

オープンエンドウェーブガイドを結合器とした 無線電力伝送の高効率化

中道 大輔[†] 陳 強[†]

[†] 東北大学 〒980-8579 宮城県仙台市青葉区荒巻字青葉 6-6-05

E-mail: [†] nakamichi-d@ecei.tohoku.ac.jp

あらまし 近傍界無線電力伝送システムにおいて高い電力伝送効率を実現するためには、送受信アンテナのインピーダンス整合が重要である。しかしながら、実際のアプリケーションにおいて送受信アンテナのインピーダンス整合状態を常に維持することは困難である。理由として、システムのインピーダンスは送受信アンテナの位置の変化、及び姿勢の変化によって大きく変化することが挙げられる。インピーダンスの変化によって大きな不整合損失が発生し、電力伝送効率が大幅に低下する。本報告では、オープンエンドウェーブガイドを結合器とした近傍界無線電力伝送システムを提案する。ウェーブガイドの遮断周波数より低い周波数を使用する場合、ウェーブガイド内のモードはエバネセントモードとなる。従って遮断周波数以下において電磁波が伝搬できないため、システム外へ放射することはない。加えて、送受信アンテナに位置ずれがあったときの電力伝送効率の低下を抑制し、電力伝送効率の維持が実現可能である。本稿では電磁界解析を用いて提案システムの有効性を示す。

キーワード 無線電力伝送, 終端開放導波管, インピーダンス整合

Development of High Efficient of Wireless Power Transfer Using Coupler of Open-End Waveguide

Daisuke NAKAMICHI[†] and Qaing CHEN[†]

[†] Tohoku University 6-6-05 Aramaki Aza Aoba, Aoba-ku, Sendai, Miyagi, 980-8579, Japan

E-mail: [†] nakamichi-d@ecei.tohoku.ac.jp

Abstract In order to realize a high power transmission efficiency in the near field wireless power transfer (WPT) system, impedance matching of the transmitting and the receiving antennas are required. However, in an actual application, it is difficult to maintain the impedance matching state between the transmitting and the receiving antenna. This reason is considered that change of the impedance of system is caused by the change of the position of transmitting / receiving antenna or the change of the profile. Then, the large mismatch loss occurs and the power transmission efficiency decreases. In this report, we propose a near field wireless power transmission system with an open-end waveguide as a coupler. The use of lower frequency than the cutoff frequency of a waveguide, the mode in the waveguide is the evanescent mode. Therefore, electromagnetic waves cannot propagate in the waveguide and do not radiate to outside. In addition, this system can suppress a decrease of power transmission efficiency when the transmission / reception antenna is misaligned, and it realizes to maintain the power transmission efficiency. Results of the electromagnetic analysis demonstrate the effectiveness of the proposed system.

Keywords Wireless power transfer, Wave guide, Impedance matching

1. まえがき

無線電力伝送技術は、携帯電話、電気自動車などの電力を必要とする機器に対するケーブルレスな充電・給電技術として注目されている。本技術は遠方界放射を利用するもの[1][2]と近傍界結合を利用するもの[3][4]に大別することが可能である。また、近年では後者を用いた無線電力伝送システムの研究が盛んに行われている[5]-[7]。この近傍界結合は、遠方界放射を用

いた無線電力伝送システムと比較して極めて高効率な電力伝送が可能であり、実用化も進んできている。

近傍界無線電力伝送システムでの高効率な無線電力伝送を行うためには、送受信アンテナのインピーダンス整合が重要であることが先行研究において示されている[8]。しかしながら、インピーダンス整合は送受信アンテナの位置ずれなどによって容易に変化してしまうことも報告されている[9]。そのため、送受信アン

テナの位置がずれても高効率な無線電力伝送が維持できるシステムが必要とされている。

本報告では、オープンウェーブガイドを用いた新しい近傍界無線電力伝送システムを提案する。オープンエンドウェーブガイドは高利得かつ低損失という特性があり、主に無線通信やレーダーシステムに用いられてきた[10]。また、ウェーブガイドは開口面の寸法によって遮断周波数が決定される。遮断周波数より低い周波数では、管内のモードがエバネセントモードとなるため、ウェーブガイド内の伝搬やウェーブガイド外への放射の抑制が可能である。提案システムは、電力伝送効率の維持を目的のためにカットオフ以下のウェーブガイド内で無線電力伝送を行うシステムであり、受信アンテナが位置ずれした際に、管内のモードをエバネセントモードで送受信を行うことでインピーダンスの不整合損失を抑制できる。

