

アンテナと整合回路損失を考慮した近傍界結合による無線電力伝送の数値解析

柴田 岳, 陳 強, 澤谷 邦男 (東北大学大学院工学研究科)

概要: 電磁結合方式による最大伝送効率を得るためのアンテナ設計についての検討を行った。受信素子の負荷インピーダンスによって変化する伝送効率を最大化する最適負荷条件を検討し、伝送効率を最大とする最適な負荷の条件に導く。線状アンテナと面状アンテナの比較を行い、電力伝送におけるアンテナの最適な形状の検討を行う。整合回路の損失を考慮し、実際の電力伝送に近いシミュレーションを行う。

キーワード: 無線電力伝送, 導波管アンテナ, インピーダンス整合, 整合回路損失。

1. まえがき

近年、無線通信技術や充電の技術の発展に伴い、様々な機器のワイヤレス化が進んでいる。しかし、充電時は有線を介さなければならず、真のワイヤレス化には至っていない。そのため、給電、充電の技術として無線電力伝送技術が期待されている。

無線電力伝送技術には電波放射方式 [1]-[6]、電磁誘導方式 [7]、[8]、そして電磁界共振方式 [9]-[17] があると言われている。電波放射方式は、電力を放射電力に変換し、遠方界を介して電力を伝送する。伝送距離は長い伝送効率が低いという欠点がある。宇宙太陽光発電構想の伝送方式として期待されている。電磁誘導方式は、送信コイルが発生する磁束の変化を利用し、受信コイルに電力を伝送する。コイルの大きさにより伝送距離が変化するが、伝送距離は短く、伝送効率が高い。民生分野では、小型コイルを用いた電動歯ブラシなどへの充電に実用化されている。電磁界共振方式は、2006年にMITの研究グループが発表した新方式で、近傍界に発生する電磁界で送受信素子を共振させて電力を伝送する。数mほどの伝送距離で高効率伝送が可能であり、軸ずれにも影響を受けにくいといわれているため、多くの技術領域で期待されている。

特に、電磁界共振方式は新しい方式であるため、電力伝送の原理や最適な送受信素子の設計、金属、誘電体の効率への影響、人体への影響など不明な点が多い。現在では、MITの研究グループが発表した電力伝送システムモデルの等価回路の表現方法 [13] や、インピーダンス整合の方法 [12] などが示されている。しかし、電力伝送に最適なアンテナの大きさの検討や、オーム損失が電力伝送に及ぼす影響などについて十分に検討されていないように思われる。

本論文では MoM(Method of Moment) による数値解析を行い、線状アンテナと面状アンテナの比較を行う。整合回路の損失を考慮して、シミュレーションを行う。

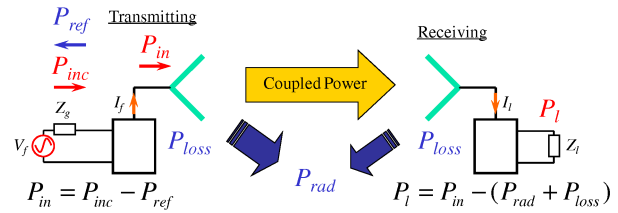


図 1: 近傍界の無線電力伝送における電力の流れ

2. 電力伝送効率の算出

2.1 電力伝送効率

電力伝送効率 η を以下の式で計算する。

$$\eta = \frac{P_D}{P_S} \quad (1)$$

ここで、 P_S は送信アンテナの入力電力 (送信アンテナの入射電力から反射電力を引いたもの)、 P_D は受信アンテナの受信電力 (受信アンテナの負荷に吸収される電力) を表している。

送信電力 P_S は

$$P_S = \frac{\text{Re}[V_f I_f^*]}{2} \quad (2)$$

で計算される。 V_f と I_f はそれぞれ送信アンテナの入力電圧と入力電流を表し、* は共役を表している。一方、受信電力 P_D は

$$P_D = \frac{|I_l|^2 R_l}{2} \quad (3)$$

で計算される。ここで、 I_l は受信アンテナの負荷を流れる電流、 R_l は負荷インピーダンス Z_l のレジスタンス成分を表している。

2.2 S パラメータによる電力伝送効率の算出

図 2 に示すように、送受信アンテナを 2 端子回路に置き換えて表すことができ、この 2 端子回路の S パラメータを用いた伝送効率の算出式を次のように表す。

$$\eta = \frac{P_D}{P_S} = \frac{-a_2^* a_2 + b_2^* b_2}{a_1^* a_1 - b_1^* b_1} \quad (4)$$

