

磁界主結合共振を利用した無線電力伝送における送信コイルの アレー化に関する一検討

三輪 圭史[†] 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
E-mail: †kikuma@m.ieice.org

あらまし 近年、携帯電話、ノートパソコンや電気自動車を無線で充電できる期待から、無線電力伝送技術が注目を集めている。無線電力伝送技術の課題のひとつとして、送信コイルに対する受信コイルの位置ずれによる伝送効率の低下が挙げられる。本稿では、送信コイルをアレーにすることにより、受信コイルの受電範囲を拡大することを目的とする。具体的には、送信コイルを3素子一次元にアレー化し、受信コイルの位置による伝送効率の周波数特性と送信コイルが作る磁界について検討した。その結果、受信コイルの位置により、それぞれ最適な周波数が存在し、各最適周波数において送信コイルが作る磁界ベクトルが異なることが分かった。また、アレー化により伝送効率が80%以上得られる範囲が拡大されることが確認された。

キーワード 無線電力伝送, WPT, 磁界主結合共振, アレー, 伝送効率,

A Consideration of Arrayed Transmitting Coils in Wireless Power Transfer with Magnetically Coupled Resonance

Keishi MIWA[†], Junya KANEDA[†], Nobuyoshi KIKUMA[†], Hiroshi HIRAYAMA[†], and Kunio SAKAKIBARA[†]

[†] Nagoya Institute of Technology, Gokiso-cho, Showa-ku, Nagoya, 466-8555 Japan
E-mail: †kikuma@m.ieice.org

Abstract Recently, the research and development on wireless power transfer(WPT) attracts our attention from the expectation for wireless charge to cellular phones, notebooks and electrical vehicles. One of the problems in the WPT with magnetically coupled resonance is a decrease in transmitting efficiency due to a misalignment between the receiving coil and the transmitting coil. In this paper, we attempt to expand the receiving area where the transmitting efficiency is high. For the purpose, we propose here to use the array of 3-element transmitting coils spaced in one dimension. Specifically, we examine frequency characteristics of the transmitting efficiency and magnetic field distribution corresponding to the position of the receiving coil in order to show the effectiveness of using the array of the transmitting coils. From the result of computer analysis, it is shown that optimum frequencies exist depending on the positions of the receiving coil and also that the distributions of the magnetic field vector produced by transmitting coils in the optimum frequencies are different. Furthermore, by using the arrayed transmitting coils, it is demonstrated that the receiving area where the transmitting efficiency of more than 80% is obtained is considerably expanded.

Key words Wireless power transmission, WPT, Magnetically coupled resonance, Arrayed coils, Transmission efficiency

1. ま え が き

無線電力伝送方式には、電磁誘導型、電磁界結合共振型、および電磁波型の方式がある。そのなかの電磁界結合共振型は、

MIT が発表した方式 [1] で、送受信間距離が電磁誘導型より長く、電磁波型より高効率に伝送できる点から、無線電力伝送の研究で良く用いられる。無線電力の課題の一つに、送信機に対する受信機の位置のずれに起因する伝送効率の低下が挙げられ

る。この課題の解決策の一つとして、送信機をアレー化する検討が行われている [2] [3]。

そこで本稿では、放射が少ない特徴をもつ磁界主結合共振において、送信コイルをアレー化することにより、受信コイルの受電範囲を拡大することを目的とする。具体的には、送信コイル 3 素子を一次元にアレー化し、受信コイルの位置に対する伝送効率の周波数特性について検討する。

