

平行二本線路と結合したダイポールアレーアンテナのグレーティングローブ抑圧

関口 貴志, 今野 佳祐, 陳 強 (東北大学大学院工学研究科)

概要:

ミリ波帯を利用した次世代の無線通信システムのための、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がこれまで提案されてきた。提案アンテナの問題として、エンドファイア方向にグレーティングローブが出現し、他機器への干渉の原因となることが挙げられる。平行二本線路上にインダクタ、もしくはスタブを装荷することで、グレーティングローブを抑圧できることが分かっているが、インダクタ装荷の適切な間隔は分かっておらず、分布定数を利用したスタブの設計も行われていない。本研究では、グレーティングローブ抑圧の目的で平行二本線路に装荷するインダクタの最適な間隔を明らかにし、分布定数を利用したスタブの設計を行う。数値シミュレーションを行い、最適な間隔でスタブを装荷したアンテナが $6^\circ \sim 53^\circ$ の走査範囲を実現することを明らかにした。

キーワード: ミリ波帯, ビーム走査, グレーティングローブ

1. まえがき

無線通信システムの急速な発達に伴い、より高速・大容量な通信が近年では求められる。高速・大容量な通信の実現のために広い周波数帯域の利用が希求されているが、現在の無線通信システムに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できる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ので、ミリ波帯無線通信用のアンテナでは、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。

アンテナのビーム走査を行う方法の一つとして、ダイオードなどの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。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11.2 GHzにおいてハイブリッド移相器を用いたビーム走査パッチアレーアンテナを提案している。移相器への入力をスイッチングしてアンテナへ入力される給電電圧の位相を制御し、離散的にビーム方向を切り替えられることを示している。このような、電気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、ミリ波帯ではダイオードや移相器の挿入損失が大きいという問題点がある。

その一方で、損失の小さいビーム走査法として、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り、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

が可能な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、また誘電体損失の問題がある。また、文献[4]では24 GHz帯において、SIW(Substrate Integrated Waveguide)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。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、線路上に集中定数のインダクタを装荷することで、エンドファイア方向のグレーティングローブを抑圧できることを確認した[5]。しかしながら、文献[5]では、線路上に装荷したインダクタの位置およびアンテナ素子の位置の両方を可変にしていたが、実際には線路上に装荷されたインダクタの位置を可変にすることは困難である。また、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、提案アンテナからのグレーティングローブを抑圧するため、インダクタの装荷位置が、アンテナの性能におよぼす影響を明らかにする。また、集中定数のインダクタの代わりに、それと等価な短絡スタブを線路上に装荷したアンテナの性能を明らかにする。

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インダクタの最適な装荷間隔を明らかにし、インダクタの代わりに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。

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

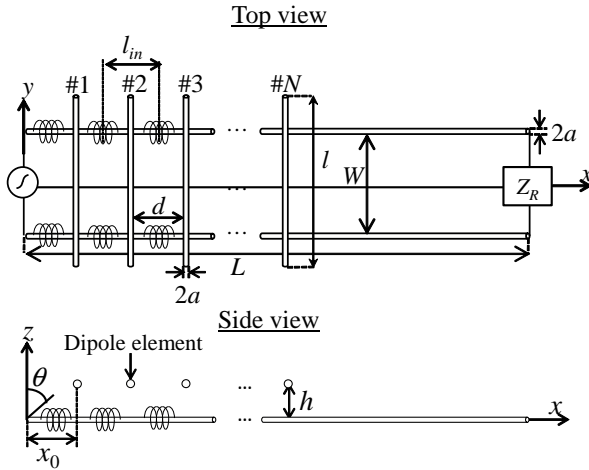


図 1: 提案アンテナモデル

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

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。

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

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

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, 主ビームの利得を大きく下げるだ

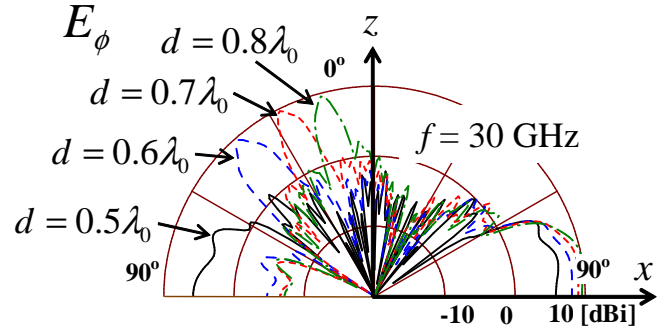


図 2: 提案アンテナの指向性利得 (インダクタなし)

