

直交偏波分離型マルチ偏波受信レクテナの偏波角特性の検討

中島 龍一[†] 西山 英輔[†] 豊田 一彦[‡]

佐賀大学大学院工学系研究科 〒840-8502 佐賀市本庄町1番地

E-mail: [†] {nakashima, nisiyama}@ceng.ec.saga-u.ac.jp, [‡] toyoda@cc.saga-u.ac.jp

あらまし 任意の偏波を受信可能とする直交偏波分離型マルチ偏波レクテナについて、その RF-DC 変換特性の偏波角依存性についてシミュレーションによる検討を行った。等価回路による検討の結果、レクテナ裏面のコンデンサ両端の電圧波形を同時にシミュレーションすることで、偏波角 45 度、135 度において最大出力電圧値が得られることを明らかにした。

キーワード 無線電力伝送, エネルギーハーベスティング, レクテナ, 任意の偏波, 偏波角依存性

Polarization Angle Dependency of Multi-Polarization Rectenna

Ryuichi NAKASHIMA[†] Eisuke NISHIYAMA[†] and Ichihiko TOYODA[‡]

Dept. of Electrical and Electronic Engineering, Saga University, 1, Honjo-machi, Saga, 840-8502 Japan

E-mail: [†] {nakashima, nisiyama}@ceng.ec.saga-u.ac.jp, [‡] toyoda@cc.saga-u.ac.jp

Abstract In this paper, the polarization angle dependency of the multi-polarization rectenna's RF-DC conversion characteristics is numerically examined using an equivalent circuit. The reason why the proposed multi-polarization rectenna provides maximum output DC voltage at the polarization angle of $\phi_p = 45$ and 135 degrees was clarified.

Keyword Wireless power transmission, Energy harvesting, Rectenna, Multi polarization

1. まえがき

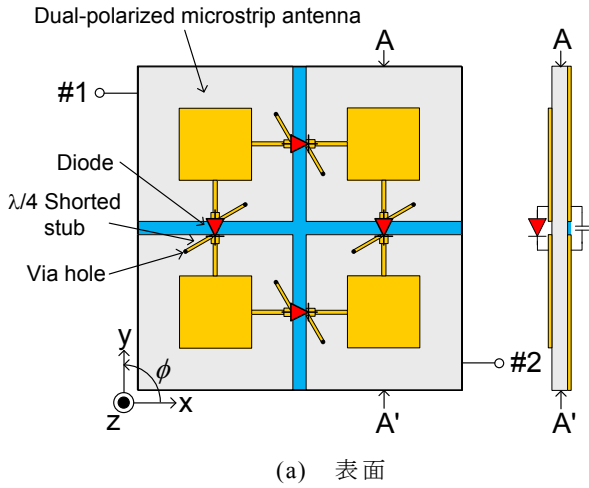
近年、モバイル機器や電気自動車などに無線で電力を供給する無線電力伝送が注目されている[1]。また、身の回りに存在する小さなエネルギーを”収穫”し活用しようとするエネルギーハーベスティング技術も注目されている[2]。このような無線電力伝送やエネルギーハーベスティングでは、RF波を受信し、直流へと変換するレクテナが必須である。そして、様々な研究機関においてレクテナの更なる高機能、高性能化のための研究が行われている[3]-[5]。

これまでに我々は、低い受信電力下でも高い RF-DC 変換効率を有するディファレンシャルレクテナを提案し、大規模なレクテナアレーへの拡張性について報告した[6]-[9]。また、このディファレンシャルレクテナを基にし、任意の偏波を効率的に受信できるマルチ偏波受信レクテナを提案し、その特性について報告した[10]-[12]。このマルチ偏波受信レクテナは受信した RF 波を直交する 2 つの成分に分割し、それぞれを別々に整流することで任意偏波の効率的な RF-DC 変換を実現している。本稿では、このマルチ偏波受信レクテナの偏波角特性についてシミュレーションにより検討した結果を報告する。

