

磁界結合共振型無線電力伝送における 小型化に向けたアンテナ形状に関する検討

門井 優文[†] 金田 純弥[†] 菊間 信良[†] 平山 裕[†] 榊原久二男[†]

[†] 名古屋工業大学大学院 工学研究科 情報工学専攻
〒 466-8555 名古屋市昭和区御器所町

あらまし 近年, 家電機器や電気自動車において, 無線で電力を供給する技術が注目されている. また, それらの製品は小型化の需要が高く, 内部部品も小型化されている. 従って, 無線電力伝送 (WPT) システムの実用化にはその小型化が必要である. 本研究では, WPT システム用アンテナの小型化を目的とし, 新しいアンテナ形状を提案した. さらに, 電磁界シミュレータ FEKO(MoM) による解析を通してアンテナ特性の評価および検討を行い, 提案形状の有効性を確認した.

キーワード 無線電力伝送, 電磁結合共振, アンテナの小型化

A Consideration of Antenna Configuration for Its Size Reduction in Wireless Power Transfer with Magnetically Coupled Resonance

Masafumi KADOI[†], Junya KANEDA[†], Nobuyoshi KIKUMA[†], Hiroshi HIRAYAMA[†], and Kunio
SAKAKIBARA[†]

[†] Department of Computer Science and Engineering,
Nagoya Institute of Technology
Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya 466-8555, Japan

Abstract Recently, the technology of supplying the electric power by the wireless attracts our attention for use in household electric appliances and electric vehicles. Moreover, the size reduction of the electric equipment is in great demand. Therefore, it is also necessary to downsize the wireless power transfer(WPT) system for the practical use in the electric equipment. In this paper, we attempt to reduce the size of the antennas used for the WPT system with magnetically coupled resonance, and for the purpose we propose here a novel configuration of the antenna. In addition, the transfer efficiency when using the proposed antenna is analyzed with an electromagnetic field simulator FEKO(MoM), and we show through the evaluation the effectiveness of using the proposed antenna for the size reduction of the WPT system.

Key words Wireless power transfer, Magnetically coupled resonance, Size reduction of antennas

1. ま え が き

近年, 様々な電子機器におけるモバイル化の需要から, 電子機器の無線化が進められている. 情報通信の無線化に始まり, 電力供給の無線化についても盛んに研究が行われている. 中でも, Massachusetts Institute of Technology(MIT) が 2007 年に発表した磁界結合共振型無線電力伝送方式が注目を浴びている [1]- [3]. 同方式の特徴として, 遠方に伝播しない近接電磁場を利用して送受信アンテナを共振させ, 送受間の高効率エネルギー伝送を実現できることが挙げられる. このことから, 本方

式は携帯電話, ノート PC および電気自動車等へ高効率に充電を行う, 非接触給電技術として期待されている.

また, 電子機器のモバイル化にともない, 電子機器は小型化の需要も高まっている. このため, 製品の内部部品も小型化が進められており, 無線電力伝送システムにおいても同様に小型化が必要である. 特に, 無線電力伝送システムにおいてサイズの大部分を占める, アンテナの小型化が重要な検討課題となる [4]- [11].

そこで本研究では, 無線電力伝送用アンテナの小型化を目的とし, 新しいアンテナ形状を提案した. さらに, モーメント法を用いた電磁界シミュレータ FEKO(MoM) により解析を行い,

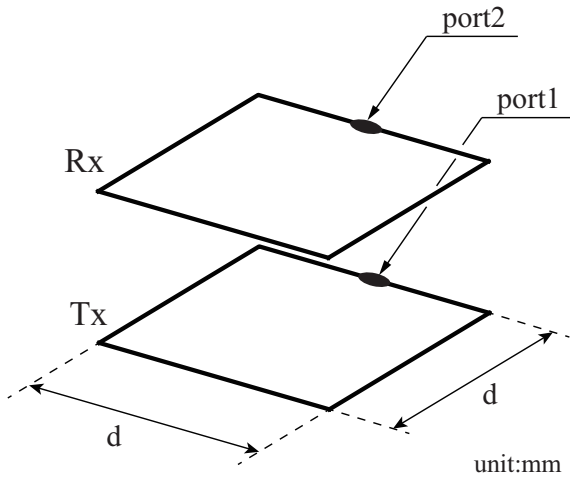


図1 送受アンテナの従来モデル (基本モデル)