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。

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を抑圧するために, 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て, $\lambda_0 > \lambda$ 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。平行二本線路の幅 $W = 1.22$ 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 $0.5\lambda_0$ から $0.8\lambda_0$ までの範囲で変化させた。

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 midpoint 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, $Q = 10$ ($R_L = 0.19$

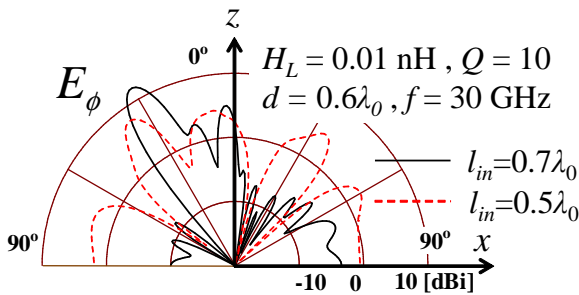


図 3: 提案アンテナの指向性利得 ($d = 0.6\lambda_0$, $l_{in} = 0.5\lambda_0$, $0.7\lambda_0$)

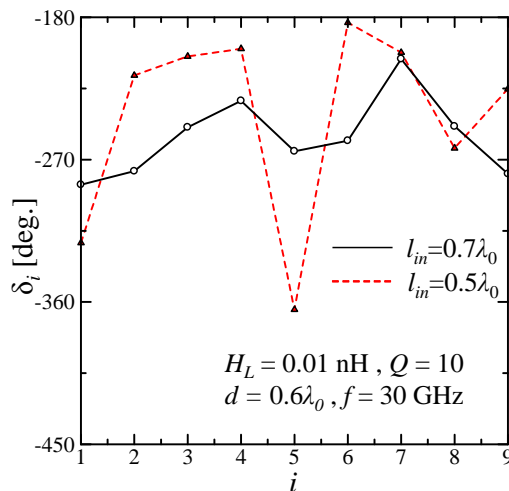


図 4: 隣接素子間の電流位相差 ($d = 0.6\lambda_0$, $l_{in} = 0.5\lambda_0$, $0.7\lambda_0$)

)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 2 に示す。素子間隔に応じて主ビーム方向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に予測と一致する。次に、素子間隔 $d = 0.6\lambda_0$ として、インダクタを間隔 $l_{in} = 0.5\lambda_0, 0.7\lambda_0$ で線路に挿入したアンテナの指向性利得を図 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、鋭い主ビームは出ていない。

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 素子の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

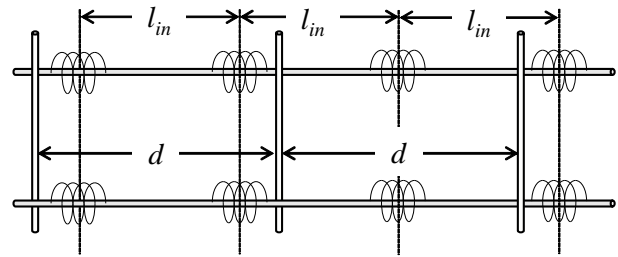


図 5: インダクタとダイポール素子の位置関係の一例 ($d > l_{in}$)

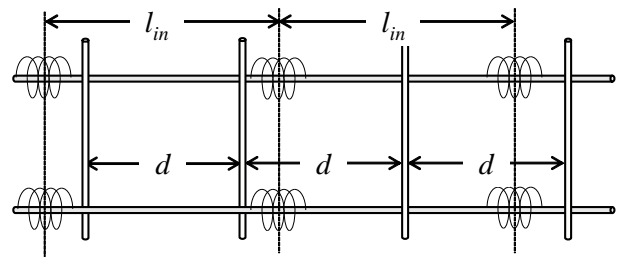


図 6: インダクタとダイポール素子の位置関係の一例 ($d < l_{in}$)

