

平行二本線路と結合したダイポールアレーアンテナの指向性の設計

関口 貴志[†] 今野 佳祐[†] 陳 強[†]

[†] 東北大学大学院工学研究科 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6

E-mail: †{sekiguchi,konno,chenq}@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 平行二本線路とダイポールアレーを組み合わせたビーム走査アンテナを提案し、その指向性を設計する。提案アンテナは、平行二本線路を伝播する TEM 波によってダイポールアレーが励振されることで放射する。ダイポールアレーの素子間隔によってそのビーム方向が変わるため、移相器に頼ることなく、機械的に連続的なビーム走査が可能である。モーメント法による数値シミュレーションを行い、素子間隔とビーム走査方向との関係、および線路への短絡スタブの装荷の仕方が指向性に及ぼす影響を明らかにする。

キーワード 機械的ビーム走査, ダイポールアレー

Design of Directivity of Dipole Array Antenna Coupled to Two-Wire Parallel Transmission Line

Takashi SEKIGUCHI[†], Keisuke KONNO[†], and Qiang CHEN[†]

[†] Graduate School of Engineering, Tohoku University 6-6 Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579 Japan

E-mail: †{sekiguchi,konno,chenq}@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract A beam scanning antenna which is composed of a two-wire parallel transmission line and a dipole array is proposed, and design its directivity. The dipole array is excited by the TEM wave along the two-wire parallel transmission line. Main beam direction of the dipole array depends on its array spacing and can be controlled mechanically without a phase shifter. In this report, beam scanning capability of the proposed antenna is clarified using method of moments (MoM).

Key words mechanical beam scanning, dipole array

1. ま え が き

近年の移動無線通信の発達に伴い、より高速・大容量な通信が求められる。高速・大容量な通信の実現のために、広い周波数帯域が望まれているが、現在の無線通信システムにて利用さ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するため、30GHz以上のミリ波帯の利用が検討されている。しかしながら、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アンテナでは、送受信アンテナが互いの方向に強いビームを向けられるように、ビーム走査性能を有することが望ましい。

アンテナがビーム走査を行う手法の一つに、ダイオード素子などの電気素子を用いることによりビーム走査をする電氣的スイッチングがある。電氣的スイッチングの一例として、文献[1]では高インピーダンス平面上の寄生素子付きマイクロストリッ

プダイポールアレーに PIN ダイオードを装荷した 2.48 GHz 帯のビーム走査アンテナを提案しており、PIN ダイオードの ON-OFF 状態を切り替えることで広範囲へのビーム走査を実現している。また、文献[2]では 5 GHz 帯において、64 個の PIN ダイオードを円形に配置していき、PIN ダイオードの ON-OFF 状態を切り替えることで 360° 方向への離散的なビーム切り替えを可能にした SIW(Substrate Integrated Waveguide) ホーンアンテナを提案している。これらの電氣的スイッチングによるビーム走査では、高速なビーム走査ができる一方、ミリ波帯では半導体素子の挿入損失が大きく、ビーム方向が離散的になってしまうという問題点がある。

その一方で、損失が小さく、連続的なビーム走査が可能な技術として、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注目を集めており、そのミリ波帯通信アンテナへの応用が期待されている。機械的スイッチングの例として、文献[3]では、13 GHz においてスロットアレーアンテ

