

マイクロストリップラインによる機械制御型誘電体移相器の設計

長江 眞平, 佐藤 弘康, 陳 強 (東北大学大学院工学研究科)
加賀谷 修, 佐山 稔貴 (AGC 株式会社)

概要: 誘電体を用いた低コストな機械制御移相器を設計した結果を報告する. 提案する移相器は 3 層に分かれており, ストリップ線とグラウンド板に挟まれた, スリットを持つ誘電体プレートを動かすことで位相を制御する. 高誘電率な材料などを用いず, 3 層すべて同じ材料を用いているため製作が容易である. スリット幅を適切に定めることで連続的かつ $1\lambda_0$ あたり最大 90 deg. の位相変化を実現している.

キーワード: 5G, 移相器, 誘電体基板

1. まえがき

近年, 第 4 世代通信(4G)に代わる新たな通信システムとして第 5 世代高速通信(5G)の研究が盛んに行われている[1]. 5G 通信の特徴の要件である, 多端末の同時通信と低コストを実現するために, 5G 基地局アンテナには, 高利得かつビーム方向を制御できるアンテナを安価に生産することが求められている. このことから, 移相器を用いることで放射方向を任意に変化できるフェーズドアレーアンテナが注目されている. ダイオードなどの半導体素子を用いる電氣的移相器は盛んに研究されているが, 挿入損失の大きさやコストの面に問題点があることが指摘されている. [2], [3]

そこで機械的な制御による移相器の提案が行われている. [4]や[5]では, マイクロストリップラインの上に三角形の誘電体プレートを置くことによって位相を制御している. 前者は, 圧電素子を用いてプレートを持ち上げることで位相を変化させている. 後者は, プレートの形状や比誘電率を最適化している. これらは低い挿入損失を実現している一方, サイズが大きく構造が複雑である. [6]は, 空気のギャップを設けた 2 つの誘電体からなっており, サイズが小さく構造が単純なものとなっている. しかし, 高い比誘電率を持つ材料を使用しなければならず, コストの問題がある. [7]は, アンテナと移相器を一体化することでサイズを小さくしているが, 機械制御の大きさのわりにビームチルトが小さい. 小さく単純な構造, かつ低コストな移相器のためには違ったアプローチが必要であると考えられる.

ストリップラインとグラウンド板の間に設けた移相器は[8], [9]に代表される. のこぎり型や M 型の誘電

体プレートを動かすことで, ストリップラインの電気長を変化させて位相を制御している. 後者はそれに加えて, 誘電体移相器を等価回路に表すことによって, 中心周波数における反射係数 0 を実現している. しかしながら, 誘電体プレートの誘電正接が $\tan\delta=0.0023$ と大きく 5G 通信で想定されている周波数帯では挿入損失が大きくなる.

本報告では, 3 層からなる移相器を提案する. 本移相器は, ストリップラインをもつ第 1 層とグラウンド板をもつ第 3 層が, 長方形の空気層ギャップをいくつか持った第 2 層をサンドイッチする構造であり, 第 2 層を動かすことによって位相を制御する. 3 層の材質を統一することで, 製作上のコスト削減と高周波帯での挿入損失の低減を実現している. 所望の位相変化を満たすスリットの幅とその位置を数値解析から明らかにした結果を報告する.

2. 移相器の設計

図 1 に提案する移相器の構成を示す. スリットを設けた第 2 層を x 軸方向に動かすことによって, 基板の実効誘電率および MSL 内の実行波長を変化させる. MSL 中心からスリット中心までの距離は d としている. 移相器としての性能はスリットの大きさによるところが大きいため, スリットの高さ h_s と幅 w_s について位相変化量との関係を図 2, 3 に示す. 計算には FDTD 法を使用した.