接素子間の電流位相差は一定になっておらず、ばらつきが大きいことが分かる。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。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。なお、このときの主ビームの走査範囲は仰角方向の 6° から 52° までである。

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

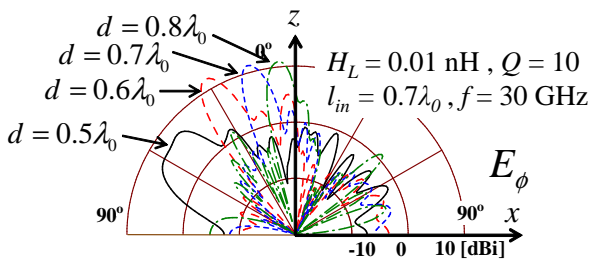


図 7: 指向性利得 ($l_{in} = 0.7\lambda_0$)

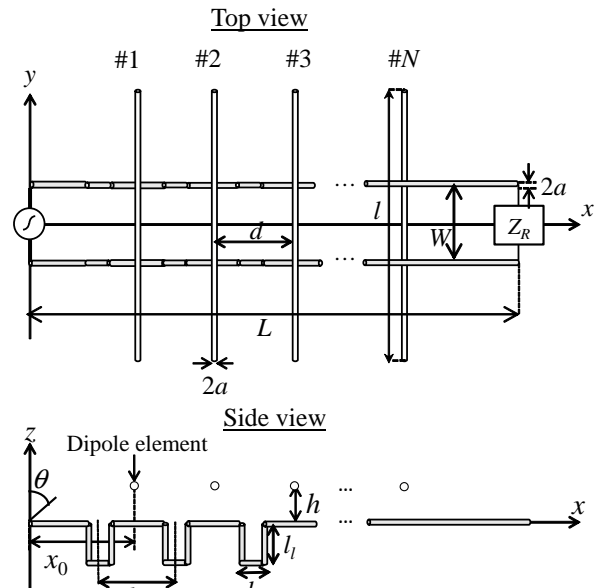


図 9: z 軸方向に短絡スタブを装荷したアンテナモデル

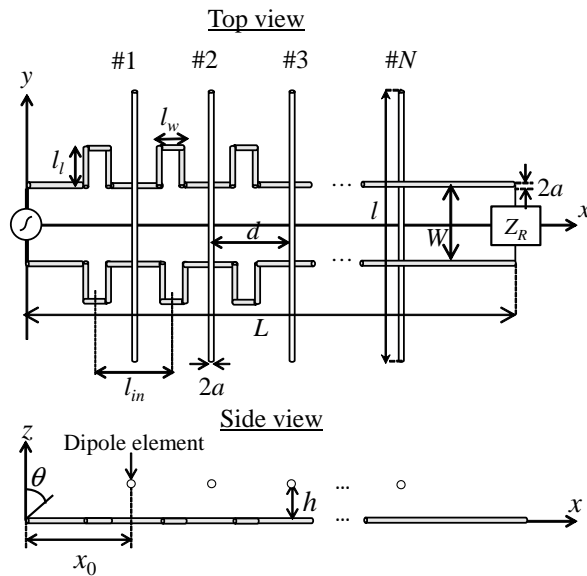


図 8: y 軸方向に短絡スタブを装荷したアンテナモデル

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し、スタブを分布定数理論で設計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。

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、スタブ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ところ、スタブ長 $l_i = 1$ mm と決定した。

$d = 0.6\lambda_0$ 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。 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。