2. 送信コイルの 3 素子一次元アレー

2.1 解析モデル

図 1 に、送信コイルを 3 素子をアレー化した解析モデルを示す。図 1 の p1 から p5 は、3 つの送信コイルの中心を結んだ直線の上方 20cm に位置する直線上の点であり、受信コイルの位置を示すのに用いる。p1, p3, p5 は各送信コイルの中心軸上の点、p2, p4 は、これらの中点である。解析モデルには送受信アンテナともに、巻数 2 のキャパシタ装荷正方形ループコイルを使用した。各コイルは、一辺 50cm、ピッチ 2cm、導線半径 1mm の寸法とし、導線には銅を使用している。送信コイル Tx1 の port に 1V、内部抵抗 50Ω の電圧源と共振用キャパシタ 34.2pF、その他の送信コイル Tx2, Tx3 の port に共振用キャパシタ 34.2pF、そして受信コイル Rx に共振用キャパシタ 34.2pF と負荷抵抗 50Ω を装荷した。すなわち、送信コイル Tx2, Tx3 は寄生素子として動作する。なお共振用キャパシタは、コイル単体で設計周波数 10MHz において共振する容量とし、送受信間距離 20cm とした。また、送信コイル間のギャップを 2cm とした。送受信間の伝送効率の評価には、Tx1 から Rx への S パラメータを用い、解析にはモーメント法に基づく電磁界シミュレータ (FEKO6.1) を用いた。

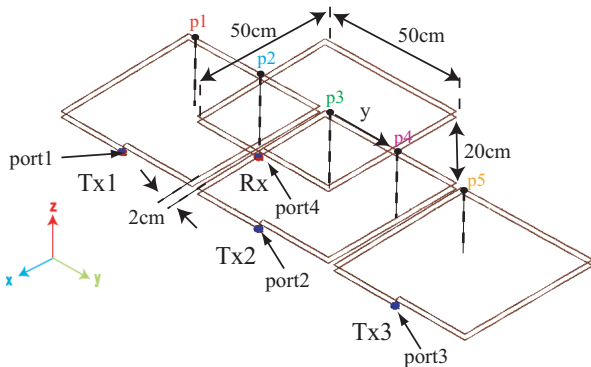


図 1 アレーモデル

2.2 受信位置に対する伝送効率の周波数特性

図 1 のアレーモデルにおいて、受信コイル Rx を、p3 を原点として y 軸正方向に $-100\text{cm} \leq y \leq 100\text{cm}$ と移動させたときの伝送効率の周波数特性を図 2 に示す。なお送受信間距離は、 $d=20\text{cm}$ としている。

図 2 より、伝送できる領域が周波数 $f=9.3\text{MHz}$ 付近で p1, p3, p5 において、周波数 $f=10\text{MHz}$ 付近で p1, p2, p4, p5 において、また周波数 $f=10.9\text{MHz}$ 付近で p1, p2, p3, p4, p5 に

おいて伝送効率が高くなることが確認できる。

2.3 送信コイルがつくる磁界ベクトル

次に、効率良く伝送できる領域が周波数によって変化する原因を、送信コイルがつくる磁界ベクトルによって解明する。周波数 $f=9.3\text{MHz}$ において、各送信コイルの電流位相を表 1 に示す。

表 1 より、周波数 $f=9.3\text{MHz}$ において、隣接する送信コイル間の電流位相差がほぼ逆相になっていることが分かる。よって、送信コイルがつくる磁界ベクトルは、図 3 のように送信コイル間 (Tx1 と Tx2 間, Tx2 と Tx3 間) の中心に対して、楕円を描くような形となることが確認できる。従って、p1, p3, p5 においては伝送効率が高くなるが、p2, p4 においては受信コイル Rx を貫く上向きと下向きの磁束が打ち消しあうため、伝送効率が低くなったことが分かる。

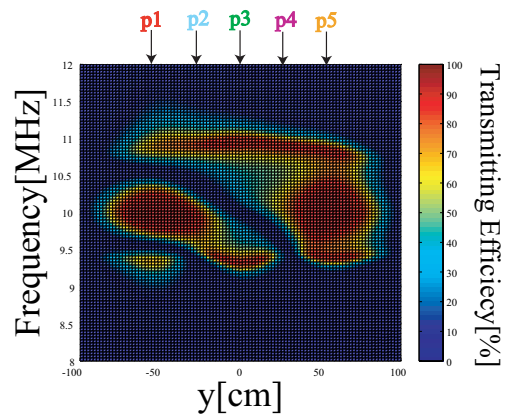


図 2 受信コイル位置に対する伝送効率の周波数特性

表 1 周波数 $f=9.3\text{MHz}$ における各受信位置の伝送効率と送信コイルの電流位相

位置	Tx1[deg]	Tx2[deg]	Tx3[deg]
p1	-2.7	176.8	-3.3
p2	24.5	-158.0	21.1
p3	30.2	-168.0	11.2
p4	20.3	-163.0	20.6
p5	-3.9	147.6	-49.8

