

対数周期ダイポールアレー素子を用いた広帯域リフレクタレーの研究

伊東 大貴, 今野 佳祐, 陳 強 (東北大学大学院工学研究科)
横川 佳 (三菱電機株式会社)

概要: リフレクタレーの問題点の一つとして動作帯域が狭いことが挙げられる. この要因としてアレー素子が持つ狭帯域性がある. 本報告ではリフレクタレーの素子として対数周期ダイポールアレー (LPDA) アンテナを提案する. LPDA 素子は自己補対構造に由来する超広帯域特性を持つことが知られている. 以下ではモーメント法を用いた数値シミュレーションにより LPDA 素子の散乱特性を評価する. また, LPDA の構造パラメータが帯域に及ぼす影響を明らかにし, リフレクタレー素子としての有効性を明らかにする.

キーワード: リフレクタレー, 対数周期ダイポールアレー

1. まえがき

リフレクタレーとは入射波を設計した所望の方向に強く散乱させることができる散乱体であり, 一次放射器と反射面で構成される. 反射面は大きさの異なる多数のリフレクタレー素子から成り, ある方向から到来した入射波の位相を回転させ, 所望の方向に平面波を形成する. これまで, マイクロストリップ素子から成る平面型リフレクタレー [1] がよく用いられ, 市街地の伝播環境の改善などに用いられてきた [2].

平面型リフレクタレーは, マイクロストリップ素子の自体の狭帯域性に加え, 素子ごとの空間位相遅延に差があることから, 狭帯域であることが知られている [3]. 平面型リフレクタレーの狭帯域性を克服するために, リフレクタレーの多層化による広帯域化をはじめ, これまで様々な研究が行われてきた [4][5]. その一方, 近年では 3 次元形状の素子を持ったリフレクタレーや周期構造が注目を集めている [6]-[9]. 加えて, ビーム走査が可能なリフレクタレーの研究も盛んに行われている [10][11].

本報告では, 超広帯域アンテナの一つである Log Periodic Dipole Array (LPDA) の散乱特性を電磁界数値解析によって明らかにする. LPDA の素子長の変化による位相変化と, 先端に挿入したバラクタダイオードによる位相変化を明らかにする. そして LPDA を用いたリフレクタレーを設計する. また, バラクタダイオードを用いたビーム走査を行い, その散乱特性を評価する.

本報告の構成を以下に示す. まず 2 章では解析モデルを示し, リフレクタレーの原理, 広帯域なリフレクタレー素子に必要な条件について述べる. 3 章では数値シミュレーションによる LPDA の散乱特性を示す. 4 章ではリフレクタレーを設計しその散乱パターンを算出し, バラクタダイオードによるビーム走査が可能であるが示した後, 5 章にてまとめる.

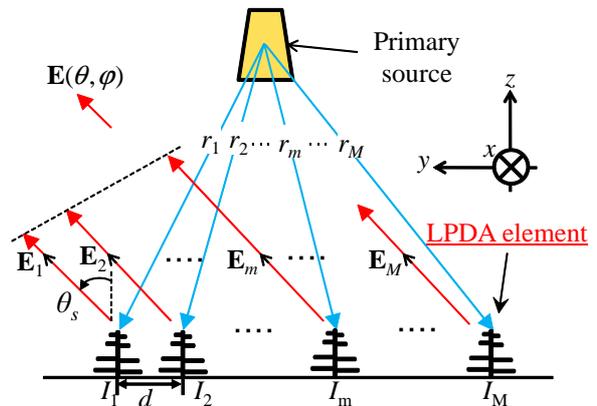


図 1: LPDA 素子を用いたリフレクタレー

2. 解析モデル

2.1 リフレクタレーの原理

ここではリフレクタレーの基本的な原理について説明する. 図 1 に示すように, 各リフレクタレー素子に一次放射器から電磁波が入射されるとする. このとき, 各アレー素子は入射された電磁波を散乱させる. 各々のアレー素子と一次放射器の距離が異なること, 及びリフレクタレー素子の位置が異なることから各リフレクタレー素子に入射する電磁波の位相や振幅は異なる. よってアレー素子毎に散乱電界の位相と振幅は異なったものとなる. θ, ϕ 方向における M 個のアレー素子からの散乱電界の和 $E_t(\theta, \phi)$ は以下ようになる.