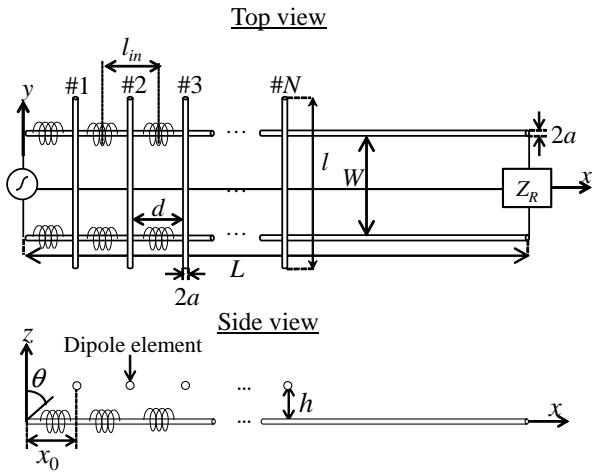


図 1 提案アンテナモデル

ナの導波路に挿入した誘電体棒の挿入距離を変化させることでビーム走査が可能であることを示しているが、スロット幅の設計に複雑な手順が必要で、誘電体損失の問題もある。また、文献 [4] では 24 GHz 帯において、SIW スロットアレーを用いたビーム走査アンテナを提案している。このアンテナは、給電に用いるホーンアンテナの位置を機械的に移動させることで広範囲でのビーム走査を実現できる利点がある。その一方で、導波路が 2 層構造になっていること、導波路内に多数のポストを配置する必要があることなど、構造が複雑であるという問題がある。

そこで筆者らは、機械的スイッチングによるミリ波帯通信システム用ビーム走査アンテナとして、図 1 で示すような、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 [5]。提案アンテナは、かつて衛星追跡用アンテナとして利用されたもので [6]、ダイポール素子と平行二本線路で構成された極めて簡易な構造であり、単一給電で移相器を必要としないため低コストである利点がある。

これまでの研究で、提案アンテナの素子間隔を変えてビーム走査できることを明らかにし、エンドファイア方向に出現するグレーティングローブが線路上に集中定数のインダクタを装荷することで抑圧できることを確認した [5]。しかしながら、文献 [5] では、インダクタを集中定数とみなして線路に装荷していたが、ミリ波帯においては、集中定数の大きさが波長に比べて無視できなくなることが想定される。

本報告では、平行二本線路と結合したダイポールアンテナの指向性を設計する。グレーティングローブを抑圧するため、集中定数のインダクタの代わりに、短絡スタブを線路に装荷し、その位置および向きがアンテナの性能に与える影響を明らかにし、連続的なビームの走査が可能であることを示す。

本報告の構成を以下に示す。まず 2 章では提案アンテナモデルを示し、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スタブを装荷したときのアンテナの性能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

図 1 で示すような等間隔に N 本配置された均一な放射素子について、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 θ 方向への遠方界を $D(\theta)$ とすると、第 n 素子 θ 方向への遠方界は以下の式 (1) で表せる。ただし、 λ_0 は自由空間中での電磁波の波長である。

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

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

式 (2) は配列係数と呼ばれる。ただし、 d は素子間隔で、 δ は素子の励振電流間の位相差である。

このとき、 N 個の素子全体の θ 方向への遠方界は式 (3) で表せる。

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

d, δ が一定であるとき、 δ が次の式 (4) で表せる。ただし、 λ 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、 \mathbf{E} は等比数列の和で表せる。式 (1) および (2) より式 (3) は次の式 (5) のように表せる。

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

$$\text{where } \psi = 2\pi \frac{d}{\lambda_0} \sin \theta + \delta$$

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 $\mathbf{E}(\theta)$ 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 θ_0 と素子間隔 d についての以下の関係式 (6) が得られる [6]。

$$\theta_0 = \arcsin(m \frac{\lambda_0}{d} + \frac{\lambda_0}{\lambda}) \quad (m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots) \quad (6)$$

式 (6) は、主ビーム方向 θ_0 が素子間隔 d の関数であることを示している。 $\lambda = \lambda_0$ 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 ($\theta = 90^\circ$) に主ビーム以外の強いビームが現れていることが分かる。このビームはグレーティングローブと呼ばれる。グレーティングローブの発生は、他の通信機器への干渉を招く原因になる。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な課題である。

2.2 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抑圧のために、文献 [5] で平行二本線路上にインダクタを装荷したモデルを提案した。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、 $\lambda_0 > \lambda$ となる。このとき、 $m = 0$ で式(6)を満たす θ_0 は存在しないため、グレーティングローブは可視領域に現れない。