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

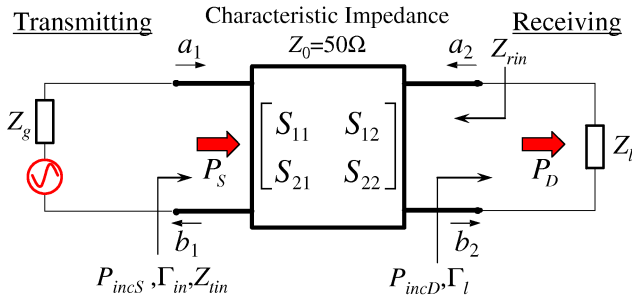


図 2: 送受信素子の二端子回路網

ここで、 Γ_l は負荷 Z_l における反射係数、 Γ_{in} は送信側からの入射電力に対する反射係数である。 Γ_l 、 Γ_{in} は次の式で定義される。

$$\Gamma_l = \frac{Z_l - Z_0}{Z_l + Z_0} \quad (6)$$

2.3 整合回路の損失を考慮した電力伝送効率

整合回路の損失を考慮するために Q 値を用いる。Q 値は以下のように定義される。

$$Q = \frac{|X|}{R} \quad (7)$$

ここで、 X はインピーダンスの虚部、 R は X がもつ損失抵抗を表している。本項では以上の Q 値を用いて計算を行う。

$d = 0.05\lambda$ のダイポールアンテナモデルの最適負荷インピーダンスの実部 R_l^o と $Q = 30$ のときの虚部 X_l^o の損失抵抗を図 3 に示している。結果から、 R_l^o に比べて $\frac{|X_l^o|}{Q}$ が非常に大きく、負荷の損失を考慮すると伝送効率が大きく低下するものと考えられ、さらに不整合が生じることが予想される。そのため、整合回路損失を考慮した最適負荷インピーダンスの検討が必要である。

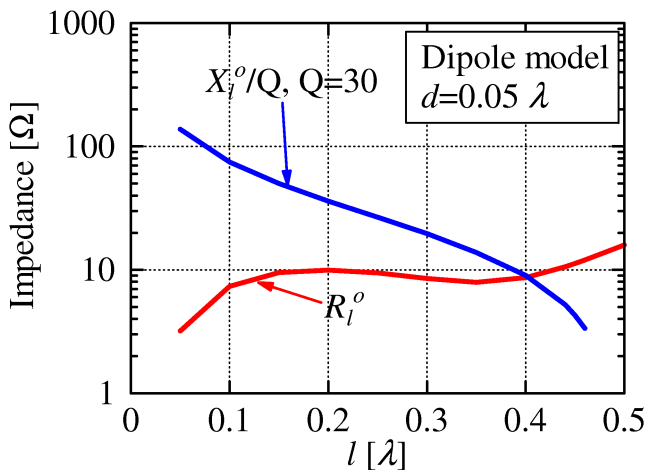


図 3: 回路素子の損失と最適負荷インピーダンスの実部

整合回路の損失を考慮した最適負荷インピーダンス Z_l^o とするとその算出の流れを以下に示す。

1. Z_l への伝送効率を最大化する最適負荷インピーダンス Z_l^o を計算。
2. Z_l^o の虚部 X_l^o に損失抵抗 $\frac{|X_l^o|}{Q}$ を付加し、 Z_x として回路に挿入。

$$Z_x = \frac{|X_l^o|}{Q} + jX_l^o \quad (8)$$

3. Z_x をアンテナの一部とみなした S パラメータ \tilde{S} を算出。 \tilde{S} を用いて Z_l^o の最適負荷インピーダンス Z_l^o を算出。

以上の方法で求めた Z_l^o を整合回路の損失を考慮した最適負荷インピーダンスとし、 Z_l^o に吸収される電力の伝送効率を負荷の損失を考慮した伝送効率とした。また、 Z_l^o は虚部成分 X_l^o を持つが、実部 R_l^o に比べ小さいため、 X_l^o での損失を無視するものとする。