$$E_t(\theta, \phi) = \sum_{m=1}^M E_m(\theta, \phi) \quad (1)$$

$E_m(\theta, \phi)$ は θ, ϕ 方向における m 番目のアレー素子の散乱電界である. 式 (1) より入射波を所望の方向に強く散乱させるためには全素子の散乱電界がその方向において同相となれば良いことが分かる. しかしながら, 一次放射器とリフレクタレー素子との距離がそれぞれ異なるため, 一次放射器とアレー素子間の経路差に応じた空間位相遅延差が生じる. また, 各素子からの散乱電界には, 素子間隔と電界方向に応じて, 以下の式で表される位相差 φ が生じる.

$$\varphi = k_0(m-1)d \sin \theta \quad (2)$$

ここで k_0 は自由空間における波数, d はアレー素子間隔である. リフレクタレーでは, 散乱電界の位相が素子の大きさによって変わることを利用し, 空間位相遅延と

素子間隔による位相差を打ち消すような散乱電界を生むようなサイズの素子を配置しておくことで、所望の方向で各素子の散乱電界を同相にする。

従って、リフレクタレーを設計する際には、素子の大きさと散乱電界の位相との関係を定量的にしておく必要がある。

2.2 LPDA 素子

本報告で用いる LPDA のモデルを図 2 に示す。両端を短絡した平行二本線路で線状ダイポール素子が接続された構造になっている。

LPDA は、以下のように設計される。まず、設計したい LPDA の周波数帯域の上限と下限に対応した素子長をそれぞれ l_1 と l_N とする。ここで、 N は LPDA におけるダイポール素子数である。すると、LPDA の理想的な動作帯域 B_s は以下の式で表される。

$$B = \frac{l_N}{l_1} \quad (3)$$

次に、LPDA における隣接ダイポール素子長の比及び隣接ダイポール素子間隔の比 τ を決める。

$$\tau = \frac{l_{n-1}}{l_n} = \frac{s_{n-1}}{s_n} \quad \text{where } n = 1, 2, \dots, N \quad (4)$$

式 (3)、式 (4) から、LPDA におけるダイポールの素子数は以下の式で決められる。

$$N = \left[1.5 + \frac{\log B_s}{\log \frac{1}{\tau}} \right] \quad (5)$$

ただし、 $[\]$ はガウス記号である。このように設計した LPDA をアンテナとして用いたときの放射特性及び放射のメカニズムはよく知られている。LPDA では、給電電圧源の周波数に対応した素子が強く励振され、その前後にある素子がそれぞれ導波器及び反射器の振る舞いをする事で指向性アンテナとして動作する。また、動作周波数が変化すると、放射に寄与するダイポール素子が変わっていき、理想的には長さ l_1 のダイポール素子と長さ l_N のダイポール素子がカバーする B_s に亘って指向性アンテナとして動作する。

2.3 広帯域なリフレクタレーの条件

以下に図 1 を用いて、広帯域なリフレクタレーのアンテナ素子が持つべき位相特性の条件について述べる。図 1 に示す d は各リフレクタレー素子間の距離、 r_m は一次放射器から m 番目のリフレクタレー素子までの距離、 Γ_m は m 番目のリフレクタレー素子の反射係数を示している。まず、ある周波数 f でリフレクタレーを設計することを考える。1 素子目の反射係数の位相を基準とすると、 m 素子目の反射係数の位相 Φ_m は以下の式で表わさ

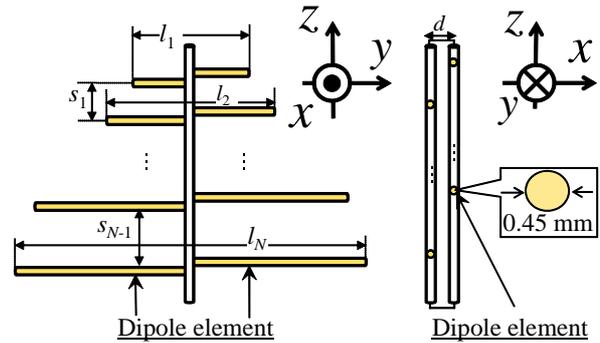


図 2: リフレクタレー素子

れる。

$$-k_0|r_m - r_1| + (m-1)k_0d \sin \theta + [\phi_m(l_m, f) - \phi_1(l_1, f)] = \Phi_m \quad (6)$$