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、アレー素子の電流位相および指向性利得を明らかにする。

今回、周波数 $f = 30$ GHz において、給電点とは逆側の終端に $Z_L = 300$ の負荷を接続した $L = 10\lambda_0$ の線路長の平行二本線路から高さ $h = 0.5$ mm の位置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。平行二本線路は特性インピーダンスが 300 となるように設計しており、線路幅 $W = 1.22$ mm で、平行二本線路及びダイポールの導体半径 $a = 0.1$ mm である。このとき、素子間隔 d の値を変化させてアンテナの特性を計算した。

3.1 インダクタ装荷位置による指向性利得への影響

文献[5]で、インダクタ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したが、線路上のインダクタの位置がアレー素子間の中点になるように数値シミュレーションを行ったため、 d が変化するとインダクタの位置も変化した。実際のアンテナでは、線路上に装荷したインダクタの位置を可変にするのは困難であるため、インダクタの装荷位置を固定するのが望ましい。そこで本節では、インダクタの適切な装荷位置を明らかにするため、インダクタの間隔 l_{in} が指向性利得およびアレー素子電流の位相へ与える影響を明らかにした。

今回の数値シミュレーションでは、線路にそれぞれ N 個ずつインダクタンス $H_L = 0.01$ nH、 $Q = 10$ ($R_L = 0.19$) のインダクタを装荷し、インダクタの間隔 l_{in} を $0.5\lambda_0 \sim 0.8\lambda_0$ の範囲で $0.1\lambda_0$ 刻みで変化させた。

まず、インダクタを装荷しない状態でのアンテナの指向性を図2に示す。素子間隔に応じて主ビームが走査できている一方で、エンドファイア方向へのグレーティングローブが素子間隔によらず発生していることが分かる。この結果は、式(6)から得られた理論的予測と一致する。次に、素子間隔 $d = 0.6\lambda_0$ として、インダクタを線路上に装荷する間隔を $l_{in} = 0.5\lambda_0$ から $0.8\lambda_0$ まで $0.1\lambda_0$ 刻みで変化させ、アンテナの指向性利得を測定した。そのうち $l_{in} = 0.5\lambda_0$ および、 $0.7\lambda_0$ での指向性を図3に示す。図3の結果から、 $l_{in} = 0.7\lambda_0$ ではグレーティングローブを抑圧しつつ鋭い主ビームが実現できている一方、 $l_{in} = 0.5\lambda_0$ においてはグレーティングローブは抑圧できているものの、サイドローブが大きく、鋭い主ビームは実現できていない。

このときの、隣接アレー素子間の電流位相差を示したものが図4である。ただし、 δ_i は第 $i + 1$ 素子と第 i 素子に励振される電流の位相の差を表している。アレーアンテナの理論から、ある方向に等位相面を形成し、主ビームを向けるためには、隣接素子間の位相差が一定であることが望ましい。ところが、図4の結果から $l_{in} = 0.5\lambda_0$ での隣接素子間の電流位相差は $l_{in} = 0.7\lambda_0$ の場合と比べてばらつきが大きいことが分かる。

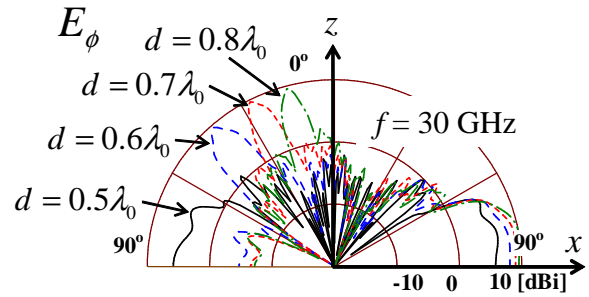


図2 提案アンテナの指向性利得 (インダクタなし)