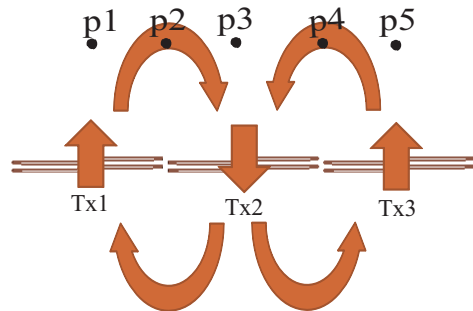


図 3 3 つの送信コイルがつくる磁界ベクトル ($f=9.3\text{MHz}$)

次に、周波数 $f=10.0\text{MHz}$ において、各送信コイルの電流の大きさを表 2 に、位相を表 3 に示す。

表 2, 3 より、 $p1\sim p4$ において送信コイル Tx2 の電流の大きさが Tx1 と Tx3 より小さく、Tx1 と Tx3 の電流の位相差がほぼ逆相であることが確認できる。よって送信コイルがつくる磁界ベクトルは、図 4 のように、送信コイル Tx2 の中心に対して大きな楕円を描く形となることが分かる。従って、 $p1, p2, p4$ においては伝送効率が高くなり、 $p3$ においては受信コイル Rx に貫く上向きと下向きの磁束が打ち消しあうため伝送効率が低くなったといえる。一方、 $p5$ においては、 $p1\sim p4$ と違い、Tx2 の電流の大きさが Tx1 と Tx3 より大きいことが分かる。しかし、Tx1, Tx2, Tx3 の電流の位相差に着目すると、Tx1 と Tx2, Tx2 と Tx3 は、ほぼ 90deg の位相差となり、Tx1 と Tx3 は、ほぼ逆相となっていることが確認できる。すなわち、Tx1 の電流は \sin 関数、Tx2 は \cos 関数、Tx3 は $-\sin$ 関数の関係となる。従って、送信コイルがつくる磁界ベクトルは、 $p1\sim p4$ と同様に Tx2 の中心に対して大きな円を描く磁界ベクトルとなることが分かり、 $p5$ においても伝送効率が高いことが理解できる。

表 2 周波数 $f=10.0\text{MHz}$ における各受信位置に対する送信コイルの電流の大きさ

位置	Tx1[mA]	Tx2[mA]	Tx3[mA]
p1	9.4	0.7	9.5
p2	15.5	1.1	16.2
p3	21.5	1.4	21.0
p4	16.7	5.3	12.3
p5	9.6	11.8	9.3

表 3 周波数 $f=10.0\text{MHz}$ における各受信位置に対する送信コイルの電流位相

位置	Tx1[deg]	Tx2[deg]	Tx3[deg]
p1	-3.4	135.0	178.0
p2	-6.1	135.0	-165.0
p3	-7.9	153.0	166.0
p4	5.9	65.1	166.0
p5	-0.2	85.5	175.0

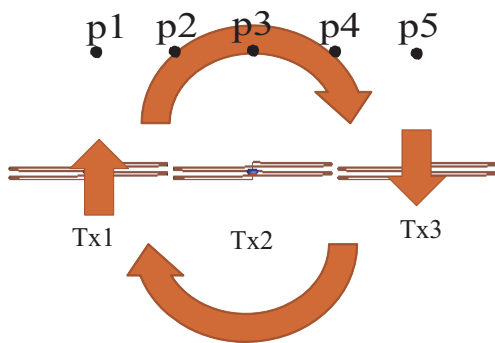


図 4 3つの送信コイルがつくる磁界ベクトル ($f=10.0\text{MHz}$)

次に、周波数 $f=10.9\text{MHz}$ において、各送信コイルの電流位相を表 4 に示す。

表 4 より、周波数 $f=10.9\text{MHz}$ において、隣接する送信コイル間の電流位相差がほぼ同相になっていることが分かる。よって、送信コイルがつくる磁界ベクトルは、図 5 のように、送信コイル上では、磁界ベクトルは一樣となることが確認できる。従って、どの受信位置に対しても、伝送効率が高いことが分かる。