式 (6) 左辺の第 1 項目は、一次放射器と各リフレクタレー素子との距離の違いに応じた空間位相遅延差、第 2 項目は素子間距離と主ビーム方向に応じた位相差、第 3 項目は反射係数 Γ_m と Γ_1 の位相差で、素子サイズと周波数の関数である。ある周波数 f でリフレクタレーを設計する際は、 $\Phi_1 = \Phi_2 = \dots = \Phi_M$ が成り立つように、素子の大きさ l_1, l_2, \dots, l_M を調整する。そのように設計したリフレクタレーでは、 $\Phi_m = \phi_c + 2n\pi$ が成り立つ。ただし、 ϕ_c は定数、 $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ である。 $\Phi_m = \phi_c + 2n\pi$ と、 $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi f}{c}$ を式 (6) に代入し、整理すると以下の式が得られる。

$$c_m f + [\phi_m(l_m, f) - \phi_1(l_1, f)] = \phi_c + 2n\pi \quad (7)$$

ただし、 $c_m = \frac{2\pi}{c} d(m-1)k_0 \sin \theta - \frac{2\pi}{c} |r_m - r_1|$ とおいた。ここである周波数 f で設計したリフレクタレーが別の周波数 $f + \Delta f$ で動作するための条件を考える。周波数が f から $f + \Delta f$ にずれたとき式 (7) は以下のように表すことができる。

$$c_m(f + \Delta f) + [\phi_m(l_m, f + \Delta f) - \phi_1(l_1, f + \Delta f)] = \phi_c + 2n\pi \quad (8)$$

ここで、 $\phi_m(l_m, f + \Delta f) = \phi_m(l_m, f) + \Delta\phi_m$ 、 $\phi_1(l_1, f + \Delta f) = \phi_1(l_1, f) + \Delta\phi_1$ と置き、これらを式 (8) に代入して整理すると以下の式のように表すことができる。

$$c_m f + [\phi_m(l_m, f) - \phi_1(l_1, f)] + c_m \Delta f + [\Delta\phi_m - \Delta\phi_1] = \phi_c + 2n\pi \quad (9)$$

周波数のずれ Δf に対応した項である $c_m \Delta f + [\phi_m(l_m, f) - \phi_1(l_1, f)]$ が式 (7) に加わった形になっている。従って、周波数 f で設計したリフレクタレーが周波数 $f + \Delta f$ でも動作するためには、 $c_m \Delta f + [\Delta\phi_m - \Delta\phi_1]$ が m によらない定数であることが条件になる。この条件を完全に満たすリフレクタレーを設計するのは困難であるが、図 3 のような、素子長に対する位相特性が線形的かつ周波数に対して平行に変化する素子を設計することで、 $[\Delta\phi_m - \Delta\phi_1] = 0$ とすることができ、広帯域性の条件を一部満たすことがで

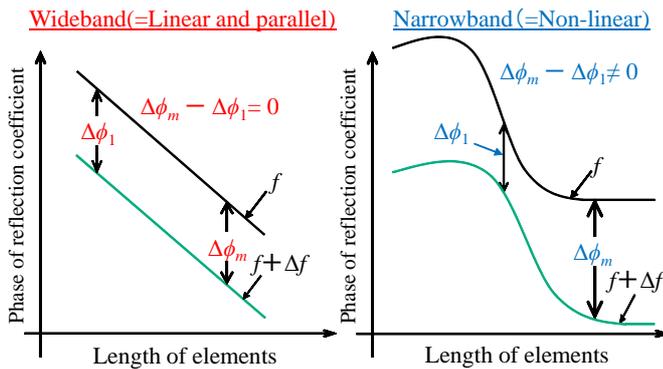


図 3: リフレクタレーが広帯域あるいは狭帯域になる素子の位相特性

きる。従って、このような位相特性を持つ素子から成るリフレクタレーは、比較的広帯域な特性を持つことが期待できる。

3. 数値シミュレーション

初めにリフレクタレー素子の散乱特性の算出法について説明する。まず、素子に対して平面波を垂直方向に入射させる。次にモーメント法を用いて各素子の電流を算出する。そして、得られた電流から素子の遠方界を計算する。ここで、入射波の角度を (θ_{in}, ϕ_{in}) 、算出した散乱波の角度を (θ_s, ϕ_s) とした。

3.1 LPDA 素子の構造パラメータが帯域に与える影響

ここでは、LPDA 全体の長さ S をパラメータとして、 S と LPDA の帯域との関連を考察する。なお、 S は以下の式で表される。

$$S = \sum_{n=1}^{N-1} s_n \quad (10)$$

図 4 に S が LPDA 素子の帯域に及ぼす影響を示す。図 4 から S によって帯域が変化することが分かる。このときの LPDA 素子の帯域の最大値は $S = 6.25$ cm の時 1:1.7 となった。以上の結果から、LPDA の全長 S は LPDA を散乱体として用いた時の動作帯域に影響を及ぼしていることが分かった。