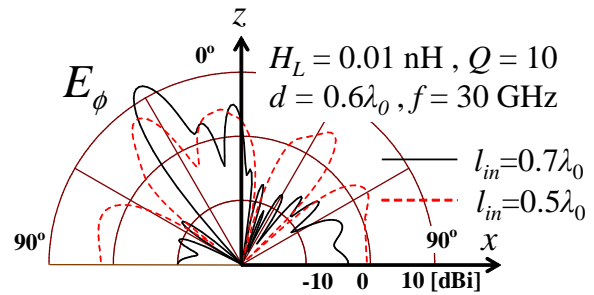


図3 インダクタの装荷位置による指向性利得の比較

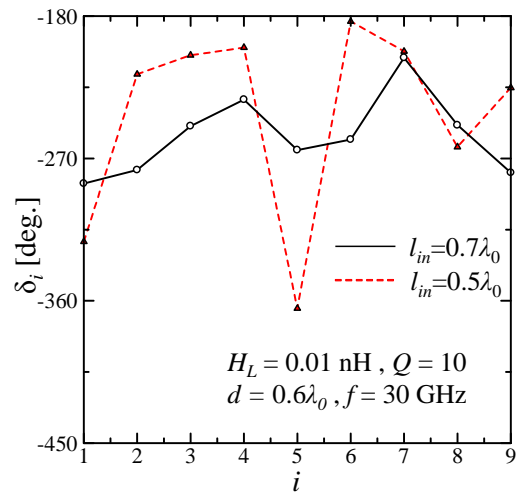


図4 隣接素子間の電流位相差 ($d = 0.6\lambda_0$, $l_{in} = 0.5\lambda_0, 0.7\lambda_0$)

ばらつきを定量的に評価するため、それぞれの場合について位相差の標準偏差を求めたところ、 $l_{in} = 0.5\lambda_0$ の場合の標準偏差は 57.8° で、 $l_{in} = 0.7\lambda_0$ での標準偏差 22.4° と比べて大きい値となった。図3で、 $l_{in} = 0.5\lambda_0$ としたときの指向性利得のサイドローブが大きいのはそのためである。また、アレー素子間の位相差に差異が生じる理由は、 d が l_{in} と比べて大きい場合、アレー素子間に装荷されているインダクタの個数が2つになる区間が生じてしまうことである。その様子を図5に示す。また、逆に図6のように、 d が l_{in} と比べて大きい場合、アレー素子間に装荷されているインダクタの個数が0になる区間が生じてしまい、やはりアレー素子間の電流位相差が大きくばらつく可能性がある。提案アンテナの素子間隔 d は可変であるので、全ての素子間隔に対して素子間にインダクタを1つだけ

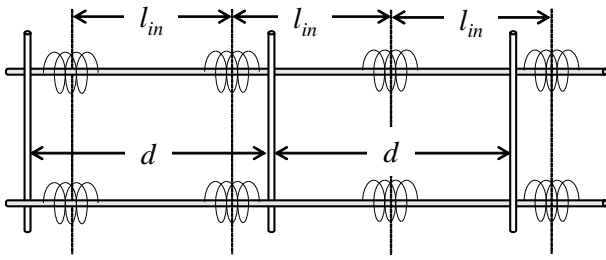


図5 インダクタとダイポール素子の位置関係の一例 ($d > l_{in}$)

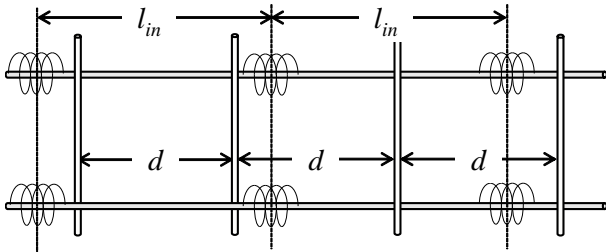


図6 インダクタとダイポール素子の位置関係の一例 ($d < l_{in}$)