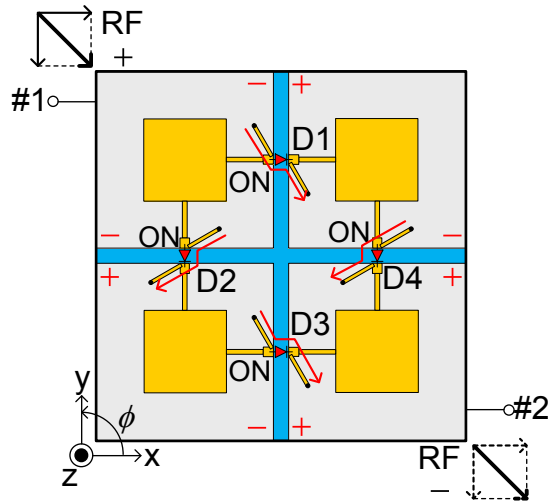
2. 直交偏波分離型マルチ偏波受信レクテナ

2.1. 構成

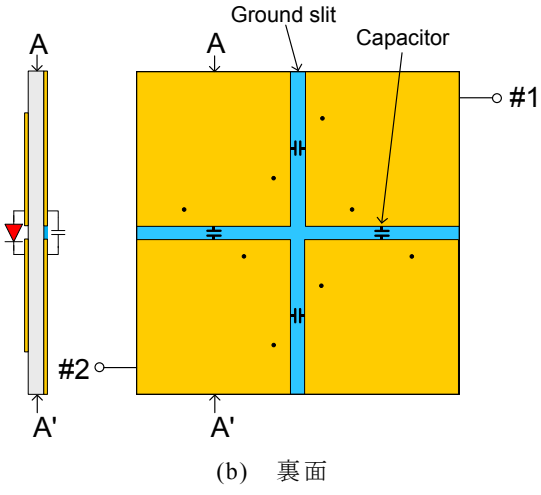
図 1 に、本稿で検討する任意偏波の RF 波を効率的に直流に変換する直交偏波分離型マルチ偏波受信レクテナの構成を示す。このレクテナは、低い受信電力下においても高い RF-DC 変換効率を有するディファレンシャルレクテナを基に構成されている[6]-[9]。4 つの偏波共用マイクロストリップアンテナ間に整流用ダイオードが接続されている。各マイクロストリップアンテナの接地導体は裏面に設けたスリットにより互いに分離されており、ダイオード直下に設けたコンデンサで接続されている。このコンデンサは高周波領域においてそれぞれの接地導体を短絡接続するとともに、直流においては電荷を蓄積する役割を果たしている。また、ダイオードの両端には $\lambda/4$ ショートスタブが接続されている。このショートスタブは、ダイオードの非線形性によって生じる偶数次高調波を抑圧するとともに、裏面のコンデンサを充電するための回路を形成している。変換した直流電圧は図 1 の端子 #1-#2 間から取り出す。



