

# 誘電体スラブを用いたリフレクタレーの散乱特性に関する研究

知久 望海<sup>†</sup> 今野 佳祐<sup>†</sup> 陳 強<sup>†</sup>

<sup>†</sup> 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 6-6-05

E-mail: <sup>†</sup> nozomi.chiku.t7@dc.tohoku.ac.jp, {keisuke.konno.b5 ,qiang.chen.a5}@tohoku.ac.jp

**あらまし** 第5世代以降の無線通信システムは、ミリ波帯以上の高周波での実現が進められている。ミリ波は散乱体の背面に回り込みにくく、その伝搬損失も大きいことが知られている。このようなNLOS環境におけるミリ波帯無線通信システムの実現は大きな研究課題の1つである。そこで本研究では誘電体スラブを装荷したリフレクタレーを提案する。誘電体スラブはリフレクタレーを保護し、その散乱電界強度を向上させる。電磁界理論に基づいて、リフレクタレー素子の散乱電界強度を最大にする誘電体スラブの構造を解析的に明らかにする。誘電体スラブを装荷したリフレクタレーの散乱特性を数値的・実験的に明らかにする。

**キーワード** リフレクタレー, 誘電体スラブ

## Study on Scattering Performance of a Reflectarray Using Dielectric Slab

Nozomi CHIKU<sup>†</sup> Keisuke KONNO<sup>†</sup> and Qiang CHEN<sup>†</sup>

<sup>†</sup> Graduate School of Engineering, Tohoku University

6-6-05 Aramaki Aza Aoba, Sendai-shi, Miyagi, 980-8579 Japan

E-mail: <sup>†</sup> nozomi.chiku.t7@dc.tohoku.ac.jp, {keisuke.konno.b5 ,qiang.chen.a5}@tohoku.ac.jp

**Abstract** Wireless communication systems beyond the 5G systems are expected to be developed in a high frequency band over the millimeter wave band. It is well-known that the electromagnetic wave in the millimeter wave band is difficult to be diffracted behind scatterers and its path loss is high. Development of the millimeter wave wireless communication systems for such non-line of sight (NLOS) environment is one of the big problems to be challenged. In this report, a reflectarray covered by a dielectric slab is proposed. The dielectric slab contributes to protect the reflectarray itself and enhance its scattering field strength. According to the electromagnetic theory, geometry of the dielectric slab for maximizing the scattering field strength of the reflectarray element is clarified. Scattering performance of the reflectarray covered by the dielectric slab is demonstrated numerically and experimentally.

**Keywords** Reflectarray, Dielectric slab

### 1. まえがき

現代の第5世代以降の通信システムには、高速通信、大容量化、多端末の同時接続、低遅延が期待されている。このような無線通信システムはミリ波帯での実現が進められているが、ミリ波帯の電波は伝播損失が大きいことや、回り込みが起きにくいことが知られている。そのため、遮蔽物の背面などには電波が届かない領域が発生し、無線通信が困難となる。

このような電波が届かない領域での無線通信を可能にする技術として、リフレクタレーが知られている[1][2]。リフレクタレーは、非同一の素子を周期的に配列した構造になっており、素子サイズを適当に与えることで、入射波を所望の方向に散乱させることができる。このようなリフレクタレーを用いて、電波が届かない領域へ散乱波を照射することで、無線通信を可能にする試みがなされており、X帯(8-12 GHz)に

おける屋外での実証実験などを通してその有効性が明らかにされている[3]-[6]。パッシブな散乱体から成るこのようなリフレクタレーは、アクティブなフェーズドアレーと比較して低コストであり、ミリ波帯の無線通信環境を改善するのにも有効である。

その一方で、誘電体スラブを用いて、アンテナの放射電界強度が向上させられることが知られている。誘電体スラブの比誘電率や厚み、そのアンテナ素子との間隔、反射板とアンテナ素子の間隔を特定の値にすることで、アンテナの放射電界強度が向上することが明らかにされている[7]-[9]。これらの研究では、電界強度が向上するような誘電体スラブの厚みはその内部の波長の1/4になることが分かっており、ミリ波帯であれば数mm程度の厚みの誘電体スラブを装荷すれば電界強度が向上できることになる。このような誘電体スラブをリフレクタレーに装荷することで、散乱電界

強度が向上することが報告されているが、散乱電界強度とスラブの構造、および入射波の入射角との関係は定量的に明らかにされていない[10].

