである。また、 $0.8\lambda_0 < d$  のときグレーティングローブが再出現した。これは、式 (7) において、 $d$  が大きくなると、主ビーム以外の  $m \neq 0$  のビームが出現してしまうためである。

次に、インダクタ素子の  $Q$  値が指向性利得に及ぼす影響を数値的に明らかにする。インダクタ素子が抵抗分のない理想的な ( $Q$  が十分に大きい) 場合と、抵抗分を考慮に入れた場合 ( $Q$  が小さい場合) の指向性利得を比較した。そ

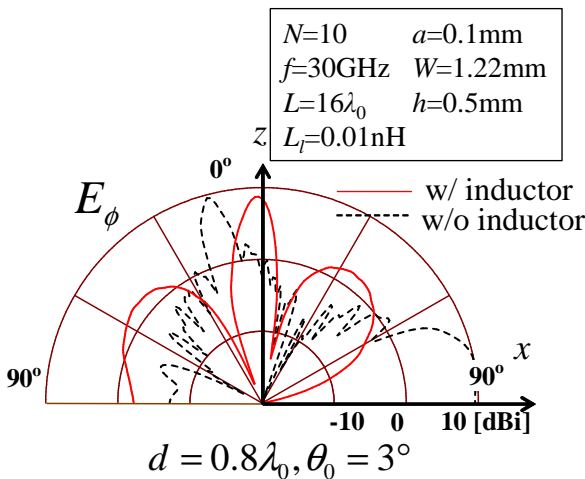


図 7:  $d = 0.8\lambda_0$  での指向性利得の比較

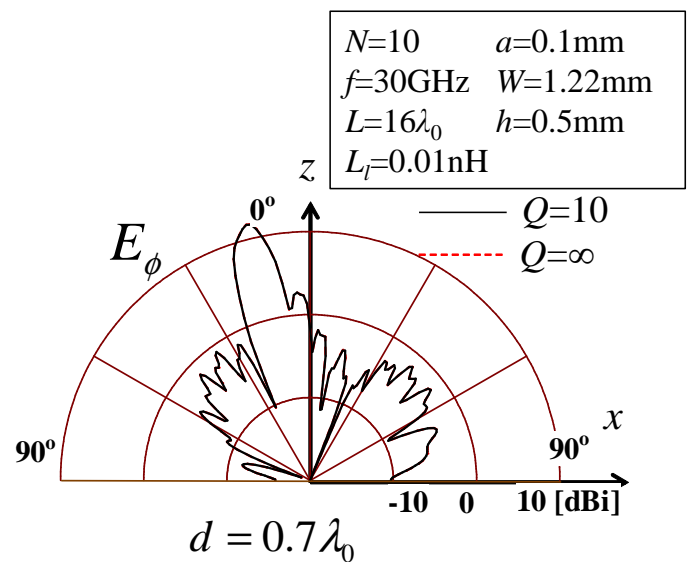


図 9: インダクタの  $Q$  値による指向性利得の比較

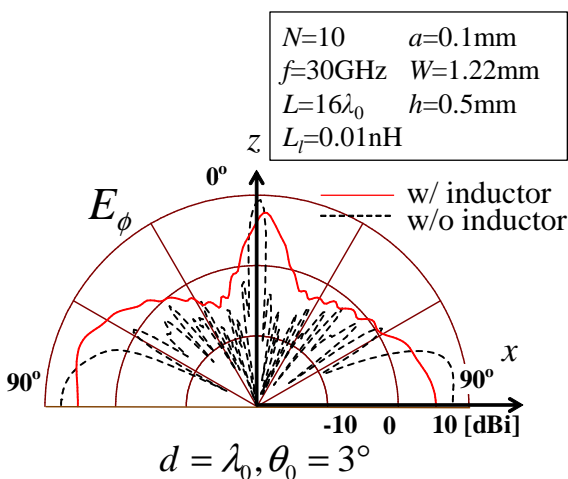


図 8:  $d = 1\lambda_0$  での指向性利得の比較

の結果を図 9 に示す．図 9 において， $Q = 10$  ( $R_L = 0.19$ ) のインダクタを装荷したときの指向性利得は理想的なインダクタを装荷したときの指向性利得とよく一致した． $Q$  が低いインダクタを装荷したにもかかわらず損失の影響がほとんど見られないのは，装荷したインダクタのインダクタンスが非常に小さかったことが原因と考えられる．

この結果より，提案アンテナにおいてインダクタの抵抗分は無視できる．しかしながら，ミリ波帯のような超高周波帯においてこのような非常に微小なインダクタンス値のインダクタを実現するのは困難であるため，実際のアンテナ構成では等価なスタブ等を用いる必要がある．

#### 4. むすび

本報告では，ミリ波帯での通信アンテナとして平行二本線路と結合したダイポールアレーアンテナを提案した．提案アンテナは，機械的に素子間隔を動かすことでビーム走査を可能にするアンテナである．数値シミュレーション

により，ダイポール素子間隔を変化することでビーム走査を行うことができ，主ビームを所望方向へ向けることが可能であることを明らかにした．また，このとき，グレーティングローブが生じてしまう問題を確認した．この問題の解決策として，インダクタを装荷することを提案し，その有効性を数値的に明らかにした．

#### 謝辞

東北大学サイバーサイエンスセンターのスタッフからは有益な助言を頂いた．ここに感謝する．

本研究成果の一部は，JSPS 科研費 26820137 および JSPS 海外特別研究員制度の助成を受けて得られたものである．

#### 参考文献

- [1] P. M Haskins, P. S. Hall, and J. S. Dahele, "Active patch antenna element with diode tuning," *Electron. Lett.*, vol. 27, pp. 1846-1848, Sept. 1991.
- [2] V.F.Fusco, "Mechanical beam scanning reflectarray," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, Vol.53, no.11, pp. 3842 - 3844, Nov. 2005.
- [3] C. J. Sletten, F. S. Holt, P. Blacksmith, Jr., G. R. Forbes, Jr., L. F. Shodin, and H. J. Henkel, "A new satellite tracking antenna," *WESCON/57 Conference Record*, vol. 1, pp.244,-261, Aug. 1957.
- [4] J. L. Volakis, *Antenna Engineering Handbook* 4th ed., McGraw-Hill,2007.