3. 解析モデル

解析モデルとして導波管とダイポールアンテナを用いる。線状アンテナと面状アンテナを用いてアンテナの形状による比較を行う。

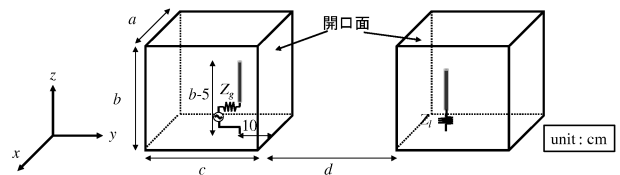


図 4: 解析モデル (導波管)

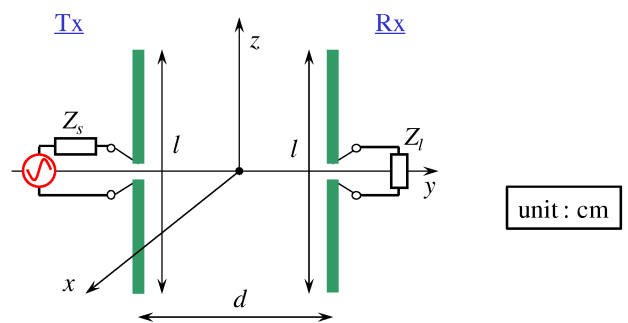


図 5: 解析モデル (ダイポール)

図 4 において導波管は $a \times b \times c$, d 間隔で、 z 軸と平行に置かれている。用いる周波数帯は 1~30 MHz である。導波管の中心部にモノポールアンテナを設置し、給電は 1 V で行う。モノポールの半径は 5 mm で導波管の壁の厚さは 1 mm である。導波管とモノポールの素材は断りがない限り PEC (Perfect Electric Conductor) とする。図 5 においてダイポールはアンテナ長 l , 半径 3 mm, d 間隔で、 z 軸と平行に置かれている。給電は 1 V で行い、ダ

ダイポールの素材は PEC とする。どちらも送信素子の内部抵抗を $Z_g = 50\Omega$ とし、受信アンテナの負荷インピーダンスを Z_l とし、負荷インピーダンスもまた負荷の最適条件である $Z_l = Z_{in}^*$ を常に満たしているものとする。解析手法としてモーメント法が用いられる。

4. 計算結果

ダイポールアンテナと導波管アンテナについて、アンテナ間距離 100 cm, Q 値を 100, 500, 1000, ∞ と変化させたときの周波数特性を図 6, 図 7 に示す。ダイポールアンテナはアンテナ長 100 cm, 導波管アンテナは $a=100$ cm, $b=100$ cm, $c=50$ cm とし解析を行った。

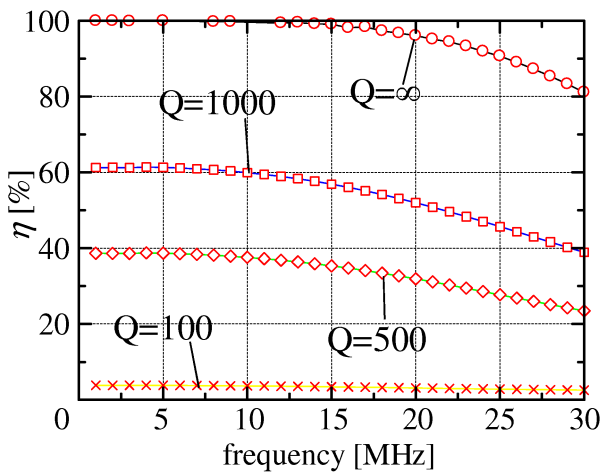


図 6: 整合回路の損失を考慮した伝送効率の周波数特性 (ダイポール)