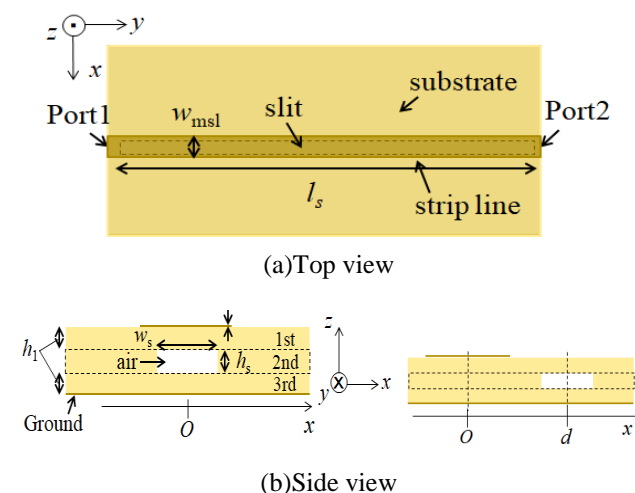


図 1: 提案移相器の構造

$$(w_{msl} = 0.16\lambda_0, l_s = 2\lambda_0, h_1 = 0.012\lambda_0)$$

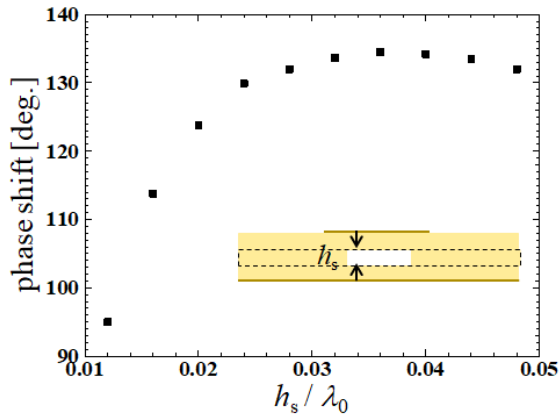


図2: スリット厚 h_s と位相変化量の関係

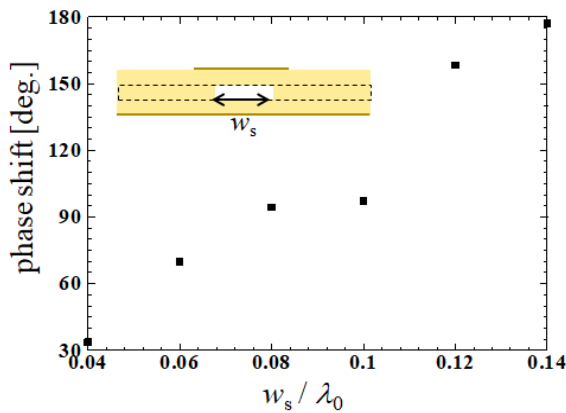


図3: スリット幅 w_s と位相変化量の関係

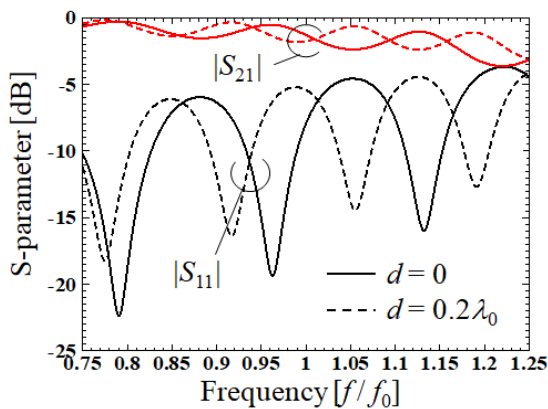


図4: 提案移相器の S パラメータ

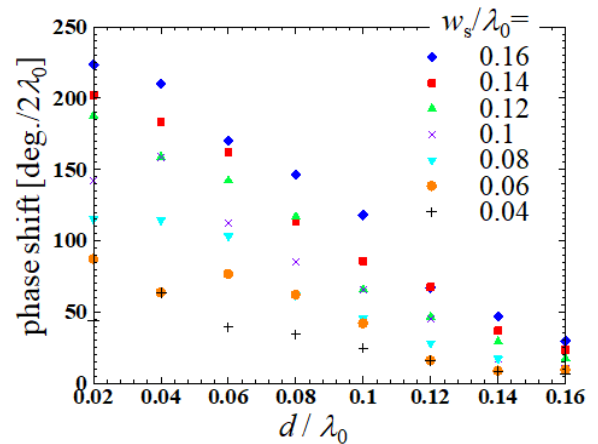
ここで、位相変化量はスリットが原点 O の位置にある場合 ($d=0$) と x 方向に $0.2\lambda_0$ だけ移動した場合 ($d=0.2\lambda_0$) の位相差を表している。 w_s , h_s とも長いほど空気の占める割合が大きくなることから、位相変化量は大きくなる。しかし、 h_s はある値からほとんど変化しなくなる。これはマイクロストリップライン