表 4 周波数 $f=10.9\text{MHz}$ における各受信位置に対する送信コイルの電流位相

位置	Tx1[deg]	Tx2[deg]	Tx3[deg]
p1	-0.7	0.6	0.6
p2	4.9	15.6	15.6
p3	-3.8	34.0	34.4
p4	-8.7	22.8	31.1
p5	-17.7	3.6	20.2

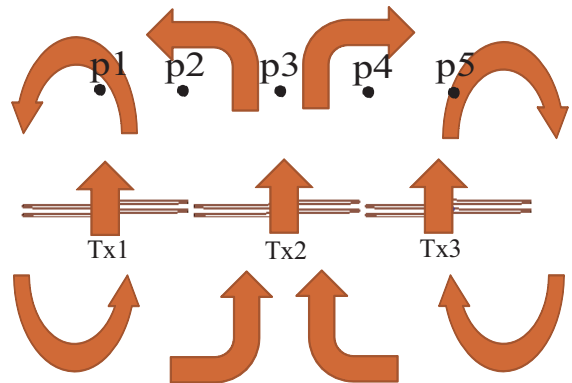


図 5 3つの送信コイルがつくる磁界ベクトル ($f=10.9\text{MHz}$)

3. 受信範囲の比較

3.1 比較用のモデル

基本モデルを図 6 に、アレーモデルと同じ口径の単一モデルを図 7 に示す。図 6 の基本モデルにおいて、各コイルの形状は、図 1 のアレーモデルのコイルの形状と同一とする。送信コイル Tx の port に 1V 、内部抵抗 50Ω の電圧源と共振用キャパシタ 34.2pF を装荷し、受信コイル Rx の port に負荷抵抗 50Ω と共振用キャパシタ 34.2pF を装荷した。

図 7 の単一モデルにおいて、送信コイル Tx は、長辺 154cm 、短辺 50cm の 2 巻のコイルを用いる。すなわち、図 1 のアレーモデルの送信側全体の寸法とした。受信コイル Rx は、アレーモデルのコイルの形状と同じとする。送信コイル Tx の port に 1V 、内部抵抗 50Ω の電圧源と共振用キャパシタ 6.4pF を装荷し、受信コイル Rx の port に負荷抵抗 50Ω と共振用キャパシタ 34.2pF を装荷した。各々の共振用キャパシタは、各コイル単体で周波数 $f=10\text{MHz}$ で共振する容量とした。

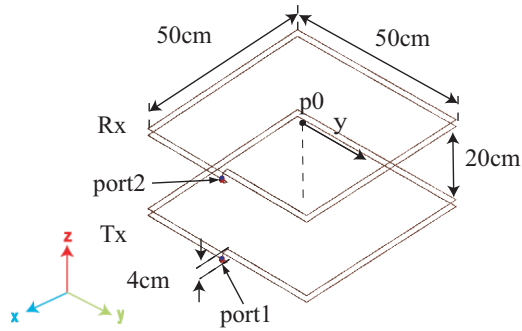


図 6 基本モデル

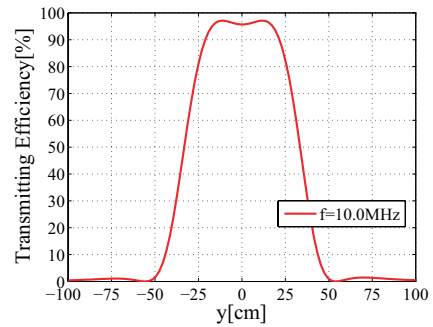


図 8 受信位置に対する伝送効率の変化 (基本モデル)