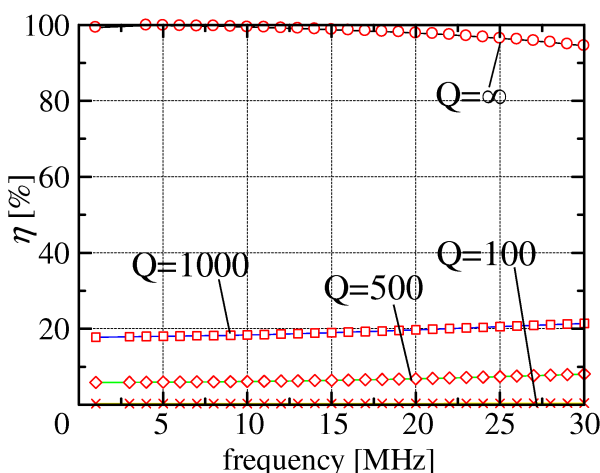


図 7: 整合回路の損失を考慮した伝送効率の周波数特性 (導波管)

Q 値が高いほど高効率となった。導波管モデルでは周波数による変化は見られなかったがダイポールモデルで

は低周波のほうが高効率となった。

次にアンテナの大きさと伝送効率の関係について検討を行った。ダイポールアンテナのアンテナ長を 50-500 cm と変化させたときの伝送効率を図 8 に、導波管アンテナの開口を 100-500 cm と変化させたときの伝送効率を図 9 に示す。周波数は 10 MHz, 導波管の奥行きは 50 cm とし解析を行った。

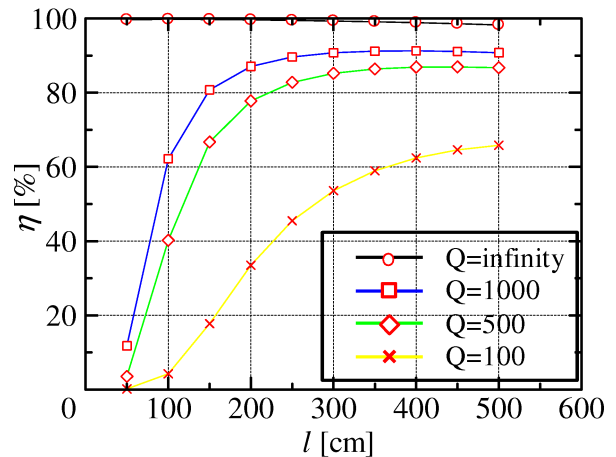


図 8: 整合回路の損失を考慮した伝送効率のアンテナ長特性 (ダイポール)

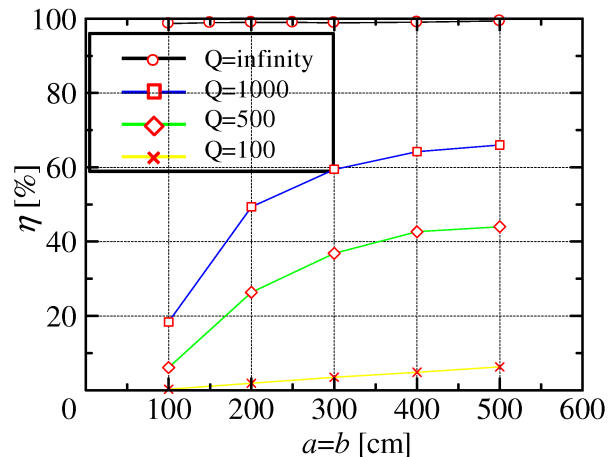


図 9: 整合回路の損失を考慮した伝送効率の開口長特性 (導波管)

ダイポールアンテナ, 導波管アンテナともにアンテナの大きさが大きくなると高効率となった。ダイポールアンテナのほうが Q 値が低いときの伝送効率の低下が少なかった。