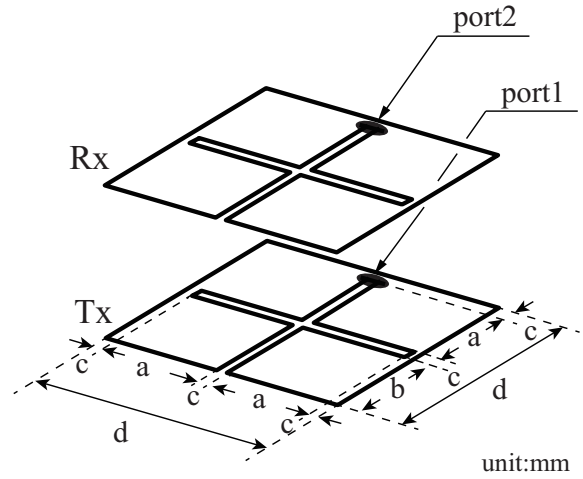


図2 送受アンテナの提案モデル 1

伝送効率や放射損失などのアンテナの特性評価および検討を行った [12].

以下、本稿の構成を述べる。第2章では、無線電力伝送用アンテナの従来モデルと提案モデルを示し、それぞれの特徴を説明する。第3章では、従来モデルと提案モデルのサイズをそろえ、送受信アンテナ間の電力伝送範囲を比較する。第4章では、送受信アンテナ間の電力伝送範囲を同じにして、従来モデルと提案モデルのサイズを比較する。続いて第5章では、従来モデルと提案モデルにおける放射電力 (放射損失) の大きさを比較する。最後に、第6章で第2章~第5章をまとめ、今後の課題を述べる。

2. 解析モデル

磁界結合共振型無線電力伝送に用いる送受信アンテナの、従来モデルと提案モデルに関して説明する。以下、全てのモデルにおいて導線には完全導体を用いており、その断面半径は5mmとして解析を行う。また、電圧源の周波数は10MHzとして設計している。

2.1 従来モデル

磁界結合共振型無線電力伝送に用いる送受信アンテナの従来モデルを図1に示す。基本モデルは送受信アンテナ共に同じ形状を用いており、1辺が $d=900\text{mm}$ の正方形ループ形状からなる。このとき、導線長は波長 (30m) に対して十分微小となり、微小ループアンテナとして動作する。また、送信側の port1 には1Vの電圧源と整合キャパシタを特性インピーダンス $Z_0=50\Omega$ の伝送線路を介して繋いでいる。同様に、受信側の port2 には整合キャパシタと負荷インピーダンス $Z_l=50\Omega$ を繋いでいる。ここで、整合キャパシタは送受信アンテナ単体において共振させるために付加している。つまり、動作周波数を10MHzとしているので、10MHzの電源付加に対し入力インピーダンスの虚部が0となるよう求めた [6]。このため、近傍界において磁界が支配的に作用しアンテナが共振をすることによって、磁界共振結合を実現している。