そこで、本研究では誘電体スラブを装荷したリフレクタレーに着目し、誘電体スラブの構造や入射波の入射角と散乱電界強度との関係を定量的に明らかにする。

## 2. 誘電体スラブを装荷した反射板付きダイポールの電界強度

図1のような誘電体スラブを装荷した反射板付きダイポールの構造を式(1)のように与えると、 $\theta_s$ 方向の電界強度が最大となることが分かっている[7].

$$\begin{cases} t = \frac{(2m-1)\lambda_0}{4} \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_s}} \\ D = \frac{n\lambda_0}{2} \frac{1}{\cos \theta_s} \\ h = \frac{p\lambda_0}{4} \frac{1}{\cos \theta_s} \end{cases} \quad (1)$$

式(1)中の $m, n, p$ は任意の自然数、 $\lambda_0$ は自由空間波長、 $\epsilon_r$ は誘電体スラブの比誘電率である。また、(1)式で与えられる構造を有した誘電体スラブ装荷反射板付き電流源の電界強度と、誘電体スラブのない反射板付き電流源の電界強度の比は、 $\theta_s$ 方向でそれぞれ以下の式(2)のようになる[8].

TE 波

$$\left| \frac{E^{TE}(\theta_s)}{E^{TE_0}(\theta_s)} \right| = \frac{\sqrt{\epsilon_r - \sin^2 \theta_s}}{\cos \theta_s} \quad (2)$$

ここで、 $E^{TE}(\theta)$ は誘電体スラブを装荷した反射板付きダイポール素子の電界の TE 成分であり、 $E^{TE_0}(\theta)$ は誘電体スラブのない反射板付きダイポール素子の電界の TE 成分である。

以上の式より、 $\theta_s = 0$ かつ $m = n = p = 1$ のとき、式(1)は式(3)のようになり、このときの $\theta = 0$ 方向の電界強度は誘電体スラブがないときのそれに比較して、 $\sqrt{\epsilon_r}$ 倍になることがわかる[9].

$$\begin{cases} t = \frac{1}{4} \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \\ D = \frac{\lambda_0}{2} \\ h = \frac{\lambda_0}{4} \end{cases} \quad (3)$$

リフレクタレーのような散乱体は、外部からの入射波で励振される。したがって、 $\theta = \theta_s$ の方向から到来する入射波でリフレクタレーが励振されたとき、可逆性に従うと、素子の励振電圧は誘電体スラブによって $\sqrt{\epsilon_r}$ 倍になる。よって、このときの $\theta = \theta_s$ における散乱電界強度は、誘電体スラブを装荷しない反射板付きリフレクタレーのそれと比較して $\epsilon_r$ 倍になることが予想される。

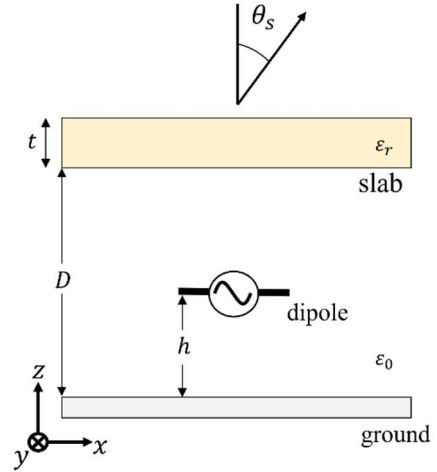


図1 誘電体スラブを装荷した反射板付きダイポール素子

## 3. 誘電体スラブを装荷したリフレクタレーの設計

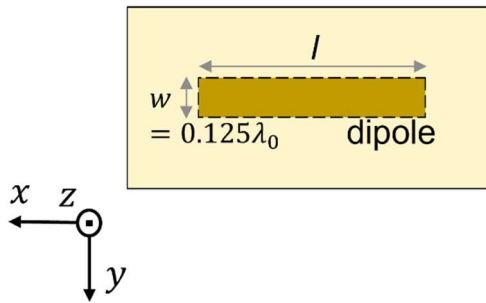
誘電体スラブを装荷した反射板付きダイポールの素子長を変化させたときの位相変化量を数値解析し、その結果を用いて各ダイポールの素子長を決定しリフレクタレーを設計する。数値解析には商用の電磁界シミュレータ FEKO を使い、モーメント法で解析を行う。試作・実験設備の都合上、リフレクタレーの試作と実験はミリ波帯でなく X 帯のスケールモデルで行うこととし、数値シミュレーションの中心周波数は $f_0 = 9.375$  GHz とした。