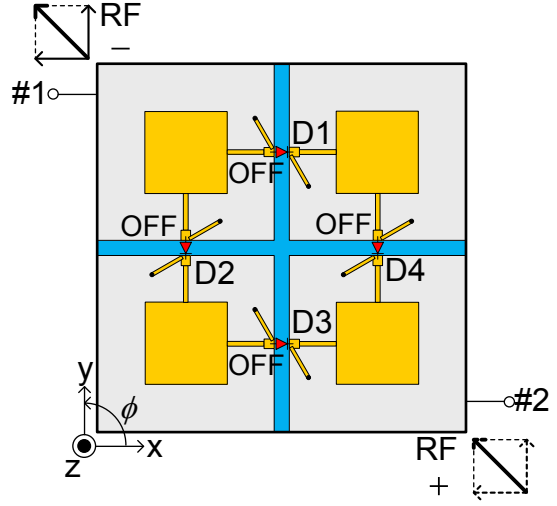
(a) 表面



(a) 順方向の場合



(b) 裏面



(b) 逆方向の場合

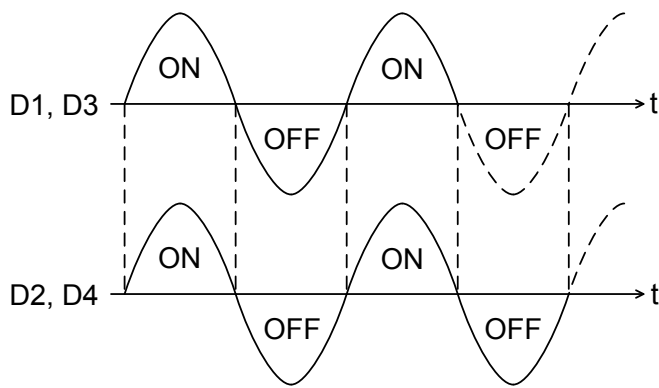
図1 直交偏波分離型マルチ偏波受信レクテナの構成

図2 動作原理 (偏波角 $\phi_p = 135$ 度)

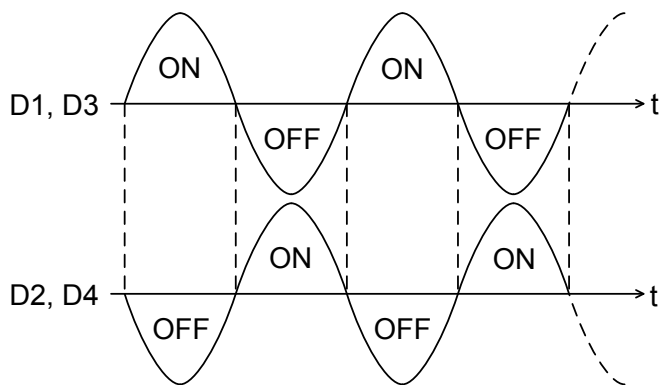
2.2. 動作原理

図2に、直交偏波分離型マルチ偏波受信レクテナの動作原理の一例($\phi_p = 135$ 度)を示す。一般に、任意の偏波は図2に示すx方向やy方向成分といった、直交する2つの成分に分割することができ、偏波共用アンテナを用いることでそれぞれを別々に受信することができる。そして本レクテナでは、x方向成分はダイオードD1およびD3により直流に変換され、同様にy方向成分はダイオードD2およびD4により直流に変換される。図2(a)では、RF波のxおよびy方向成分の極性は4つのダイオードに対して順方向となる。この時、すべてのダイオードがON状態となり、ダイオードの両端に接続された $\lambda/4$ ショートスタブを介して裏面のコンデンサに電荷が蓄積される。一方、図2(b)では、RF波のxおよびy方向成分の極性は4つすべてのダイオードに対して逆方向となるため、ダイオードはOFF状態となる。この時、コンデンサに蓄積された電荷はダイオードを通して放電されることはない。以上の2つの動作を繰り返すことで半波整流動作を行う。

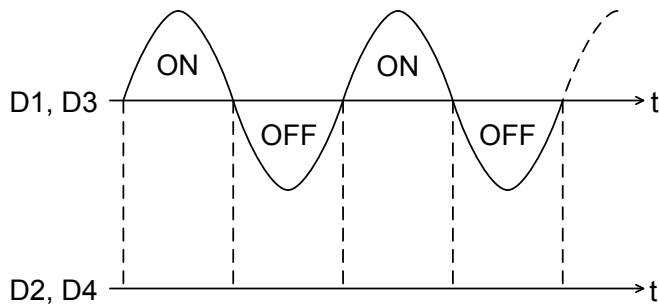
図3に、4つの偏波角パターンに対するダイオードに印加される高周波電圧の時間波形を示す。図3(a)に示すように偏波角135度において、D1からD4のすべてのダイオードが同時にON/OFF状態を繰り返し、半波整流動作を行う。これに対して偏波角45度の時には、図3(b)に示すように、ダイオードD1、D3とD2、D4が交互にON/OFF状態を繰り返し、全波整流のような動作を行う。偏波角0度においては、D1とD3のみがON/OFF状態を繰り返す。D2、D4に関しては、高周波電圧がダイオードに印加されないため整流動作を行わない。同様に偏波角90度の場合には、D2およびD4のみが動作する。