2. 電力伝送効率の定義

二端子回路網として表された近傍界無線電力システムを図1に示す。電力伝送効率 η は入射電力で基準化し

$$\eta = \frac{P_l}{P_{inc}} \quad (1)$$

と表される。ここで、 P_{inc} は入射電力、 P_l は受信電力を示している。 S パラメータの定義式

$$b_1 = S_{11}a_1 + S_{12}a_2 \quad (2)$$

$$b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2 \quad (3)$$

を利用し、入射電力基準の電力伝送効率の算出式

$$\eta = \frac{P_l}{P_{inc}} = \frac{-a_2^*a_2 + b_2^*b_2}{a_1^*a_1} \quad (4)$$

$$\eta = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-\Gamma_s\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_l|^2}{|1-S_{22}\Gamma_l|^2} \quad (5)$$

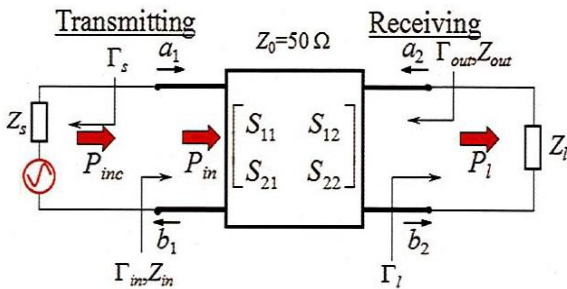


図1. 無線電力伝送システム等価回路

が得られる。算出式の各反射係数 Γ_s , Γ_l , Γ_{in} , Γ_{out} は以下の式で定義される。

$$\Gamma_s = \frac{a_1}{b_1} = \frac{z_s - z_0}{z_s + z_0} \quad (6)$$

$$\Gamma_l = \frac{a_2}{b_2} = \frac{z_l - z_0}{z_l + z_0} \quad (7)$$

$$\Gamma_{in} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{z_{in} - z_0}{z_{in} + z_0} \quad (8)$$

$$= S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_l}{1-S_{22}\Gamma_l} \quad (9)$$

$$\Gamma_{out} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{z_{out} - z_0}{z_{out} + z_0} \quad (10)$$

$$= S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1-S_{11}\Gamma_s} \quad (11)$$

ここで、 Z_0 は特性インピーダンス、 Z_{in} は入力インピーダンス、 Z_{out} は出力インピーダンスを表している。なお、最大の電力伝送効率を実現するためには、電源の内部インピーダンス Z_s が Z_{in} の複素共役、負荷インピーダンス Z_l が Z_{out} の複素共役となればよい。すなわち、

$$Z_s = Z_{in}^* \quad (12)$$

$$Z_l = Z_{out}^* \quad (13)$$

となるとき、電力伝送効率 η は最大となり、

$$\eta = \frac{1}{1-|\Gamma_s|^2} |S_{21}|^2 \frac{1-|\Gamma_l|^2}{|1-S_{22}\Gamma_l|^2} \quad (14)$$

と表される。

3. 提案システムの構造

提案システムでは、受信アンテナを送信アンテナ内に挿入して近傍界無線電力伝送を行う。ここで、導波管におけるエバネセントモードで用いることで、放射がない無線電力伝送を可能とする。

提案する無線電力伝送システムを図2に示す。送信アンテナとして逆Lアンテナにより給電された平行平板型オープンエンドウェーブガイド (Tx. Open-End Waveguide, Tx-OWG)、受信アンテナとして導波管型オープンエンドウェーブガイドホーンアンテナ (Rx. Open End Waveguide, Rx-OWG, WR-187) を用いた。Rx-OWG には MC ナイロン ($\epsilon_r = 3.7$) を挿入し、内部におけるカットオフを解除することが可能である。

Rx-OWG は、開口面の幅 a や高さ b 、伝搬モードに

よって、遮断周波数 $f_c^{(m,n)}$ が変化する。TE_{mn} モードにおける遮断周波数 $f_c^{(m,n)}$ の関係式は

$$f_c^{(m,n)} = \frac{c}{2\pi} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (15)$$