まず、図2に示すような構造の誘電体スラブを装荷した反射板付きダイポールと誘電体スラブなしのダイポールを入射角 $\theta_{in} = 0$ で TE 入射した平面波で励振したときのバイスタティック散乱断面積 (Bistatic Radar Cross Section, BRCS) の数値解析結果を図3に示す。このときの誘電体スラブとグラウンド板の大きさは無限大である。誘電体スラブの材料はテフロン( $\epsilon_r = 2.1$ )とすると、 $\theta_s = 0$ で散乱電界が最大となる厚み $t$ は式(1)より $t = \lambda_0 / 4\sqrt{\epsilon_r} = 0.172\lambda_0$ となるが、試作で使用する市販のテフロン材料の厚みに合わせて $t = 0.188\lambda_0$ と設定した。図3から $\theta < 30$  deg. 程度の範囲で BRCS が大きくなっていることがわかる。誘電体スラブがない場合に比べて、誘電体スラブがある場合の $\theta = 0$ 方向の BRCS は 4.7 dBsm 大きい。よって、電界強度が 1.8 倍されていることがわかる。誘電体スラブの有無で電界強度が $\epsilon_r = 2.1$ 倍されると考えていたが、それ程までは大きくならなかった。原因としては、誘電体スラブの厚み $t$ が式(3)の条件からずれていること、誘電体スラブとアンテナの相互結合が考えられる。この結果から、式(1)を満たす構造では $\theta < 30$  deg. 程度の範囲に入射角と散乱角を設定すれば、誘電体スラブを装荷することによって反射

板付きダイポールの散乱電界強度が向上できると考えられる。

次に、誘電体スラブを装荷した無限周期ダイポールアレーと、誘電体スラブなしの無限周期ダイポールアレーを数値解析し、素子長に対する散乱波の位相変化量を求めた。図 4 中に示したように素子間隔は  $dx = \lambda_0, dy = 0.5\lambda_0$  とし、入射波は  $\theta_{in} = 0$  で平面波を TE 入射した。それ以外の構造は図 2 に示す誘電体スラブを装荷した反射板付きダイポールの数値解析と同じである。数値解析結果は図 4 に示す。この結果を用いて、所望の方向で素子の散乱波が同相になるようにダイポールの素子長を決定し、図 5 に示す 10 素子のリフレクタレーを試作した。  $\theta_s = 10, 30 \text{ deg.}$  方向に主ビームを持つ誘電体スラブ装荷リフレクタレーおよび誘電体スラブなしリフレクタレーをそれぞれ試作した。ダイポール素子や誘電体スラブを機械的に保持するため、素子と反射板、素子とスラブの間にそれぞれ発泡剤のスペーサを挿入した。