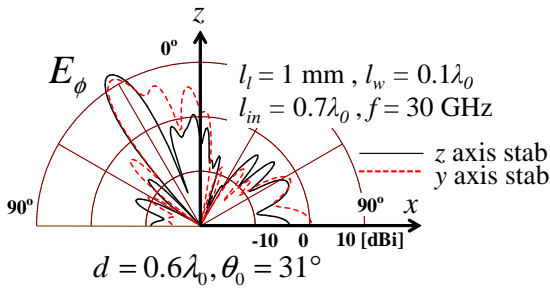


図 10: 指向性利得 ($d = 0.6 \lambda_0$, 短絡スタブ装荷)

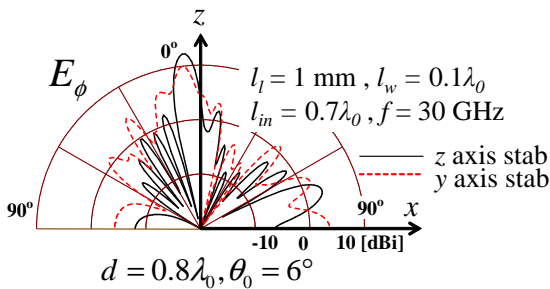


図 11: 指向性利得 ($d = 0.8 \lambda_0$, 短絡スタブ装荷)

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。図 14 から、主ビーム方向は 6° から 53° だということが分かった..

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、強いメインビームが獲得できることを確認した。

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グレーティングローブ抑圧を行った。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明らかにした。

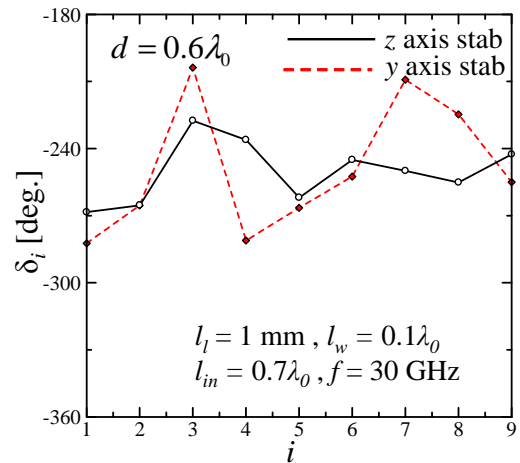


図 12: 隣接素子間の電流位相差 ($d = 0.6 \lambda_0$, 短絡スタブ装荷)。

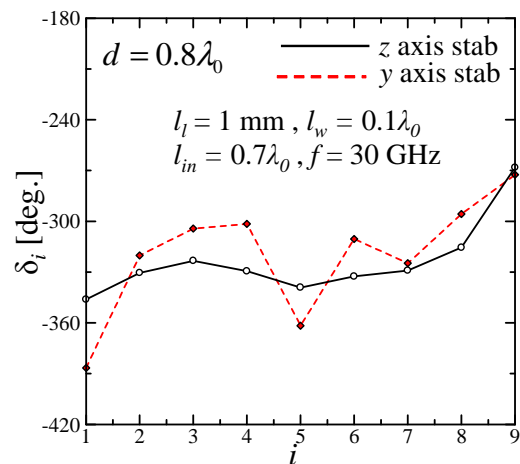


図 13: 隣接素子間の電流位相差 ($d = 0.8 \lambda_0$, 短絡スタブ装荷)

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] 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.

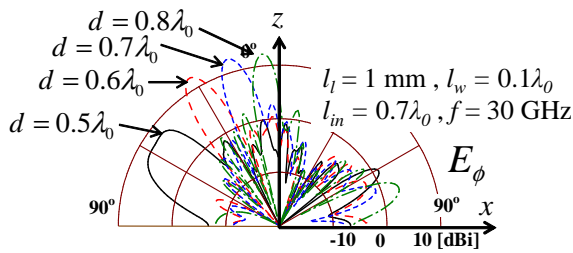


図 14: 指向性利得 (z 軸方向の短絡スタブ装荷)

- [2] J. H. Kim, K. D. Jang, W. J. Byun, B. S. Kim, K. S. Kim, M. S. Song, and W. S. Park, "Design of a novel switched four beam array antenna for millimeter wave," Proc. IEEE AP-S, pp. 2654 - 2657, June 2007.
- [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.