3.2 LPDA 素子の素子長に対する位相特性

LPDA 素子の素子長に対する反射係数位相特性を数値的に明らかにする。図 5 に LPDA 素子の素子長を変化させた時の反射係数位相特性を示す。図 5 から、本報告で設計した LPDA 素子は 360° 以上の位相変化量を持つ素子であることがわかる。そして、素子長が 10 cm から 22.5 cm の間では、周波数を変えた時の反射係数位相特性が概ね平行なことが分かる。従って、ここで設計した LPDA

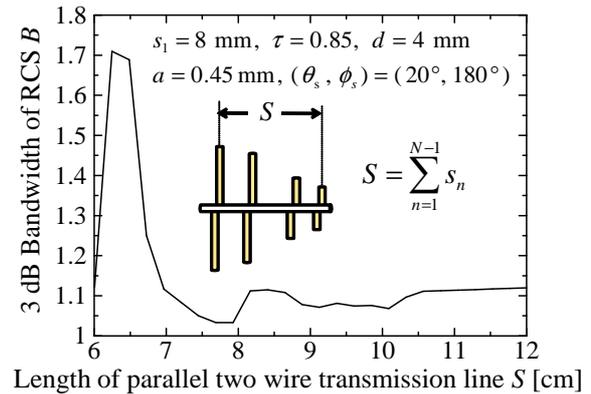


図 4: LPDA の S が帯域に及ぼす影響

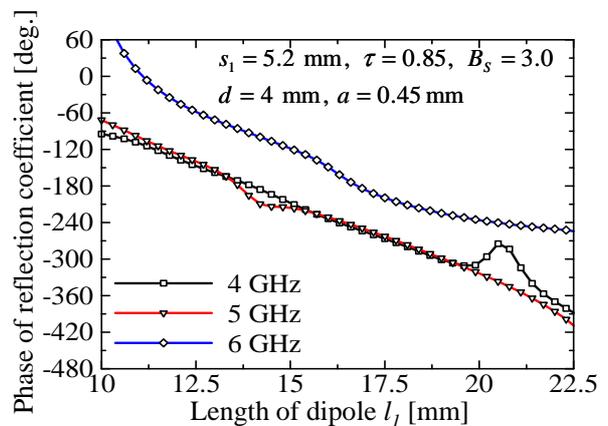


図 5: LPDA 素子の素子長に対する位相特性

素子は、前章で示した広帯域性の条件を満たす素子であると言える。

3.3 バラクタダイオードによる反射係数の位相変化

ビーム走査可能なリフレクタレーを実現するため、反射係数の位相をバラクタダイオードによって変化させることを考える。バラクタダイオードは容量性を示し、その容量は逆バイアス電圧の大きさによって変えることができる。したがって、バラクタダイオードは可変コンデンサとみなすことができる。図 6 に LPDA 素子の先端に挿入したコンデンサ容量の値を変化させた時の反射係数位相特性を示す。図 6 から、素子の先端に挿入したバラクタダイオードの容量を変えることでおよそ 60° の位相変化が可能なが分かる。したがって、バラクタダイオードによって反射係数の位相を変え、リフレクタレーのビーム走査を行うことは可能である。その一方で、バラクタダイオードで実現可能な位相変化量が小さいことから、この方法でビーム走査可能なのは小規模なリフレクタレーに限られ、走査範囲も限られることに注意が必要である。