top view



side view

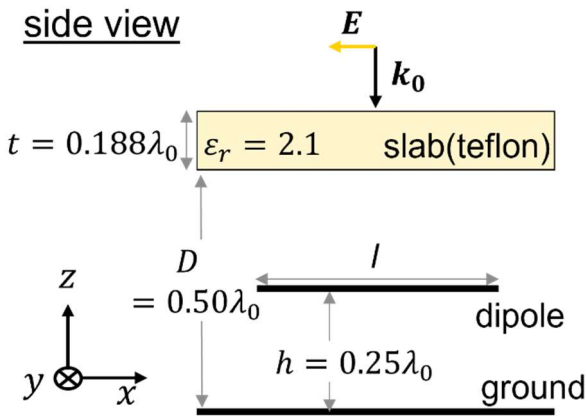


図 2 数値解析モデル

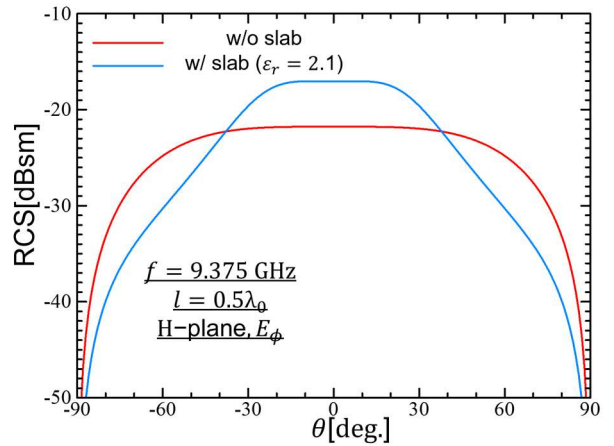


図 3 誘電体スラブの有無による RCS の変化

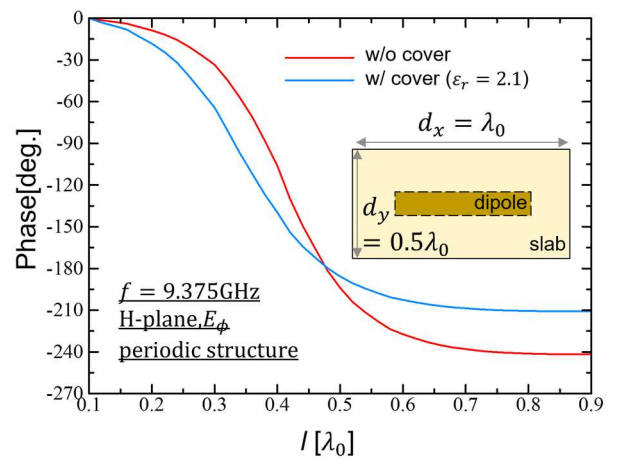
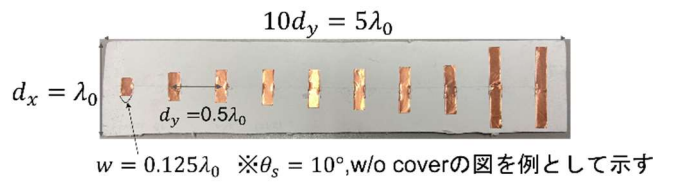
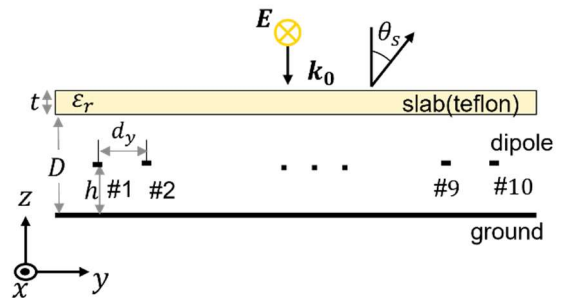


図 4 素子長と位相の変化量



(a) top view



(b) side view

図 5 誘電体スラブを装荷したリフレクタレーの構造

#### 4. 誘電体スラブを装荷したリフレクタレーの散乱特性の実験的検討

試作したリフレクタレーの散乱パターンを測定した。図6に示すような電波暗室内にバイスタティックの測定系を構築し、リフレクタレーのBRCSの角度特性を測定した。BRCSの算出方法は以下の式(4)に示すとおりである。

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{|E_r|^2}{|E_i|^2} = \frac{P_r}{P_i} \frac{(4\pi d_r d_t)^2}{\lambda_0^2} \frac{4\pi}{G_r G_t} \quad (4)$$

$|E_i|, |E_r|$ : 入射, 散乱電界強度

$P_r, P_t$ : 受信, 送信電力

$d_r, d_t$ : 受信, 送信アンテナとリフレクタレーの距離

$G_r, G_t$ : 受信, 送信アンテナのアンテナ利得

以上の測定系を用いて、周波数  $f = 9.375$  GHz, 主ビーム方向  $\theta_s$  の BRCS で規格化した規格化 BRCS の角度特性と主ビーム方向  $\theta_s$  の RCS をそれぞれ図7, 表1に示した。図7から、いずれのリフレクタレーも主ビームが  $\theta_s$  方向に向いていることがわかり、リフレクタレーによるビーム走査が実現できていることがわかる。表1からは、主ビーム方向  $\theta_s$  の BRCS が誘電体スラブを装荷した場合の方が大きくなっていることがわかり、 $\theta_s = 10$  deg. のときは 2.0 dBsm,  $\theta_s = 30$  deg. のときは 2.9 dBsm の差がある。この結果から、3章で考察した通り、 $\theta < 30$  deg. 程度の範囲では高利得かつビーム走査が可能であると考えられる。