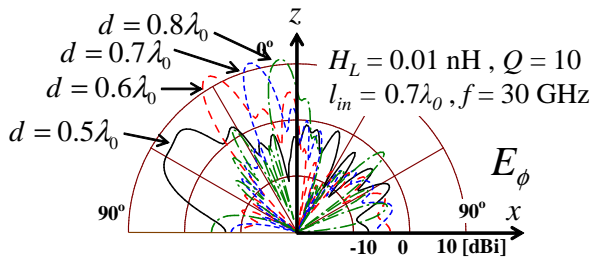


図7 指向性利得 ($l_{in} = 0.7\lambda_0$)

含むような配置は困難である．以上のことから，インダクタの装荷位置と間隔は，全ての素子間隔 d に対して，隣接阻止間の位相差がなるべく一定になるように決める必要がある．

このような l_{in} の値を調査したところ， $l_{in} = 0.7\lambda_0$ が最適な値であることが分かった．提案アンテナでは，主ビームが可視領域に出現する d の範囲がおおよそ $0.5\lambda_0$ から $0.9\lambda_0$ の範囲であるため，最適な l_{in} の値はその中間の値である $0.7\lambda_0$ となったと予想できる．このときの指向性利得を図7に示す．いずれの素子間隔でも鋭い主ビームが得られている一方，グレーティングローブは表れていないことが分かる．

以上の結果より，アレー素子間の電流の位相差を考慮してインダクタの装荷位置を決定することで，グレーティングローブを抑圧しつつビーム走査を行えることを確認した．ここではインダクタを集中定数と仮定したが，実際にはミリ波帯のような高周波帯においては，インダクタの大きさが波長に対して無視できなくなることが予想されるため，集中定数ではなく分布定数としてインダクタを装荷するのが妥当である．

3.2 短絡スタブ装荷によるグレーティングローブ抑圧

前節で述べたように，提案アンテナにインダクタを装荷することでグレーティングローブを抑圧できるが，ミリ波帯において集中定数素子の大きさが波長に比べて無視できなくなるとい

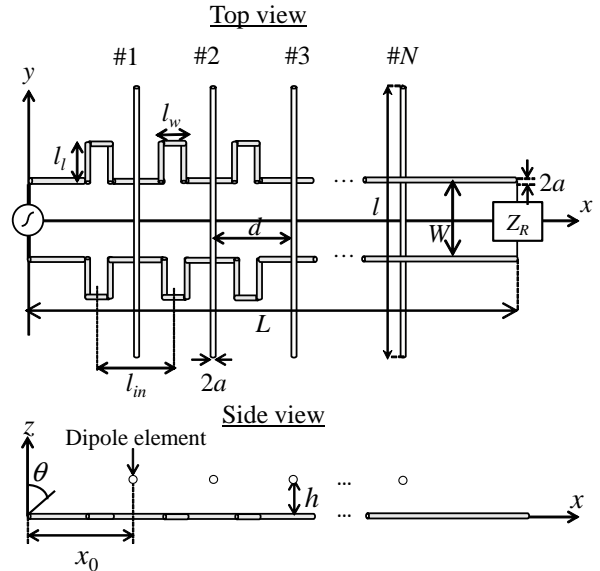


図8 y 軸方向に短絡スタブを装荷したアンテナモデル

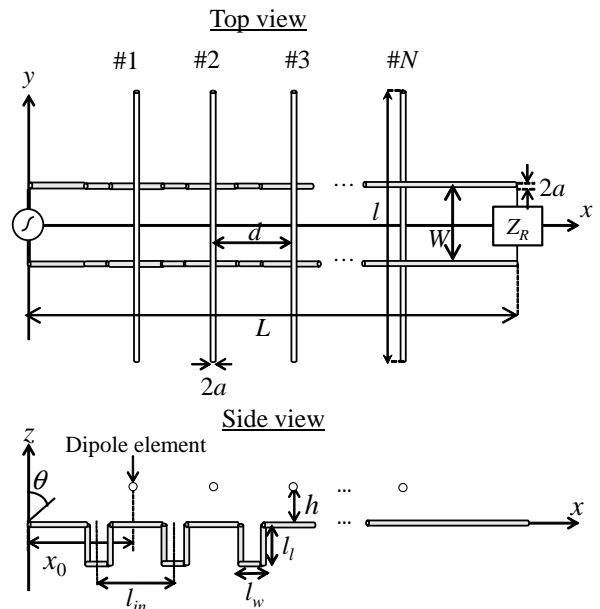


図9 z 軸方向に短絡スタブを装荷したアンテナモデル

う問題があった．そこで本節では，線路に装荷するインダクタを短絡スタブに置換する．スタブの寸法を分布定数理論によって設計することで，集中定数のインダクタと同様に，提案アンテナの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．