における基板の厚さと実効誘電率の関係によっていると考えられる。

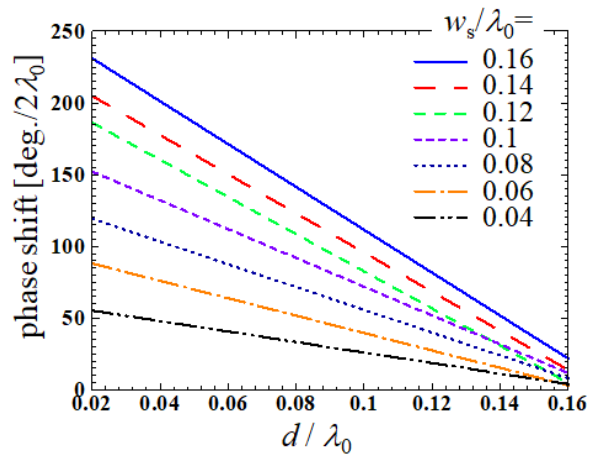
$$\epsilon_{r,\text{eff}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{h}{w_{\text{eff}}}\right) \quad (1)$$

実効誘電率と基板厚さの関係式は式(1)に示すとおりであり、厚さが大きいほど誘電率の変化が緩やかになることから、このような結果が得られたといえる。

ポート 1, 2 間の S パラメータは図 4 の通り。スリット位置 d が 0 から $0.2\lambda_0$ まで変わることによって $|S_{11}|$ は -7.9 から -5.4 dB まで、 $|S_{21}|$ は -1.3 から -1.7 dB までそれぞれ変化した。グラフから、リターンロスの改善により挿入損失は最小化できるので、マイクロストリップラインの幅 w_{msl} の最適化が今後の課題であると考えられる。



(a)シミュレーション



(b)シミュレーションを基にした近似曲線

図5: スリット幅 w_s ごとのスリット位置 d と位相変化量の関係

これらを踏まえて、 $h_s = 0.024\lambda_0$ とした時の異なるスリット幅 w_s におけるスリット位置 d と位相変化量の関係を図 5 に示す. なお、位相変化量はスリットが無い場合の位相を基準としたときの位相変化の絶対値としている. 図 5(a)の通り、 w_s が大きいほど位相変化量が大きいという結果になったが、基板の等価誘電率が空気の占める割合の増加に伴って小さくなっていったことが原因と考えられる.

位相変化量と d はほぼ線形の関係にあることが分かり、これは位相変化量と実効誘電率の平方根が比例の関係にあることを示している. この結果から、近似曲線を描画すると図 5(b)の通り、 w_s の大きさと直線の傾きには相関があることがいえ、このことより所望の位相変化量を連続的に得るためには、 w_s の大きさを調整したスリットを用意すればよいといえる.

3. 提案移相器を用いたフェーズドアレーアンテナ

提案移相器をアンテナに適用した構造を図 6 に示す. ここでは簡単な例として、H 面 8 素子アンテナアレーを用いている. 素子 #1~7 までの給電 MSL にそれぞれ $w_s = 0.04\lambda_0$ から $0.16\lambda_0$ までのスリット幅の移相器を設けており、基準となる#0 から遠くなるほど位相変化が大きくなるようになっている. また、スリットは図 6(b)のように第 2 層に並べて設けることで、第 2 層を機械的に制御するだけでビーム方向を変化させることができる.

本モデルについて、移相器を動かしたときのビームチルトパターンを図 7 に示す.