2.2 提案モデル

磁界結合共振型無線電力伝送に用いる送受信アンテナの提案

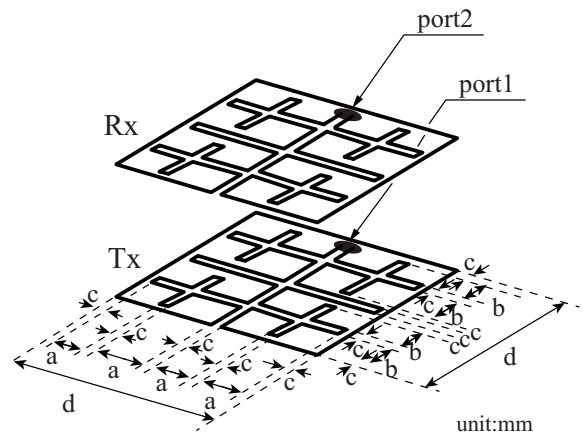


図3 送受アンテナの提案モデル 2

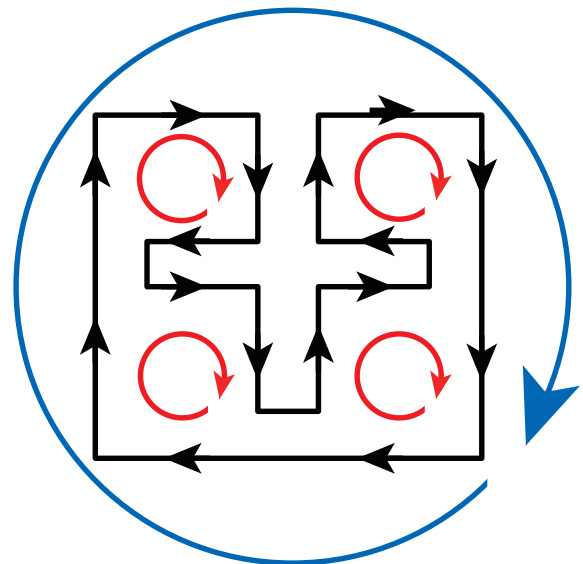


図4 提案モデルのアンテナに流れる電流

モデルを図2、図3にそれぞれ示す。提案モデルも送受信アンテナ共に同じ形状を用いており、図4に示す十字型の導線をコンポーネントとして構成されている。このとき、提案モデル1、提案モデル2ともに全体の大きさ (外形や面積) を $d[\text{mm}]$ 四方に収まるよう設計した。

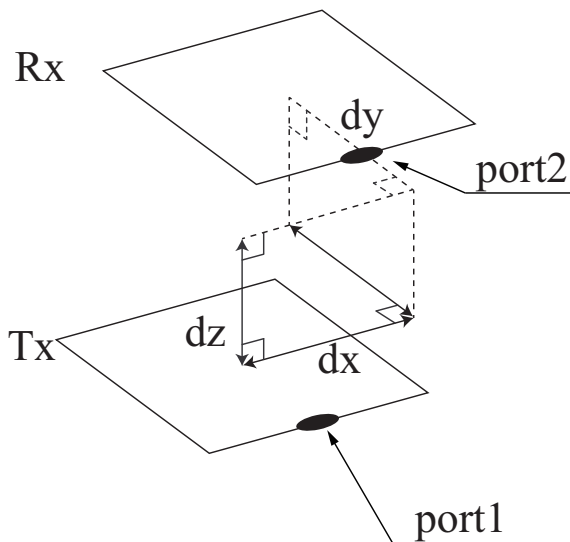


図 5 送信アンテナと受信アンテナの位置関係

表 1 解析モデル中の構造パラメータ (提案モデル 1)

	a	b	c	d
[mm]	494	498	4	900

提案モデルの大きな特徴として、アンテナ全体で電流の向きが一樣となることが挙げられる。導線長は波長に対して十分微小となるため、導線上において流れる電流の向きが一樣となる。このため、アンテナ全体としても波長に対し、十分微小であるとみなすことができ、微小ループアンテナとして動作する。さらに、図 4 のような十字構造にすることによって発生する磁界をアンテナ面内で一樣化でき、アンテナの共振 Q 値が大きくなる。よって、従来モデルと同じ外形や面積でありながら、強い結合を得ることができる。

従来モデルと同様に、送信側の port1 には 1V の電圧源と整合キャパシタを特性インピーダンス $Z_0=50\Omega$ の伝送線を介して繋いでおり、受信側の port2 には整合キャパシタと負荷インピーダンス $Z_l=50\Omega$ を繋いでいる。整合キャパシタの値も、送受信アンテナ単体において 10MHz の電源付加に対し、入力インピーダンスの虚部が 0 となるようそれぞれ求めた。

2.3 送受信アンテナの位置関係と伝送効率

解析モデルにおける送受信アンテナの位置関係を図 5 に示す。送信アンテナ (Tx) を下側に配置し、受信アンテナ (Rx) を上側に配置する。電圧源や素子を付加する port1, port2 が図 5 の位置となる向きに揃える。図 5 にあるように、送信アンテナに対する受信アンテナの変位を x 軸, y 軸, z 軸に対し、それぞれ dx , dy , dz で表す。ここで、 dx と dy は送信アンテナと受信アンテナの位置ずれを表し、 dz は送受間距離を表している。また、伝送効率は port1, 2 間の散乱パラメータ S_{21} を用い $|S_{21}| \times 100[\%]$ で表した。

3. 伝送範囲の比較

磁界結合共振型無線電力伝送用のアンテナに関して、従来モデルと提案モデルの伝送範囲を比較する。このため、従来モデルと提案モデル共に面積や外形寸法を同じにして比較を行う。