今回の数値シミュレーションでは，短絡スタブを装荷する向きを z 軸方向と y 軸方向とした2つの場合について検討を行った．それぞれのアンテナモデルを図8と図9で示す．

今回の数値シミュレーションでは，線路にスタブを装荷する間隔は前節の数値シミュレーション結果から $l_{in} = 0.7\lambda_0$ とし，スタブ幅 l_w を大きさを持たない集中定数素子に近づけるため小さな値である $l_w = 0.1\lambda_0$ とし， d の値が変化してもグレーティングローブ抑圧が得られるスタブ長をパラメータスタディで測定した結果，スタブ長 $l_i = 1 \text{ mm}$ と決定した．

表 1 素子電流の位相差の標準偏差

素子間隔	スタブ向き	標準偏差 [deg.]
$d = 0.5\lambda_0$	y 方向	56.5
	z 方向	26.7
$d = 0.6\lambda_0$	y 方向	27.9
	z 方向	13.0
$d = 0.7\lambda_0$	y 方向	16.5
	z 方向	12.0
$d = 0.8\lambda_0$	y 方向	32.9
	z 方向	21.3

$d = 0.6\lambda_0$ と $d = 0.8\lambda_0$ において、2つのアンテナモデルの指向性利得を求めた結果を図10と11に示す。図10と図11の結果より、いずれの場合もグレーティングローブを抑圧しつつビーム走査を実現している。その一方で、スタブをz軸方向に装荷したアンテナモデルと比較して、スタブをy軸方向に装荷したアンテナモデルでは主ビームが広がり、サイドローブレベルが比較的大きくなっている。

2つのモデルの指向性の違いが生じた原因を明らかにするために、隣接素子間の電流位相差を図12と図13に示す。ただし、 δ_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。

図12と図13の結果より、スタブの向きがy方向のモデルよりもz軸方向のモデルの方が素子電流の位相差が一定に近いことが分かる。それぞれの d について、素子電流の位相差について標準偏差を比較した結果を、表1に示す。いずれの d の場合においても、スタブの向きがy方向の場合の方が標準偏差は大きかった。

このような結果が得られた理由を考察すると、y方向にスタブを配置したモデルでは、アレー素子と同じ偏波の電磁界がスタブから放射される上、素子とスタブが平行配置となり、それらの間の近傍界結合が強くなる。平行二本線路を伝播するTEMモードの電磁界に加えて、それらの電磁界によっても素子が励振された結果、隣接素子間の電流位相差が一定にならなかったと考えられる。一方で、z方向にスタブを配置したモデルでは、逆相かつ等振幅の電流が流れているスタブが波長に比べて非常に小さい間隔で対向しているため、スタブからの放射が非常に小さい。加えて、素子とスタブが直交配置になっているため、それらの間の近傍界結合はほとんどない。したがって、このモデルでは平行二本線路を伝播するTEMモードの進行波で素子が主に励振される。その結果、隣接素子間の電流位相差がほとんど一定になったものと考えられる。

以上のことから、提案アンテナでは、スタブの向きをz軸方向にするべきであるということが確認できた。スタブの向きがz軸方向のモデルの指向性利得を素子間隔 d に対して求めた結果を図14に示す。いずれの素子間隔においても主ビームが形成されており、その方向は素子間隔に依存して変化していることが分かる。