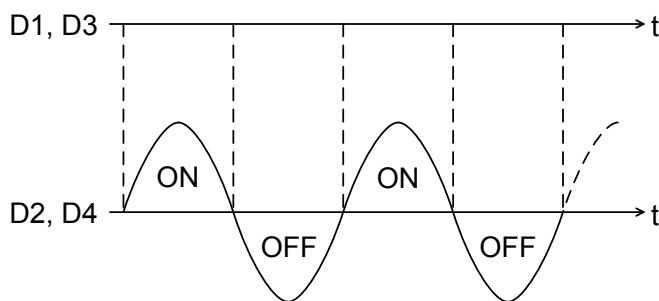
(a) 偏波角 $\phi_p = 135$ 度



(a) 偏波角 $\phi_p = 45$ 度



(a) 偏波角 $\phi_p = 0$ 度



(a) 偏波角 $\phi_p = 90$ 度

図3 ダイオードに印加される高周波電圧の時間波形

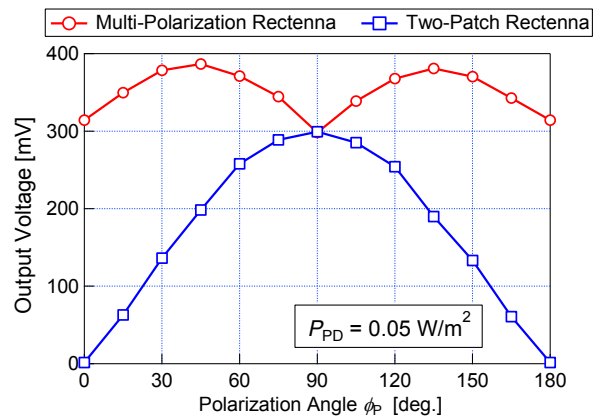


図4 RF-DC 変換特性の偏波角依存性の測定結果 ($f=5.85\text{GHz}$, $R_L=\infty$)

2.3. 偏波角特性

図4に、提案した直交偏波分離型マルチ偏波受信レクテナとその基本要素である2素子のディファレンシャルレクテナの偏波角に対する直流出力電圧の測定結果を示す. 受信電力密度 $P_{PD}=0.05\text{W/m}^2$, 周波数 $f=5.85\text{GHz}$, 負荷抵抗 $R_L=\infty$ で測定を行った. 2素子のディファレンシャルレクテナは偏波の向きが90度から傾くにつれて出力電圧が著しく低下していることがわかる. これに対して, 本提案レクテナは偏波の向きが変化しても, およそ300mV以上の出力電圧値を維持できており, 広い偏波角に対して良好なRF-DC変換特性を有していることが確認できる.

3. 偏波角依存性の等価回路シミュレーション

3.1. シミュレーションパラメータ

図4に示したRF-DC変換特性の偏波角依存性について検討するために, 等価回路シミュレーションによる検討を行った. 図5に, 直交偏波分離型マルチ偏波受信レクテナの等価回路を示す. この等価回路は図5の点線で囲まれた部分の等価回路である. シミュレーションのパラメータは, 周波数5.8GHz, 伝送線路の特性インピーダンス 100Ω , コンデンサ 3pF , 負荷抵抗 $R_L=100\text{k}\Omega$ とした. また, 入力電力は, $P_{in}=P_{inx}+P_{iny}=0.05\sim 0.5\text{mW}$ とし, 偏波面の角度に応じて振り分けている.