と表すことができる。ここで、TE₁₀ モードの遮断周波数は $f_c^{(1,0)}$ は

$$f_c^{(1,0)} = \frac{c}{2a} \quad (16)$$

と表すことができる。一方、Tx-OWG では平行平板の幅 d によって遮断周波数 f_c^p が変化し、TE モードにおける遮断周波数は

$$f_c^p = \frac{c}{2d} \quad (17)$$

で与えられる。これらの遮断周波数より低い周波数では、送受ウェーブガイド内のモードは電波が伝搬しないエバネセントモードとなる。つまり、遮断周波数より低い周波数ではウェーブガイド外への放射を抑制することができる。Rx-OWG では MC ナイロンを挿入した場合と挿入しない場合の遮断周波数 f_c は(16)式を用いてそれぞれ 1.64 GHz, 3.16 GHz である。一方、Tx-OWG の遮断周波数 f_c^p は(17)式を用いて 2.94 GHz となるように設計した。以上の設計を踏まえ、電力伝送に使用する周波数として、Tx-OWG の遮断周波数より低く、MC ナイロンを挿入した Rx-OWG の遮断周波数より高い周波数となる 2.1 GHz を選択した。

4. 数値解析結果

3 節の提案システムについて、数値解析による検討を行った。数値解析にはモーメント法 (Method of Moments: MoM) を用いた。電力伝送効率を測定するにあたっては、取得した S パラメータを(5)式に代入して求めた。提案システムは次の 3 つの条件によって評価した。

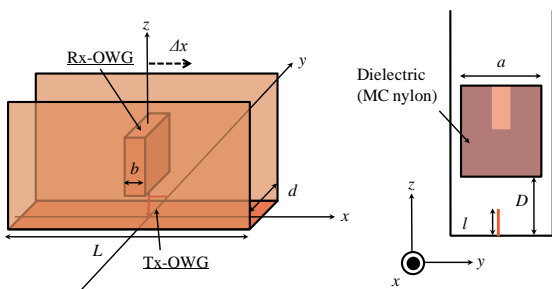


図 2. 提案システムの概観図と側面図

i) w/ Die

Rx-OWG に誘電体が挿入されており、常に固定負荷 Z_S^0, Z_L^0 が装荷されている。 Z_S^0, Z_L^0 とは $\Delta x=0$ のときの最適負荷である。

ii) w/o Die

Rx-OWG に誘電体が挿入されておらず、常に固定負荷 Z_S^0, Z_L^0 が装荷されている。 Z_S^0, Z_L^0 とは $\Delta x=0$ のときの最適負荷である。

iii) w/ Optimum Load

Rx-OWG に誘電体が挿入されており、 Δx に対して送受信アンテナには常に最適負荷が装荷されている。つまり、理想的な電力伝送効率である。

$\Delta x = 6$ cm における Rx-OWG に挿入された誘電体の有無による電力伝送効率の周波数特性の解析結果を図 3 に示す。また、 $\Delta x = 6$ cm におけるそれぞれの電界分布の解析結果を図 4 に示す。図 3 では、送受オープンエンドウェーブガイドの遮断周波数より低い周波数帯において、電力伝送効率 i) が電力伝送効率 ii) を全て上回った。一方、Tx-OWG の遮断周波数である 2.94 GHz より高い周波数においては、電力伝送効率 i) が非常に低くなる結果が得られた。また、図 4 に示す電界分布の解析結果から、受信アンテナに誘電体を挿入しない場合、Rx-OWG の遮断周波数が変化するため、アンテナ開口から電磁波が入射できず効率が低下すること、電磁波がウェーブガイド外へ放射していないことが確認された。

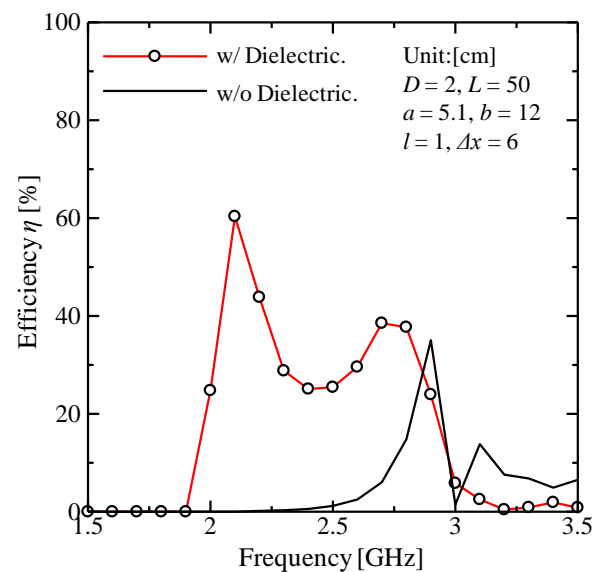


図 3. 提案システムにおける電力伝送効率の周波数特性

Rx-OWGがx軸方向にずれる場合の電力伝送効率の変化の解析結果を図5に示す。 Δx が増加するにつれて、電力伝送効率 i) と電力伝送効率 ii) は急激に低下した。一方、電力伝送効率 iii) は位置ずれがない場合においても、常に低い値であった。この位置ずれによる電力伝送効率の低下の原因として、システムの側面が開放されていることによる漏洩電磁波が考えられる。