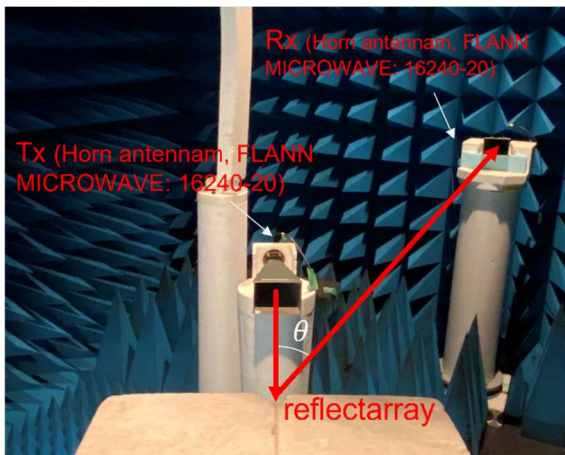
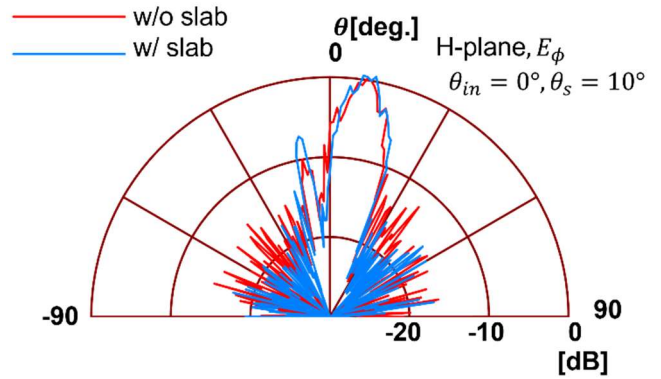
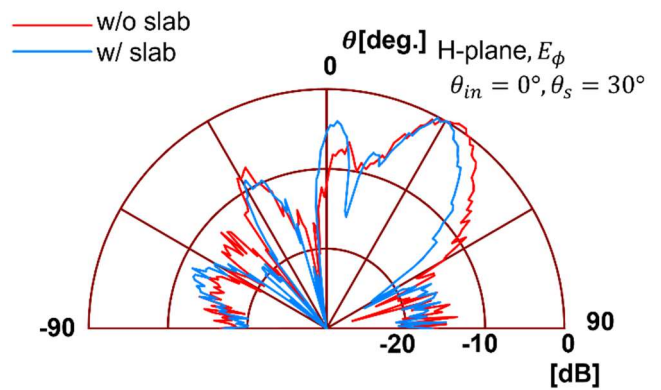


図6 測定環境



(a)  $\theta_{in} = 0, \theta_s = 10$  deg.



(a)  $\theta_{in} = 0, \theta_s = 30$  deg.

図7 規格化 BRCS パターンの測定結果

表1 図7における  $\theta = \theta_s$  の BRCS

$\theta = \theta_s$ の BRCS [dBsm]		
$\theta_{in} = 0$	w/o slab	-9.6
$\theta_s = 10$ deg.	w/ slab	-7.6
$\theta_{in} = 0$	w/o slab	-10.1
$\theta_s = 30$ deg.	w/ slab	-7.0

#### 5. まとめ

以上、第5世代以降の基地局アンテナとして期待されているリフレクタレーに誘電体スラブを装荷することで、その散乱電界強度が向上させられることを明らかにすることができた。

#### 6. 謝辞

本研究開発は総務省の電波資源拡大のための研究開発 (JSJ000254) によって実施した結果を含む。

## 文 献

- [1] D.G. Berry, R.G. Malech, and W.A. Kennedy, "The Reflectarray Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol.11, no.6, pp.645-651, Nov. 1963.
- [2] J. Huang and J.A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, John Wiley and Sons, 2008.
- [3] L. Li, Q. Chen, Q. Yuan, K. Sawaya, T. Maruyama, T. Furuno, and S. Uebayashi, "Frequency Selective Reflectarray Using Crossed-Dipole Elements With Square Loops for Wireless Communication Applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 59, no. 1, pp. 89-99, Jan. 2011.
- [4] L. Li, Q. Chen, Q. Yuan, K. Sawaya, T. Maruyama, T. Furuno, and S. Uebayashi, "Novel Broadband Planar Reflectarray With Parasitic Dipoles for Wireless Communication Applications," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 881-885, 2009.
- [5] Q. Chen, "Reflectarray development for improving NLOS radio channel," in *Proc. Asia-Pacific Microwave Conference 2013 (APMC2013)*, pp. 654-656, 2013.
- [6] Q. Chen, "Experimental Study of Improving Wireless Propagation Channel by Using Reflectarray," in *Proc. International Workshop on Electromagnetics 2014 (iWEM2014)*, pp. 102-103, 2014.
- [7] D. Jackson and N. Alexopoulos, "Gain enhancement methods for printed circuit antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, , vol. 33, no. 9, pp. 976-987, Sept. 1985
- [8] Y. Sugio, T. Makimoto, and T. Tsugawa, "Two-dimensional analysis for gain enhancement of dielectric loaded antenna with a ground plane," *IEICE Trans. B-II*, vol. J73-B2, no. 8, pp. 405-412, Aug. 1990 (in Japanese).
- [9] Y. Sugio, T. Makimoto, S. Nishimura and T. Tsugawa, "Analysis for gain enhancement of multiple-reflection line antenna with dielectric plates," *IEICE Tech. Rep.*, vol. AP80-112, pp. 7-12, Jan. 1981 (in Japanese).
- [10] S. M. Meriah, E. Cambiaggio, R. Staraj, and F. T. Bendimerad, "Gain enhancement for microstrip reflectarray using superstrate layer," *Microw. Optical Technol. Lett.*, vol. 46, no. 2, pp.152-154, July 2005.