次にダイポールアンテナと導波管アンテナの伝送効率の距離特性を図 10, 図 11 に示す。周波数は 10 MHz, ダ

ダイポールアンテナはアンテナ長 100 cm, 導波管アンテナは $a=100$ cm, $b=100$ cm, $c=50$ cm として解析を行った。

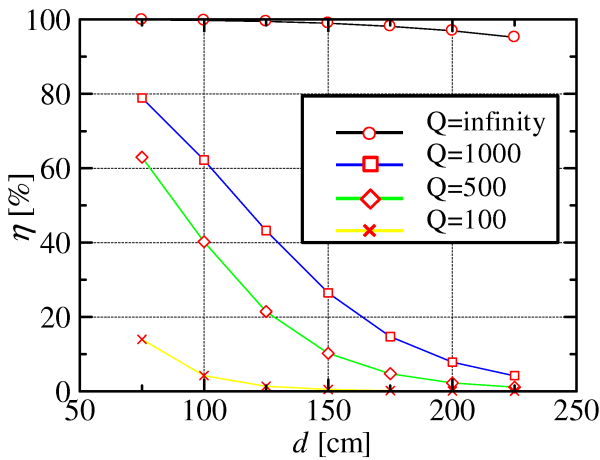


図 10: 整合回路の損失を考慮した伝送効率の距離特性 (ダイポール)

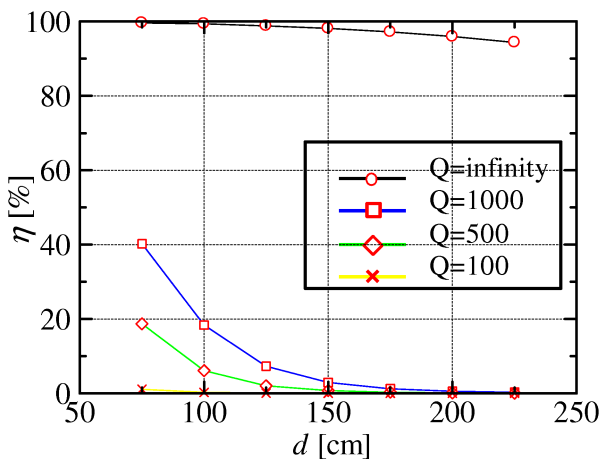


図 11: 整合回路の損失を考慮した伝送効率の距離特性 (導波管)

ダイポールアンテナのほうが Q 値による伝送効率の低下が少なく, 高効率となった。

伝送効率の距離特性において, 図 10, 図 11 はそれぞれの距離において最適負荷をとっているが, 最適負荷を $d=75$ cm のときのもので固定したさいの伝送効率を 12, 図 13 に示す。周波数, アンテナのサイズは距離特性と同じものを使用し, $Q=1000$ として解析を行った。

それぞれの距離で最適負荷を用いない場合, 多少効率の低下は見られたがほぼ同程度の伝送効率となった。

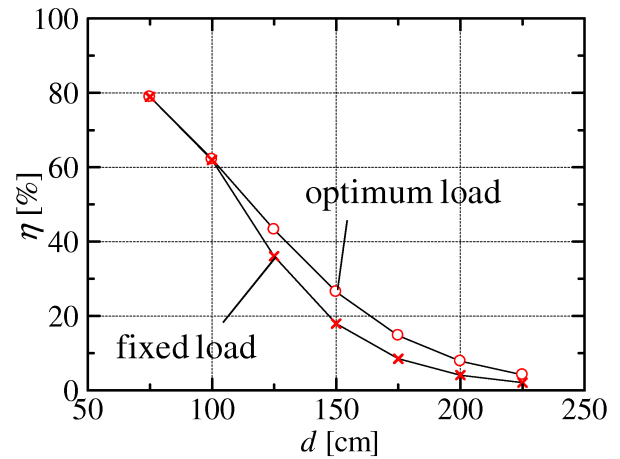


図 12: 最適負荷を固定したときの伝送効率の距離特性 (ダイポール)