3.2. RF-DC 変換特性の偏波角依存性

図6に, 等価回路を用いた直流出力電圧の偏波角依存性をコンデンサC1およびC4両端の電圧とともに示している. 入力電力は, $P_{in}=0.075\text{mW}$ とした. 負荷抵抗での出力電圧は測定値と比較した場合, 出力電圧そのものは異なっているが, 同様の傾向を示している.

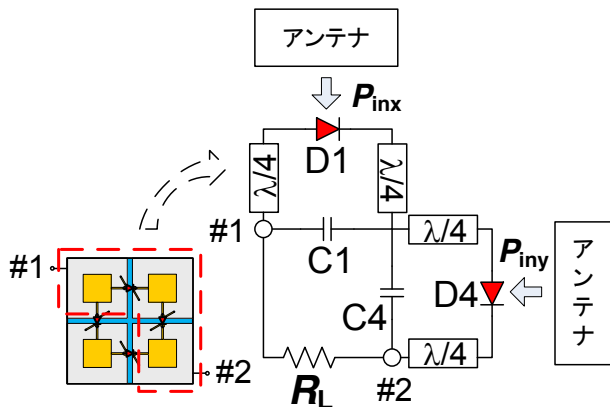


図5 マルチ偏波受信レクテナの等価回路

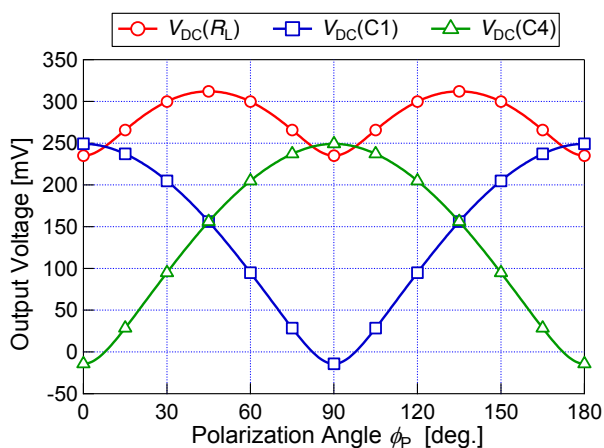


図6 RF-DC 変換特性の偏波角依存性の解析結果 ($P_{in}=0.075\text{mW}$, $f=5.8\text{GHz}$, $R_L=100\text{k}\Omega$)

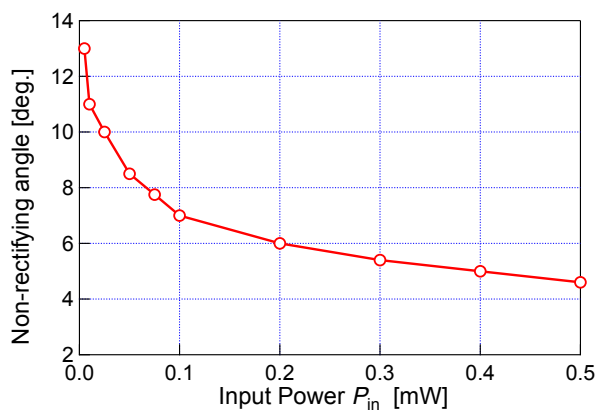


図7 整流動作を行わない角度幅の入力電力依存性 ($f=5.8\text{GHz}$, $R_L=100\text{k}\Omega$)

コンデンサ C1 および C4 両端の直流電圧波形は sin 関数のような形となっており、直流出力電圧がこれらの和となることにより、偏波角 $\phi_p = 45$ 度および 135 度時に最大出力電圧が得られることが明らかとなった。また、C1 および C4 両端の直流電圧波形において負の