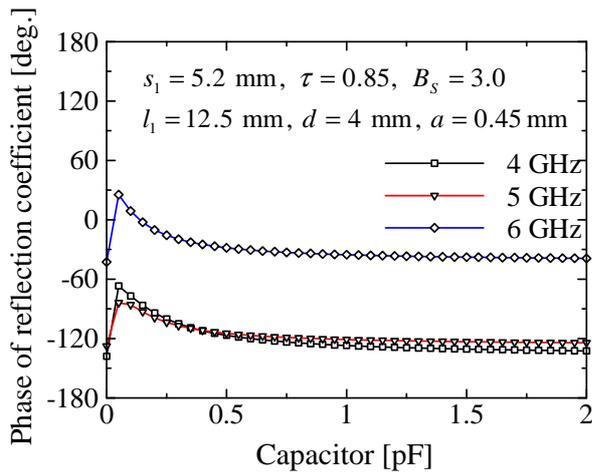


図 6: LPDA 素子のコンデンサ容量に対する位相特性

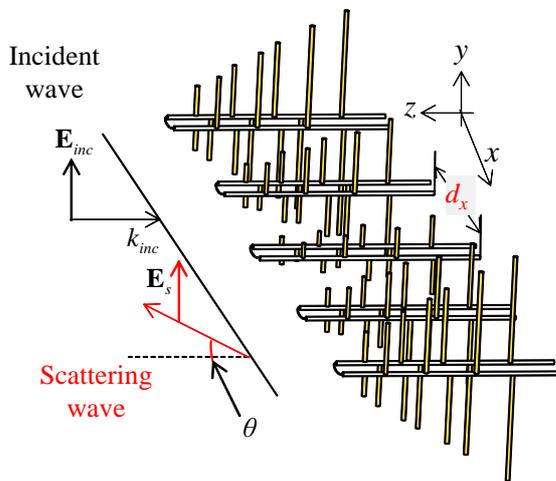


図 7: LPDA 素子から構成されるリフレクタレー

4. LPDA 素子を用いたリフレクタレーの設計

LPDA 素子を用いて図 7 に示すようなリフレクタレーを設計し、その RCS (Radar Cross Section) を計算する。ここで RCS の定義を以下に示す。

$$RCS = \lim_{R \rightarrow \infty} \left[4\pi R^2 \frac{|\mathbf{E}_s|^2}{|\mathbf{E}_i|^2} \right] \quad (11)$$

ここで、 R はリフレクタレーから観測点までの距離、 \mathbf{E}_s は散乱電界強度、 \mathbf{E}_i は入射電界強度を表している。

まず図 8 に LPDA 素子の素子長を変えて設計したときの RCS パターンを示す。このとき、入射波の方向は、 $(\theta_{in}, \phi_{in}) = (0^\circ, 90^\circ)$ 、散乱波の方向は $(\theta_s, \phi_s) = (20^\circ, 180^\circ)$ であり、素子数は 11 素子である。また、LPDA の先端にバラクタダイオードは挿入していない。リフレクタレーの設計は 4GHz で行った。図 8 から概ね所望方向で RCS が最大となっていることが分かる。しかし、最大 RCS となる方向は、所望の方向からはややずれている。リフレクタレー設計する過程で、各素子間の相互

$s_1 = 5.2 \text{ mm}$, $\tau = 0.85$, $d = 4 \text{ mm}$, $d_x = 20 \text{ mm}$
 $(\theta_{in}, \phi_{in}) = (0, 90) \text{ deg.}$, $(\theta_s, \phi_s) = (20, 180) \text{ deg.}$

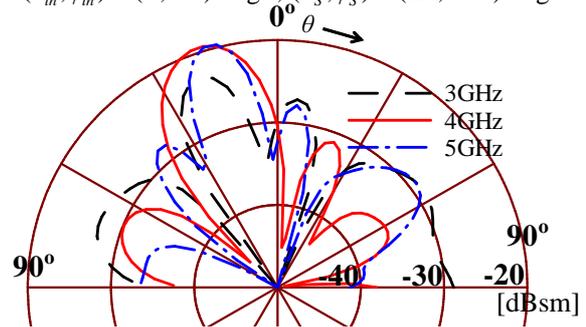


図 8: LPDA 素子の素子長を変えて設計したときのリフレクタレーの RCS パターン

$s_1 = 5.2 \text{ mm}$, $\tau = 0.85$, $B_s = 3.0$, $f = 3 \text{ GHz}$
 $d = 4 \text{ mm}$, $d_x = 20 \text{ mm}$, $(\theta_{in}, \phi_{in}) = (0, 90) \text{ deg.}$