また、提案アンテナは素子間隔を変化させることで走査を行うので、連続的な操作が可能である。ビーム走査の連続性を示

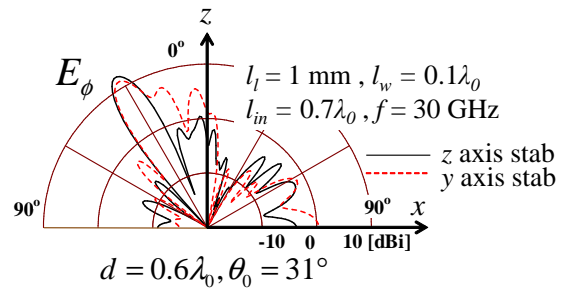


図 10 指向性利得 ($d = 0.6\lambda_0$, 短絡スタブ装荷)

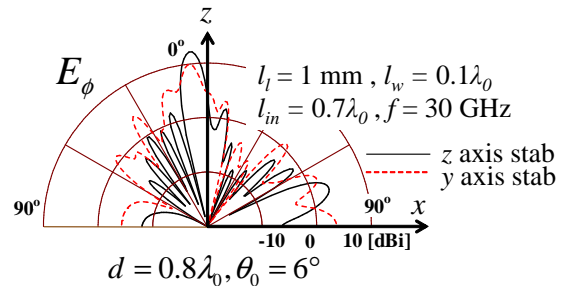


図 11 指向性利得 ($d = 0.8\lambda_0$, 短絡スタブ装荷)

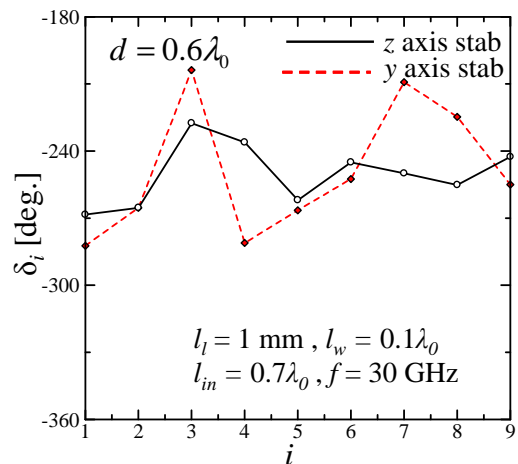


図 12 隣接素子間の電流位相差 ($d = 0.6\lambda_0$, 短絡スタブ装荷)。

すために、 d の値を $0.45\lambda_0$ から $0.9\lambda_0$ まで、 $0.01\lambda_0$ 刻みで細かく変化させ、指向性利得を測定した結果を15のカラーマップで示す。この結果より、素子間隔 d を細かく変化させることで、主ビーム方向を 0° から 90° まで連続的に走査できることが分かる。

以上の結果より、提案アンテナにインダクタに代わり短絡スタブを装荷することでグレーティングローブの抑圧を達成しつつビーム走査を行えることを確認した。また、アレー素子との相互結合を生じさせない方向に短絡スタブを装荷することで、サイドローブが抑圧され、鋭いメインビームが実現できることを確認した。このとき、主ビーム方向は広範囲に連続的に走査できることを確認した。

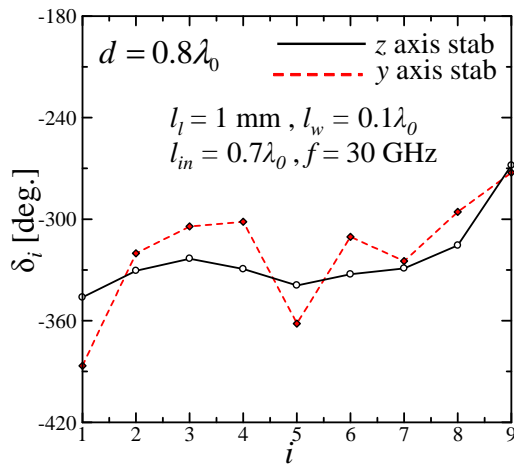


図 13 隣接素子間の電流位相差 ($d = 0.8\lambda_0$, 短絡スタブ装荷)