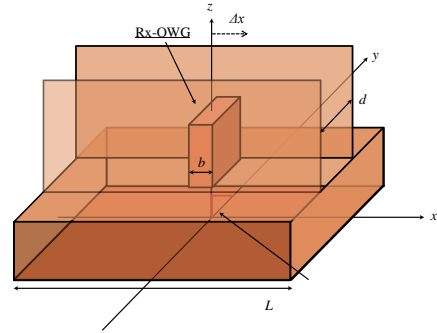
5. 改良したシステムの構造と解析結果

4節の解析結果を踏まえ、Tx-OWG側面部の構造を変化させることにより、送受アンテナ間の位置がずれた場合における電力伝送効率の改善を試みた。

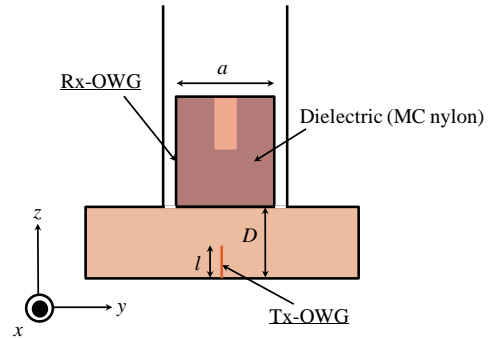
改良したシステムの構造を図6に示す。改良システムでは4節で用いた条件のうち i) と iii) を用いて評価した。

Rx-OWGがx軸方向にずれた場合の電力伝送効率の解析結果を図7に示す。 Δx が増加した場合であっても

電力伝送効率 i) と電力伝送効率 iii) は高い効率を維持できた。図5に示した改良前の電力伝送効率 i) の解析結果と比較すると、位置ずれがない $\Delta x = 0$ を除いた点において改良前の電力伝送効率を上回る結果となり、最大約67%の効率改善効果が確認できた。



(a) 概観図



(b) 側面図

図6. 改良したシステムの構造

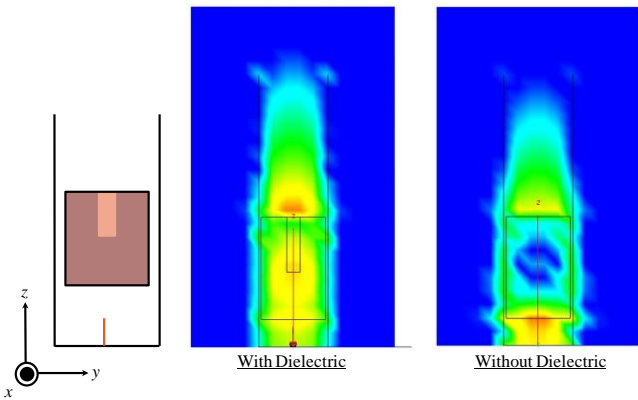


図4. 電界 $|E_x|$ 分布 (yz面, 2.1 GHz)