表 2 解析モデル中の構造パラメータ (提案モデル 2)

	a	b	c	d
[mm]	220	218	4	900

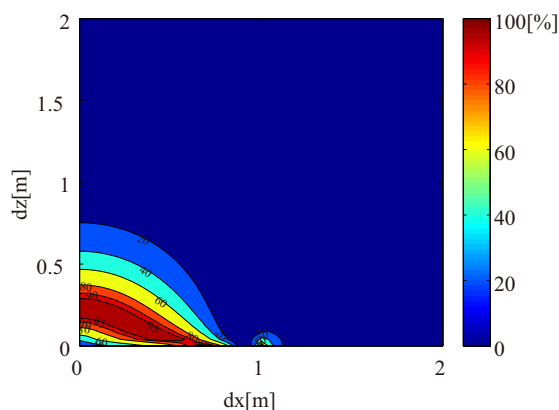


図 6 伝送効率の dx - dz 特性 (従来モデル)

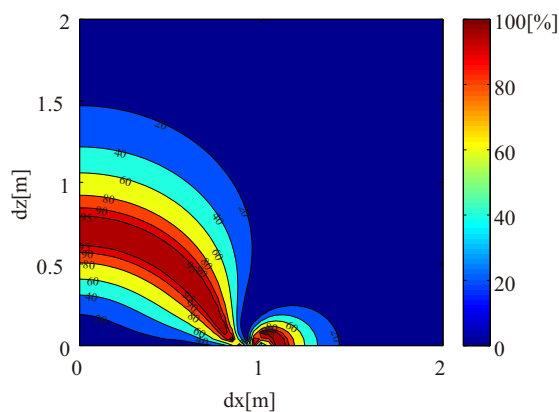


図 7 伝送効率の dx - dz 特性 (提案モデル 1)

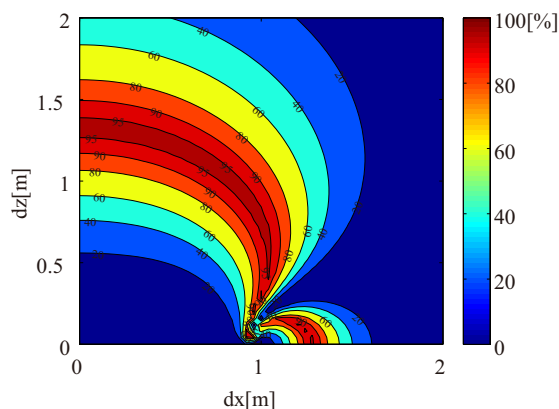


図 8 伝送効率の dx - dz 特性 (提案モデル 2)

解析に用いたモデルの構造パラメータを、提案モデル 1 に関して表 1 に、提案モデル 2 に関しては表 2 に示す。

3.1 伝送効率の dx - dz 特性

位置ずれ $dy=0$ として、位置ずれ dx と送受間距離 dz に対する伝送効率の変化を基本モデルと提案モデルについて比較する。伝送効率の dx - dz 特性を、基本モデルについて図 6 に、提案モ

デル 1 について図 7 に、そして提案モデル 2 について図 8 に示す。図 6～図 8 をそれぞれ比較すると、図 4 の十字型構造を増やすにつれ、伝送可能距離の長距離化が確認できる。さらに、 $dx=dy=0$ (位置ずれ無し) の条件において、最大の伝送効率を得る dz (送受間距離) を表 3 に示す。表 3 より、従来モデルから提案モデル 2 へ構造を変更することで、位置ずれ無しの条件において電力伝送距離を約 6 倍に伸ばせることが分かる。

3.2 伝送効率の $dx-dy$ 特性

送受間距離 dz を表 3 に示す条件として、位置ずれ dx と dy に対する伝送効率の変化を基本モデルと提案モデルについて比較する。伝送効率の $dx-dy$ 特性を、基本モデルについて図 9 に、提案モデル 1 について図 10 に、提案モデル 2 について図 11 に示す。図 9～図 11 をそれぞれ比較すると、図 4 の十字型構造を増やすにつれ、送受信アンテナ間のずれに対してロバストとなることが確認できる。

4. アンテナサイズの比較

従来モデルに対して、提案モデルのアンテナサイズをどの程度小型化できるかを確認する。このため、 $dx=dy=0$ の条件下に

表 3 最大の伝送効率を得る dz (送受間距離)