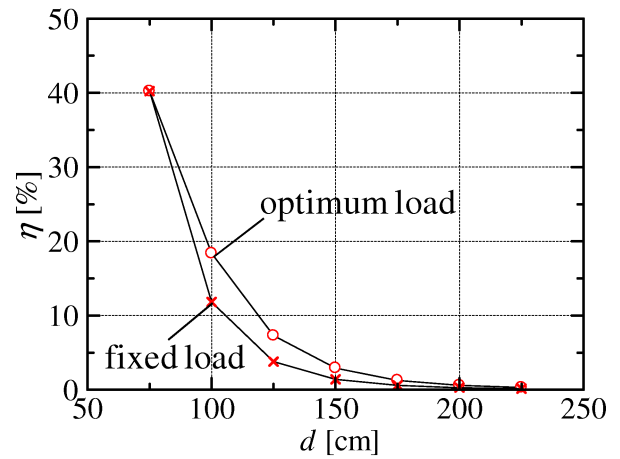


図 13: 最適負荷を固定したときの伝送効率の距離特性 (導波管)

5. むすび

本論文では線状アンテナと面状アンテナについてモーメント法を用いて, インピーダンス整合と整合回路の損失を考慮した解析について検討を行った。周波数特性, アンテナサイズ, 距離特性において線状アンテナのほうが整合回路の損失の影響を受けにくかった。

参考文献

- [1] N. Tesla, "System of transmission of electrical energy," US0,645,576 (1900-03-20).
- [2] N. Tesla, "Apparatus for transmission of electrical energy," US0,649,621 (1900-05-15).

- [3] N. Tesla, "Art of transmitting electrical energy through the natural mediums," US0,787,412 (1905-04-18).
- [4] W. C. Brown, "The history of power transmission by radio waves," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 32, no. 9, pp. 1230-1242, Sep. 1984.
- [5] H. Matsumoto, "Research on solar power satellites and microwave power transmission in Japan," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 3, no. 4, pp. 36-45, Dec. 2002.
- [6] C. T. Rodenbeck and K. Chang, "A limitation on the small-scale demonstration of retrodirective microwave power transmission from the solar power satellite," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 47, no. 4, pp. 67-72, Aug. 2005.
- [7] J. Murakami, F. Sato, T. Watanabe, H. Matsuki, S. Kikuchi, K. Harakaiwa, and T. Satoh, "Consideration on cordless power station- Contactless power transmission system," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, pp. 5017-5019, Sep. 1996.
- [8] K. Hatanaka, F. Sato, H. Matsuki, S. Kikuchi, J. Murakami, M. Kawase, and T. Satoh, "Power transmission of a desk with a cord-free power supply," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 5, pp. 3329-3331, Sep. 2002.
- [9] Andre Kurs, Arsteidis Karalis, Robert Moffatt, John Joannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," *Science Magazine*, Vol.317, No.5834, pp.83-86, 2007.
- [10] A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljacic, "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer," *Ann. Phys.*, vol. 323, pp. 34-48, 2008.
- [11] 袁巧微, 陳強, 澤谷邦男, "人体の影響を考慮したエバネセント電磁界共振により無線電力伝送システムの伝送効率," 信学技報, AP2008-91, pp.95-99, 2008年9月.
- [12] 丸地智博, 稲垣直樹, 藤井勝之, "誘導電界を用いた新しい無線接続方式," 信学技報, AP2009-84, pp.29-34, 2009年9月.
- [13] 平山裕, 小澤俊之, 平岩洋介, 菊間信良, 榊原久二男, "無線電力伝送の共鳴モードと等価回路表現," 信学技報, AP2009-85, pp.45-40, 2009年9月.
- [14] 袁巧微, 陳強, 澤谷邦男, "Efficiency Improvement of Wireless Power Transfer System Using Resonant Near-Field Coupling," 信学技報, A・P2009-87, pp.47-52, 2009年9月.
- [15] 常川光一, "屋内ユビキタス無線アクセスシステムにおいて相互インピーダンス補償による効率改善に関する検討" 信学技報, AP2009-88, pp.53-56, 2009.
- [16] Qiaowei Yuan, Qiang Chen, Long Li, and Kunio Sawaya, "Numerical Analysis on Transmission Efficiency of Evanescent Resonant Coupling Wireless Power Transfer System," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol.58, no.5, pp.1751-1758, May 2010.
- [17] Y. Tak, J. Park, and S. Nam, "Mode-Based Analysis of Resonant Characteristics for Near-Field Coupled Small Antennas," *IEEE Antennas and Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 1238-1241, Nov. 2009.