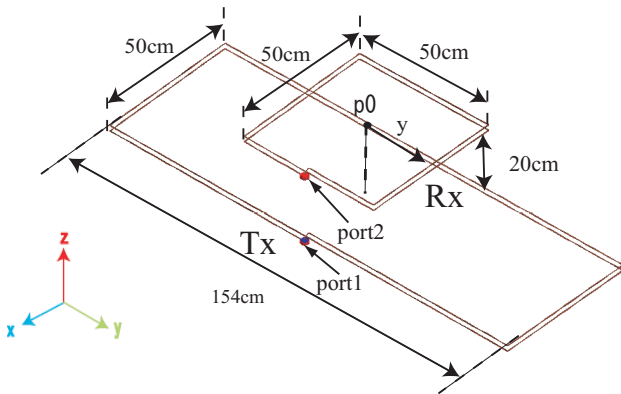


図 7 アレーモデルと同じ口径の単一モデル

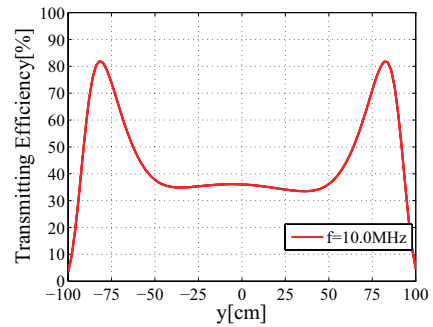


図 9 受信位置に対する伝送効率の変化 (単一モデル)

3.2 受信位置に対する伝送効率の変化

基本モデルと単一モデルとアレーモデルの伝送効率が 80% 以上得られる範囲を互いに比較する. 全モデルにおいて, 受信コイル Rx を y 軸方向に $-100\text{cm} \leq y \leq 100\text{cm}$ に移動させたときの伝送効率の変化をそれぞれ図 8, 9, 10 に示す. また, 伝送効率が 80% 以上となる受信コイルの受電範囲を表 5 にまとめた. なお基本モデル, 単一モデルにおいては, 周波数 $f=10.0\text{MHz}$ で p_0 を原点とし, アレーモデルにおいては, 周波数 $f=10.0\text{MHz}$, 10.9MHz で p_3 を原点とした.

図 8, 9, 10 と表 5 より, 基本モデルと比べ, 伝送効率が 80% 以上となる受信コイルの受電範囲の拡大率は, 単一モデルにおいて 0.16 倍に縮小したことが確認できる. これに対し, アレーモデルにおいて, 拡大率は, 周波数 $f=10.0\text{MHz}$ を選択すると 1.83 倍, 周波数 $f=10.9\text{MHz}$ を選択すると 1.56 倍となり, さらに周波数 $f=10.0, 10.9\text{MHz}$ を共に選択切替えると 3.00 倍となることが確認できる.

表 5 伝送効率が 80% 以上得られる受電範囲

モデル	周波数 f [MHz]	範囲 [cm]	拡大率 [倍]
基本モデル	10.0	50.5	-
単一モデル	10.0	8.1	0.16
アレーモデル	10.0	92.9	1.83
	10.9	78.8	1.56
	10.0, 10.9	151.5	3.00

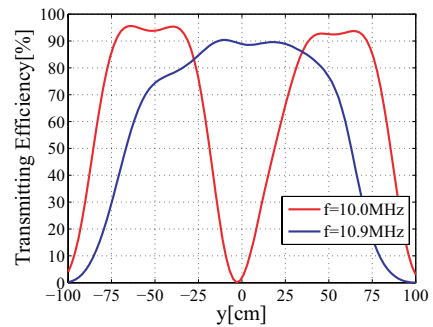


図 10 受信位置に対する伝送効率の変化 (アレーモデル)

4. むすび

本稿では, 磁界主結合共振において送信コイルを一次元にアレー化した場合の伝送効率について検討した. その結果, 受信コイルの位置により, それぞれ最適な周波数が存在し, 各周波数において送信コイルが作る磁界ベクトルが異なることが分かった. また, アレー化により伝送効率が 80% 以上得られる範囲が拡大され, 2つの周波数を選択切替えて使うと, より一層拡大することが確認された. 今後の課題としては, 送信コイルの増加と送信コイルの二次元アレー化が挙げられる.

文 献

- [1] Aristeidis Karalis, J.D. Joannopoulos and Marin Soljacic, "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer", *Annals of Physics*, 323, pp.34-48, Apr. 2007.
- [2] 西村太, 他 "磁気共鳴型ワイヤレス電力伝送コイルの面方向へのアレー化に関する検討", *IEICE Technical Report, WPT*, pp.21-25, Jan. 2011.
- [3] Bingnan Wang, Koon Hoo Teo, Satoshi Yamaguchi, Toru Takahashi and Yoshihiko Konishi, "Flexible and Mobile Near-Field Wireless Power Transfer using an Array of resonators", *WPT*, pp.73-77, Oct. 2010.