	従来モデル	提案モデル 1	提案モデル 2
dz [m]	0.225	0.700	1.325

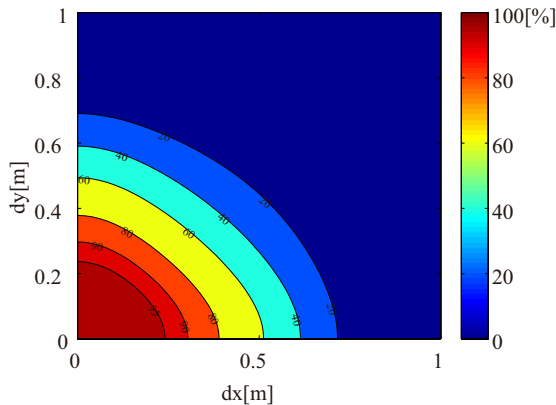


図 9 伝送効率の $dx-dy$ 特性 (従来モデル)

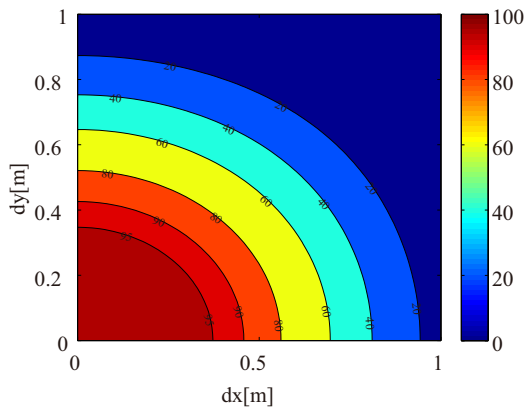


図 10 伝送効率の $dx-dy$ 特性 (提案モデル 1)

における伝送効率の距離特性を従来モデルと提案モデルが同じとなるように、提案モデルの構造パラメータ d を決定し、両者を比較する。解析に用いたモデルの構造パラメータを、提案モデル 1 に関して表 4 に、提案モデル 2 に関しては表 5 に示す。

4.1 伝送効率の $dx-dz$ 特性

位置ずれ $dy=0$ として、位置ずれ dx と送受間距離 dz に対する伝送効率の変化を基本モデルと提案モデルについて比較する。基本モデル、提案モデル 1、および提案モデル 2 の伝送効率の $dx-dz$ 特性を、それぞれ図 12～図 14 に示す。図 12～図 13 を互いに比較すると、モデル間のバラつきはあるもののほぼ同等の特性を得ることが確認できる。このとき、サイズ決定の最適化を緻密に行うことで、更にバラつきは小さくなるものと思われる。また、若干ながら提案モデルの位置ずれ dx に対するロバスト性が低下していることが分かる。位置ずれ特性については、次節で詳細に検討する。

4.2 伝送効率の $dx-dy$ 特性

送受間距離 $dz=0.225$ m として、位置ずれ dx と dy に対する伝送効率の変化を基本モデルと提案モデルについて比較する。伝送効率の $dx-dy$ 特性を、基本モデルについて図 15 に、提案モデル 1 について図 16 に、提案モデル 2 について図 17 に示す。図 15～図 17 をそれぞれ比較すると、提案モデルの位置ずれに対するロバスト性が若干低下していることが分かる。これは、アンテナサイズの小型化によるものであると考えられるが、アンテナサイズの最適化によりある程度改善されるものと思われる。

4.3 小型化の確認と考察

モデルごとのアンテナ面積を図 18 に示す。図 18 より従来モデルと提案モデル 1 を比較すると、提案モデル 1 は従来モデルに比べアンテナ面積が 60%程度となることが確認できる。しかし、提案モデル 1 と提案モデル 2 を比較すると、アンテナ面積

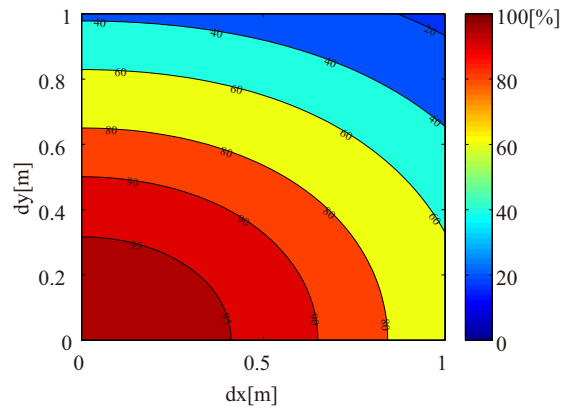


図 11 伝送効率の $dx-dy$ 特性 (提案モデル 2)