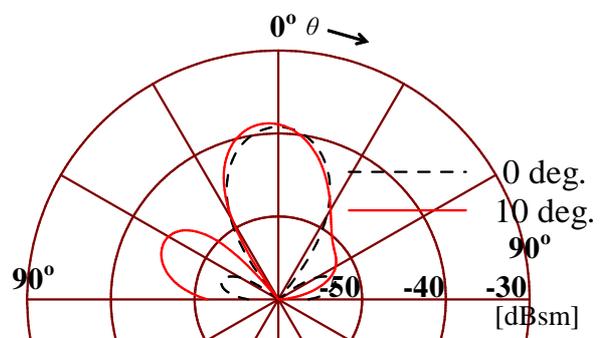


図 9: LPDA 素子のコンデンサ容量を変えて設計したときのリフレクタレーの RCS パターン

結合を考慮しなかったことが原因だと思われる。次に図 8 に LPDA 素子に挿入したバラクタダイオードによってリフレクタレーを設計したときの RCS パターンを示す。このとき、入射波の方向は、 $(\theta_{in}, \phi_{in}) = (0^\circ, 90^\circ)$ 、散乱波の方向は $(\theta_s, \phi_s) = (20^\circ, 180^\circ)$ であり、素子数は 5 素子である。また素子の大きさは 3 章で求めた構造パラメータを用いた。各素子に挿入したバラクタダイオードの容量は初期値では $(c_1, c_2, c_3, c_4, c_5) = (0.2, 0.2, 0.2, 0.2, 0.2) \text{ pF}$ であり、 10° 方向では $(c_1, c_2, c_3, c_4, c_5) = (0.12, 0.15, 0.2, 0.26, 0.46) \text{ pF}$ となった。図 8 から所望方向から 5° ずれてしまった。LPDA の先端に挿入されたバラクタダイオードによる位相変化は小さいため、所望方向の位相を合わせた際、所望方向に近い角度の方向でも位相が近い値となってしまう。さらに LPDA 素子は鏡面反射方向に強く散乱するため、鏡面反射方向へメインビームがずれてしまったと考えられる。

5. むすび

本報告では、LPDA 素子を用いたリフレクタレーの広帯域性を数値解析により明らかにした。LPDA 素子の反射係数の位相を示し、LPDA 素子が広帯域な特性を持つアレー素子であることを示した。そして、LPDA 素子から成るリフレクタレーを設計し、主ビームを所望方向へ向けることが可能であることを確認した。

参考文献

- [1] J. Huang, "Analysis of a microstrip reflectarray antenna for microspacecraft applications," TDA Progress Report 42-120, Feb. 1995, pp. 153-173.
- [2] Q. Chen, J.-F. Li, Y. Kurihara, and K. Sawaya, "Measurement of Reflectarray for Improving MIMO Channel Capacity of Outdoor NLOS Radio Channel," 2013 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI National Radio Science Meeting (AP-S 2013), Orlando, Florida, USA, Jul. 7-13, 2013.
- [3] J. Huang and J. A. Encinar, *Reflectarray Antennas*, John Wiley and Sons, 2008.
- [4] Jose A. Encinar, "Design of Two-Layer Printed Reflectarrays Using Patches of Variable Size", *IEEE Trans, Antennas and Propag.*, vol. 49, no.10, October 2001.
- [5] Jose A. Encinar, and J. Agustin Zornoza, "Broadband Design of Three-Layer Printed Reflectarrays", *IEEE Trans, Antennas and Propag.*, vol. 51, no.7, October 2003.
- [6] B.Sanz-Izquierdo, and E. A. Parker, "3D Printing Technique for Fabrication of Frequency Selective Structures for Built Environment", *Electronics Letters*, 29th, August, 2013, vol. 49, No. 18.
- [7] Payam Nayeri, Min Liang, Rafael Austreberto Sabory-Garcia, Mingguang Tuo, Fan Yang, Michael Gehm, Hao Xin, Atef Z. Elsherbeni, "3D Printed Dielectric Reflectarrays: Low-Cost High-Gain Antennas at Sub-Millimeter Waves", *IEEE Trans, Antennas and Propag.*, vol. 62, no.4, April 2014.
- [8] Minwoo Yi, Woosang Lee, and Jooho So, "Design of Cylindrically Conformed Metal Reflectarray Antennas for Millimeter-Wave Applications", *Electronics Letters*, 25th, September, 2014, vol. 50, No. 20, pp. 1409-1410.
- [9] Benito Sanz-Izquierdo, and Edward A. Parker, "3-D Printing of Elements in Frequency Selective Arrays", *IEEE Trans, Antennas and Propag.*, vol. 62, no.12, December 2014.
- [10] Hirokazu Kamoda, Toru Iwasaki, Jun Tsumochi, Takao Kuki, and Osamu Hashimoto, "60-GHz Electronically Reconfigurable Large Reflectarray Using Single-Bit Phase Shifters", *IEEE Trans, Antennas and Propag.*, vol. 59, no.7, July 2011.
- [11] Francesca Venneri, Sandra Costanzo, and Giuseppe Di Massa, "Design and Validation of a Reconfigurable Single Varactor-Tuned Reflectarray", *IEEE Trans, Antennas and Propag.*, vol. 61, no.2, February 2013.