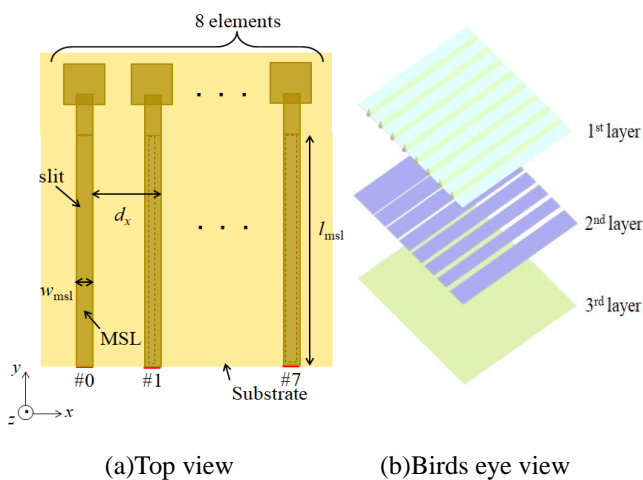
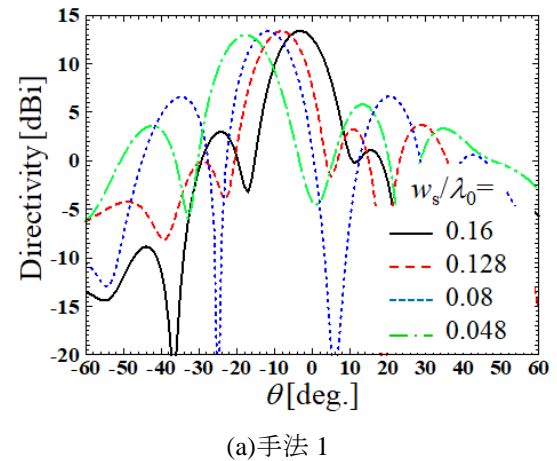
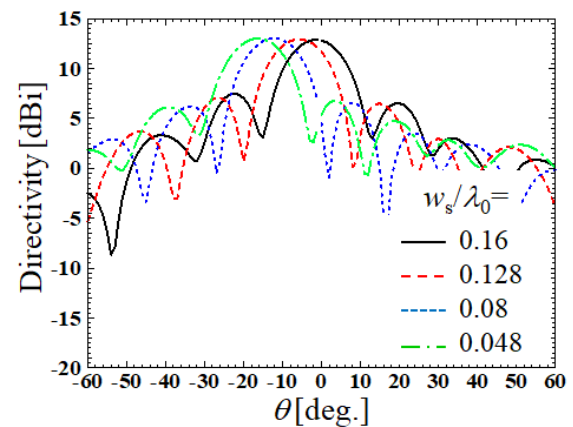


図 6: 提案移相器を有するアンテナアレー
($w_{msl} = 0.16\lambda_0$, $l_{msl} = 4\lambda_0$, $d_x = 0.5\lambda_0$)



(a)手法 1



(b)手法 2

図 7: ビームチルトパターン

ここで、図 5 で示した近似曲線による位相の連続的な変化の有効性を確かめるために、各素子のアレー素子パターンの合成から求めたパターン(手法 1)と各給電ポートに近似曲線から求めた位相差を与えて得られたパターン(手法 2)の 2 つを比較した.

結果として、チルト方向はほとんど一致することが分かったが、サイドローブの大きさに差が生じることが分かった. これは移相器を装荷していないために生じた誤差と考えられる.

ビームチルト角は w_s を大きくするごとに大きくなっていき、 $w_s = 0.048\lambda_0$ の時、18 deg. を達成した. また、利得は正面($\theta = 0$) のとき 13.4 dBi, 18 deg. のとき 13.0 dBi となった.

4. まとめ

本報告では、3 層からなる誘電体移相器を設計した. 第 2 層に適切な大きさのスリットを設け、それをスライドさせることによって連続的な位相変化が得られることがわかった. また、スリットをアレー化することにより、フェーズドアレーアンテナのビームチルト制御が可能であることを示した.

参考文献

- [1] J. G. Andrews et al., “What Will 5G Be?” *IEEE J. Sel. Areas Commun.* vol. 32, no. 6, pp. 1065–1082, Jun. 2014.
- [2] M. E. Hines, “Fundamental Limitations in RF Switching and Phase Shifting Using Semiconductor Diodes,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 52, Issue 6, pp. 697–708, Jun. 1964.
- [3] H. A. Atwater, “Circuit design of the loaded-line phase shifter,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol.33, no.7, pp.626–634, July 1985.
- [4] T. Y. Yun and K. Chang, “A Low-Cost 8 to 26.5 GHz Phased Array Antenna Using a Piezoelectric Transducer Controlled Phase Shifter,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 49, no. 9, Sept. 2001.
- [5] N. Honma *et al.*, “Offset Beam Planar Antenna in Simple Phase Shifter Employing Triangle Dielectric Plate on Feedlines,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E86-B, no. 9, pp. 2720-2727, Sept. 2003.
- [6] Y. Poplavko *et al.*, “Piezo-controlled Dielectric Phase Shifter with Microstrip and Coplanar Lines,” *European Microwave Conference*, Oct. 2005.
- [7] N. K. Host, “Low Cost Beam-steering Approach for a Series-fed Array,” *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, Oct. 2013.
- [8] S. Kan, Y. Tao, and G. Wang, “Novel dielectric wedge phase shifter for 3G mobile basestation antennas,” *ICMMT 2010 Proc.*, pp. 769–771, May 2010.
- [9] K. Nishimoto, “M-Shaped Dielectric Phase Shifter for Beam-Steerable Base-Station Antenna,” *IEICE Trans. Commun.*, vol. E96-B, no. 8, Aug. 2013.