表 4 解析モデル中の構造パラメータ (提案モデル 1)

	a	b	c	d
[mm]	344	348	4	700

表 5 解析モデル中の構造パラメータ (提案モデル 2)

	a	b	c	d
[mm]	168	166	4	692

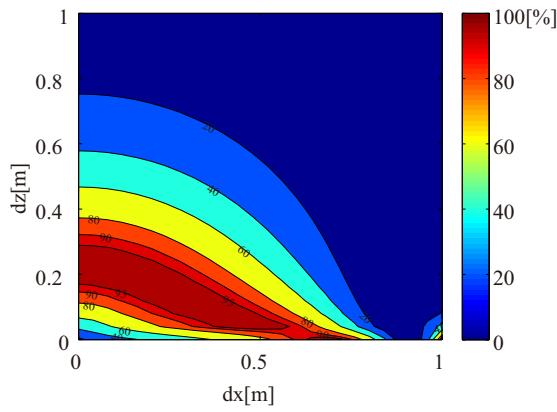


図 12 伝送効率の dx - dz 特性 (従来モデル)

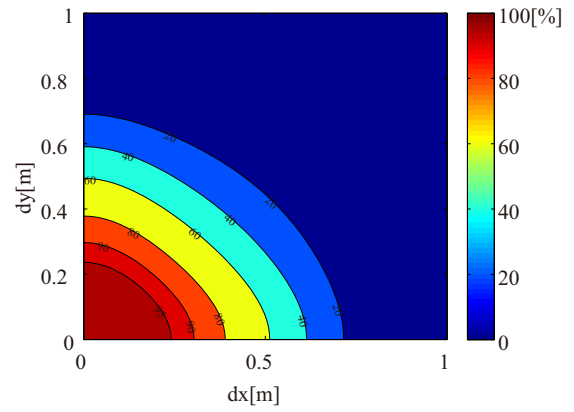


図 15 伝送効率の dx - dy 特性 (従来モデル)

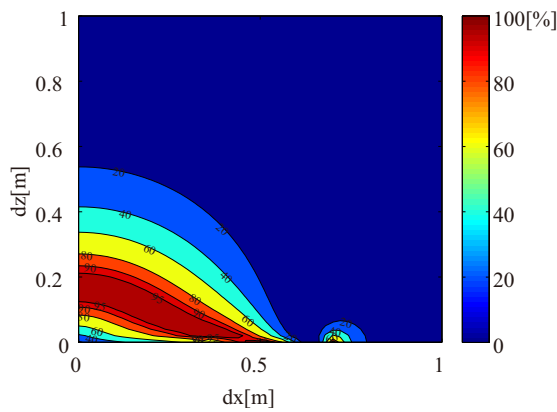


図 13 伝送効率の dx - dz 特性 (提案モデル 1)

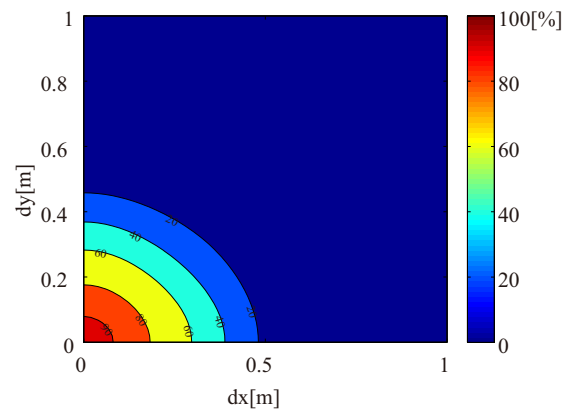


図 16 伝送効率の dx - dy 特性 (提案モデル 1)