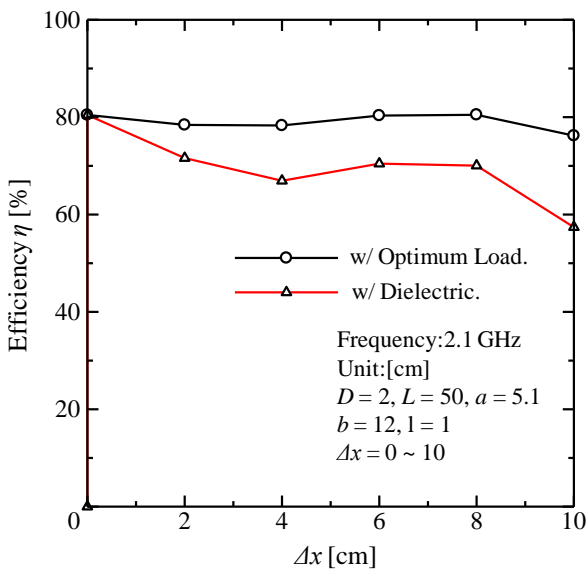


図5. 受信アンテナがx軸方向に位置ずれしたときの電力伝送効率

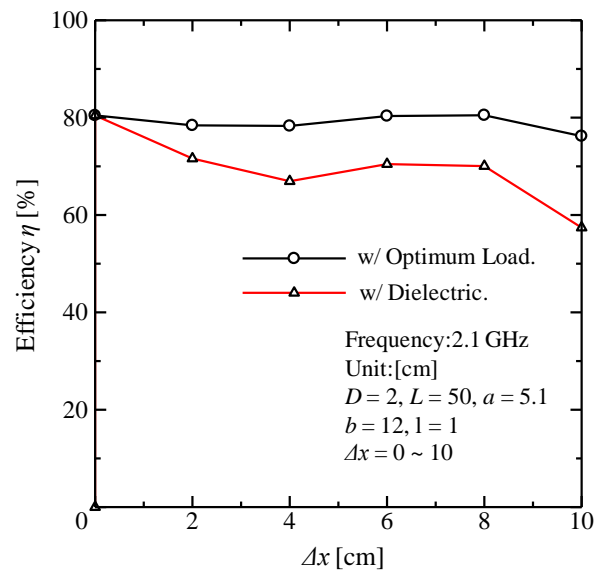


図7. 受信アンテナがx軸方向に位置ずれしたときの電力伝送効率

以上より、送受オープンエンドウェーブガイドを結合器とした無線電力伝送システムにおいて、位置ずれが発生したときの無線電力伝送効率を大幅に改善することができた。

6. むすび

本報告では、送受オープンエンドウェーブガイドを結合器とした近傍界無線電力伝送システムを提案した。オープンエンドウェーブガイド内のモードをエバネセントモードとすることで、送受アンテナに位置ずれが生じた場合のインピーダンスの変化による不整合損失、及びシステム外への電磁波の放射の抑制が可能であることを数値解析により示した。

文 献

- [1] Christopher R.Valenta , Gregory D.Durgin , " Harvesting Wireless Power: Survey of Energy-Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, Wireless Power Transfer Systems," IEEE Microwave Magazine, vol.15, no.4, pp. 108-120, 2014.
- [2] Y. Suh , and K. Chang , " A high-efficiency dual-frequency rectenna for 2.45- and 5.8- GHz wireless power transmission," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.50, no.7, Jul.2002.
- [3] K. Hatanaka, F. Sato, H. Matsuki, S. Kikuchi, J. Murakami, M. Kawase, and T.Sat h, "P wer transmissi n f a desk with a cord-free p wer supply," IEEE Trans.Magn., v l. 38, n . 5, pp. 3329-3331, Sep. 2002.
- [4] Andre Kurs, Arsteidis Karalis, Robert Moffatt, John joannpoulos, Peter Fisher,Marin Soljadic, "Wireless P wer Transfer via Str ngly C upled Magnetic Res nances," Science Magazine, Vol.317, No.5834, pp.83-86, 2007.
- [5] Q. Yuan, Q. Chen, K. Sawaya, "Antenna Characterization for Wireless Power Transmission System Using Near-Field Coupling," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.54, no. 4, pp. 108-116, Aug.2012
- [6] Q. Yuan, Q. Chen, Li, and K. Sawaya, "Numerical Analysis on Transmission Efficiency of Evanescent Resonant Coupling Wireless Power Transfer System," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.58, no. 5, Mar. 2010.
- [7] Y. Tak, J. Park, and S. Nam, "Mode-Based Analysis of Resonant Characteristics for Near-Field Coupled SmallAntenna," IEEE Antennas and Wireless Propagation Letter, vol. 8, pp. 1238-1241, Nov. 2009.
- [8] Q. Chen, K. Ozawa, Q. Yuan, and K. Sawaya, "Antenna Characterization for Wireless Power Transmission System Using Near-Field Coupling," IEEE Antennas and Propagation Magazine, vol.54, no. 4, pp. 108-116, Aug. 2012.
- [9] J. Oasa, D. Iwahori, and Y. Kuwahara, "Fractal antenna for wireless power transmission," 2012International Symposium on Antennas and Propagation(ISAP), pp. 443-446, Nov. 2012.
- [10] M. R. Ramzi, M. A-Khousa, and I. Prayudi, "Near-Field Microwave Imaging Using Open-Ended Circular Waveguide Probes," IEEE sensors journal, vol. 17, no. 8, Apr 15, 2017