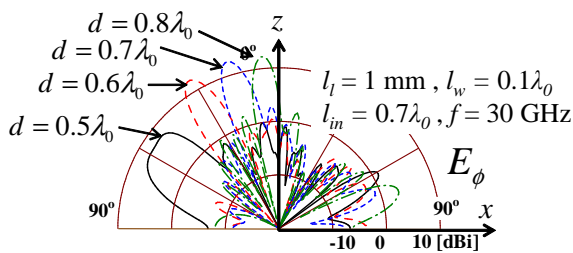


図 14 指向性利得 (z 軸方向の短絡スタブ装荷)

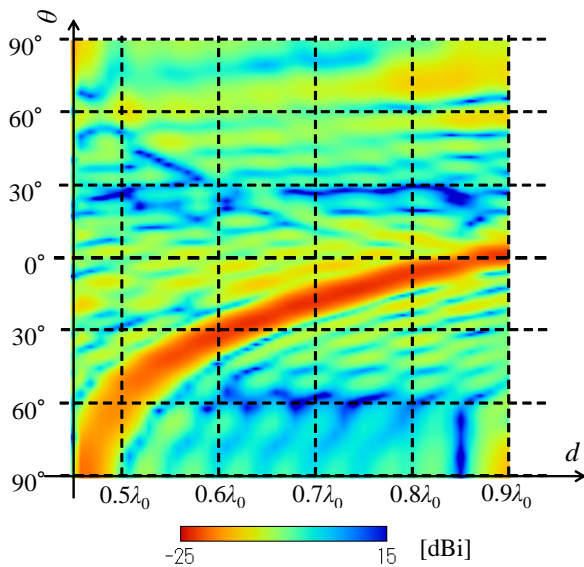


図 15 z 軸方向スタブ装荷時の素子間隔 d と指向性利得

4. む す び

本報告では、ミリ波帯通信用アンテナである平行二本線路と結合したダイポールアレーアンテナの指向性を設計した。グレーティングローブを抑圧するために装荷するインダクタおよび短絡スタブの設計を数値シミュレーションで行い、その有効性を明らかにした。数値シミュレーションにより、インダクタ間隔を変えることでビーム走査特性に変化が生じることを確認

し、指向性利得とアレー素子電流の位相から最適なインダクタ間隔を明らかにした。また、ミリ波では集中定数素子の大きさが波長に比べて無視できなくなることから、インダクタの代わりに短絡スタブを装荷することを提案し、その有効性およびスタブ装荷方向の影響を数値的に解析し、広範囲に連続的にビームを走査できることを明らかにした。

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。

文 献

- [1] M. Li, S. Xiao, and B. Wang, "Compact, low-profile, HIS-based pattern-reconfigurable antenna for wide-angle scanning," The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), pp. 1541 - 1544, April 2014.
- [2] L. Ge, K.M. Luk, and S. Che, "360-degree beam-steering reconfigurable wideband substrate integrated waveguide horn antenna," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. -, no. -, pp. -, (In-press), Oct. 2016.
- [3] N. K. Host, C. Chen, J. L. Volakis, and F. A. Miranda, "Ku-band traveling wave slot array scanned via positioning a dielectric plunger," IEEE Trans. Antennas Propag., vol. 63, no. 12, pp. 5475 - 5483, Dec. 2015.
- [4] E. Gandini, M. Casaletti, K. Tekkouk, L. L. Coq, and R. Sauleau, "SIW slotted waveguide array with pillbox transition for mechanical beam scanning," IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 11, pp. 1572 - 1575, Dec. 2012.
- [5] K. Konno, K. Takeda, and Q. Chen, "Beam scanning capability and suppression of endfire radiation of dipole array antennas coupled to two wire parallel transmission line," IEICE Commun. Express, vol. 4, no. 12, pp. 358-362, 2015.
- [6] 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.
- [7] J. L. Volakis, Antenna Engineering Handbook 4th ed., McGraw-Hill, 2007.