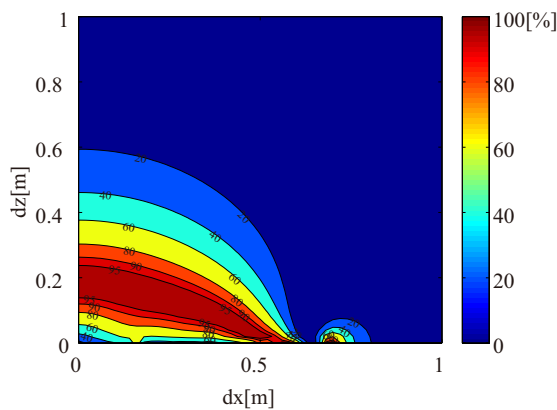


図 14 伝送効率の dx - dz 特性 (提案モデル 2)

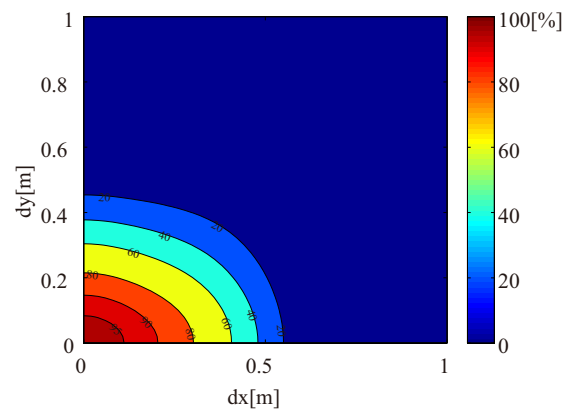


図 17 伝送効率の dx - dy 特性 (提案モデル 2)

がほぼ同等であることがわかる。

この原因として、アンテナサイズの決定において、表 4、表 5 の c の値を全て同じとしたことが考えられる。そのため、アンテナ全体の面積に対して、アンテナ間の結合に有効な面積が相対的に小さくなり、小型化を妨げていると考えられる。しかし、 c の値は導線の太さによって決定されているため、変更することができない。そのため、導線の太さにより図 4 の十字構造を増やす上限が決まると考えられる。

5. 放射損失

電力伝送を行う際の放射損失を、従来モデル、提案モデルに関して示す。このとき、送信アンテナと受信アンテナの位置関係は $dx=dy=0$ とし、 dz については表 3 に示す値を用いた。

5.1 放射損失の周波数特性 (アンテナサイズ統一)

第 3 章で扱ったモデルに関して、放射効率の周波数特性を図 19 に示す。図 19 から、基本モデルより提案モデル 1、提案モデル 1 より提案モデル 2 というように、提案構造による放射電力

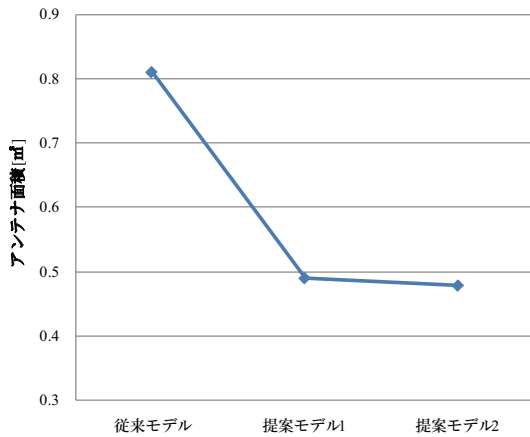


図 18 アンテナ面積

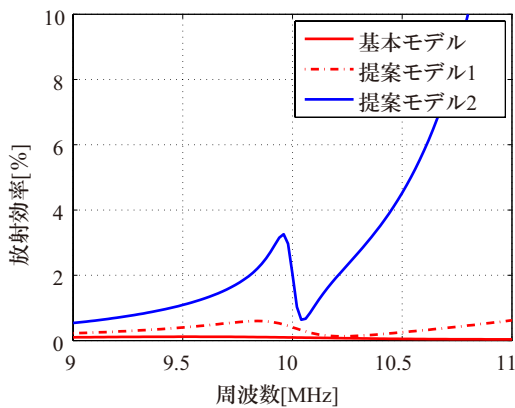


図 19 放射損失の周波数特性 (アンテナサイズ統一)

の増加が確認できる。ここで考えられる原因として、(1) 構造の複雑化による放射の増大、(2) 導線長が長くなったことによる放射の増大、の 2 点が考えられる。提案モデルは図 4 の十字構造を基に作られており、曲げ構造が多いため放射が増大したと考えられる。また、第 3 章で扱ったモデルは、送受信アンテナのサイズを統一している。このため、従来モデル、提案モデル 1、提案モデル 2、の順に導線長が長くなり放射が大きくなったと考えられる。