値をとっている部分(偏波角 90 度から前後約 8 度)は、2.2 で示した整流動作を行わないダイオードによる電圧降下である。

3.3. 整流動作を行わない角度幅

図 7 は、ダイオードが整流動作を行わない角度幅、すなわち 3.2 で示した C1 および C4 両端の電圧が負の値となる部分の入力電力依存性を示している。入力電力 0.05mW の時に 13 度ある角度幅を、入力電力を 0.5mW とすることで 4.6 度まで小さくできることが分かる。

4. まとめ

本稿では、直交偏波分離型マルチ偏波受信レクテナの偏波角依存性についてシミュレーションによる検討を行った。検討の結果、偏波角 45 度、 135 度時において最大出力電圧が得られる理由として、コンデンサ C1 および C4 両端の電圧が sin 形状になることによることが分かった。また、入力電力を大きくすることで、整流動作を行わない角度幅を小さくすることが可能であることを確認した。

謝 辞

本研究は JSPS 科研費 24560465 の助成を受けた。

文 献

- [1] C.-J. Ahn, T. Kamio, H. Fujisaka, and K. Haeiwa, "Prototype of 5.8 GHz wireless power transmission system for electric vehicle system," IPCBEE 2nd Int'l Conf. on Environmental Science and Technology, Singapore, Vol. 6, pp. 128-131, 2011.
- [2] D. Bouchouicha, F. Dupont, M. Latrach, and L. Ventura, "Ambient RF energy harvesting," Int'l Conf. on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'10), Granada(Spain), March 2010.
- [3] J. O. McSpadden, L. Fan, and K. Chang, "Design and experiments of a high-conversion-efficiency 5.8-GHz rectenna," IEEE Trans. Microwave Theory Tech., Vol. 46, No. 12, pp. 2053-2060, Dec. 1988.
- [4] T. Ohira, "Power efficiency and optimum load formulas on RF rectifiers featuring flow-angle equations," IEICE Electronics Express, Vol. 10, No. 11, May 2013.
- [5] N. Shinohara, "Rectennas for microwave power transmission," IEICE Electronics Express, Vol. 10, No. 21, Nov. 2013.
- [6] Y. Ushijima, T. Sakamoto, E. Nishiyama, and M. Aikawa, "Extensible rectifying antenna for large scale integration," Proc. 2011 Asia Pacific Microwave Conf. (APMC2011), pp. 1198-1201, Dec. 2011.
- [7] Y. Ushijima, T. Sakamoto, E. Nishiyama, M. Aikawa, and I. Toyoda, "5.8-GHz integrated differential rectenna unit using both-sided MIC technology with design flexibility," IEEE Trans. Antennas & Propag., Vol. 61, No. 6, pp. 3357-3360, June 2013.

- [8] T. Sakamoto, Y. Usijima, E. Nishiyama, M. Aikawa, and I. Toyoda, "5.8-GHz series/parallel connected rectenna array using expandable differential rectenna unit," *IEEE Trans. Antennas & Propag.*, Vol. 61, No. 9, pp. 4872-4875, Sep. 2013.
- [9] T. Matsunaga, E. Nishiyama, and I. Toyoda, "5.8-GHz stacked differential mode rectenna suitable for large-scale rectenna arrays," *Proc. 2013 Asia-Pacific Microwave Conf. (APMC2013)*, P3-53, pp. 1200-1202, Nov. 2013.
- [10] I. Toyoda, R. Nakashima, and E. Nishiyama, "5.8-GHz multi-polarization rectenna integrating dual-polarized antennas," *6th Global Symp. on Millimeter-Waves 2013 (GSMM2013)*, T6-3, Apr. 2013.
- [11] 中島, 西山, 豊田, "直交偏波分離型マルチ偏波受信レクテナの円偏波受信特性," 2013 信学ソ大, B-1-18, 2013.
- [12] R. Nakashima, E. Nishiyama, and I. Toyoda, "Performance Comparison between Multi-Polarization Rectenna and Two-Patch Differential Rectenna," *The 66th Joint Conf. of Electrical and Electronics Engineers in Kyushu*, 03-1P-02, 2013.