5.2 放射損失の周波数特性 (最大伝送距離統一)

第 4 章で扱ったモデルに関して、放射効率の周波数特性を図 20 に示す。図 20 から、基本モデルに対して、提案モデル 1、提案モデル 2 における放射効率の周波数特性が半分程度となることが確認できる。したがって、放射電力増加に関しては構造の複雑化による影響は少ないと考えられる。つまり、短い導線長という条件下では、図 4 の十字構造をさらに増やすことが可能であると判断できる。

6. まとめ

無線電力伝送用アンテナの小型化を目的とし、新しいアンテナ形状を提案した。無線電力伝送用アンテナを従来形状から提案形状に変更することにより、同サイズのアンテナでは伝送距離

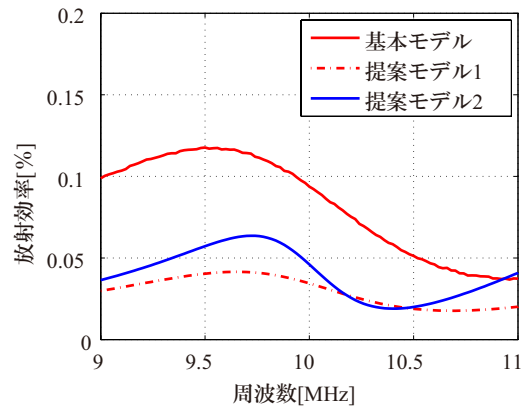


図 20 放射損失の周波数特性 (最大伝送距離統一)

が 5.89 倍に、同じ距離を 60% のサイズで電力伝送することが可能となる。さらに、同じ距離を電力伝送する場合には、放射損失が半分程度となることが確認できた。また、提案構造を繰り返し配置することにより、さらなる長距離伝送 (小型化) が可能であると期待される。

今後、提案モデルにおける繰り返し構造の数と伝送効率の関係性を調べる必要がある。また、実機を用いた検証が今後の課題として挙げられる。

文 献

- [1] 野澤哲生, "電力を無線伝送する技術を開発～実験で 60W の電球を点灯～," 日経エレクトロニクス, pp. 117-128, 2007 年 12 月
- [2] 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アンテナ相互結合を用いた電力伝送の可能性検討," 信学技報, vol. 108, no. 304, AP2008-113, pp. 13-18, 2008 年 11 月.
- [3] 栗井郁雄, 張陽軍, "共振器の結合係数～直観的理解への一つの道～," 電子情報通信学会論文誌. C, エレクトロニクス, J89-C(12), p.962-968, Dec.2006.
- [4] 門井優文, 菊間信良, 平山裕, 榎原久二男, "近接コイルを用いた無線電力伝送の伝送効率特性についての一検討", 信学技報, ソ大, pp.11, Aug.2010.
- [5] 門井優文, 菊間信良, 平山裕, 榎原久二男, "磁界結合共振型無線電力伝送における伝送効率向上のためのアンテナ形状に関する検討", 信学技報, 総大, B-1-7, Mar.2011.
- [6] 平岩洋介, 菊間信良, 平山裕, 榎原久二男, "近接コイルを用いた無線電力伝送の伝送効率特性についての一検討", IEICE Technical Report, AP2009-86, pp.41-46, Sep.2009.
- [7] J. A. Stratton, "Electromagnetic Theory," McGraw-Hill Book Company, New York, 1941.
- [8] Andre Kurs, Arsteidis Karalis, Robert Moffatt, John Ioannopoulos, Peter Fisher, Marin Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," Science Magazine, Vol.317, No.5834, pp.83-86, 2007.
- [9] 田中雅人, 稲垣直樹, 藤井勝之, "誘導磁界を用いた新しい無線接続方式," 信学技報, vol. 108, no. 386, AP2008-184, pp. 197-202, 2009 年 1 月.
- [10] 居村岳広, 内田利之, 堀 洋一, "非接触電力伝送用メアングラインアンテナの提案," 信学ソ大 B-9-1, 2008 年 9 月.
- [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, vol. 108, no. 201, AP2008-91, pp. 95-100, 2008 年 9 月.
- [12] EM Software & Systems, FEKO ホームページ, (<http://www.feko.info/>).