

電界結合を用いた無線電力伝送における 結合係数の位置特性評価

小丸 堯[†] 秋田 英範[†]

[†] 株式会社デンソー 〒239-0847 神奈川県横須賀市光の丘 3-4

E-mail: [†] takashi_komaru@denso.co.jp

あらまし 近年、電気自動車や携帯情報端末向けの非接触給電技術が大きく注目され、研究開発のみならず標準化や商品化の動きが活発である。これらの用途に適合する無線電力伝送技術には電磁誘導・磁界共鳴型と電界結合型が存在する。電界結合型の電力伝送は発熱部が小さい、材料の選択肢が多いなど利点を多く持つが、その位置特性は十分定量的かつ一般的に調査されていなかった。本研究は電界結合型を磁界共鳴型と同様に等価回路モデル解析する手法を提案し、これにより伝送効率の位置特性が磁界共鳴型と同じく結合係数に依存することを明らかにした。さらに結合係数の数値解析により理論的には有効伝送距離は磁界共鳴型と同等となり得ること、ある一方の軸ズレ方向有効伝送範囲はより広くなり得ることを示した。

キーワード 電界結合, 結合係数, 磁界共鳴, 無線電力伝送

Positional Characteristics of the Coupling Coefficient in Wireless Power Transfer with Capacitive Coupling

Takashi KOMARU[†] and Hidenori AKITA[†]

[†] DENSO CORPORATION 3-4 Hikari-nooka, Yokosuka, Kanagawa-shi, 239-0847 Japan

E-mail: [†] takashi_komaru@denso.co.jp

Abstract Capacitive power transfer has many important merits including less heating and more material options. But its positional characteristics had not been studied quantitatively and generically enough. This study cleared that capacitive power transfer is able to be analyzed with the same manner as magnetic resonance. The analysis on the equivalent circuit model showed that the positional characteristics of the efficiency are determined by coupling coefficient in the same way as magnetic resonance. And the coupling coefficient simulation showed the effective range is as long as that of magnetic resonance along the distance and is longer along the one of misalignment directions.

Keyword Capacitive Power Transfer, Coupling Coefficient, Magnetic Resonance, Wireless Power Transfer

1. まえがき

近年、無線電力伝送に関わる研究開発及び標準化活動や商品化が活発に行われている。これらは特に電気自動車や携帯情報端末向けに取り組まれている例が多く、そのような応用形態に原理的に適合する無線電力伝送技術には、電磁誘導型とその拡張型である磁界共鳴型に加え、電界結合型がある。共鳴と近傍界を利用する伝送方式として電界結合型は磁界共鳴型と同様の特性を持つと考えられている[1]。しかし現在電界結合型に取り組んだ研究例或いは事業例は電磁誘導・磁界共鳴型と比べ非常に少ない。

電界結合型には、発熱部が限定的である、多様な材料を用いることができる、軸ズレに強いなど大きな利点が存在する[2, 3]。一方で伝送距離が短いという欠点が存在することが示唆されている[4]。しかしこうした

伝送距離など受電位置に関わる特性は、無線技術の基礎的評価項目でありながら十分定量的かつ一般的には調査されておらず、研究報告例のほとんどはごく短距離のアプリケーションを前提としているか伝送距離や軸ズレに焦点を当てていなかった。したがって電界結合型の持つ利点を積極的に活用していくためにはその基礎特性たる位置特性を調査する必要がある。

本研究の目的は電界結合型の電力伝送位置特性を磁界共鳴のそれと比較評価することである。本報告ではまず電界結合型における電極配置や回路の基本構成を紹介する。次にその構成に対応する等価回路モデルを磁界共鳴型に対するものと同様に解析する手法を提案し、それによって理論伝送効率が磁界共鳴型と同じく結合係数とQ値によって決定することを明らかにする。さらに結合係数を算出するためのシミュレーショ

ンについて説明し、そのシミュレーション結果から電界結合型の位置特性を磁界共鳴型と比較しながら考察する。

2. 電界結合方式の基本構成

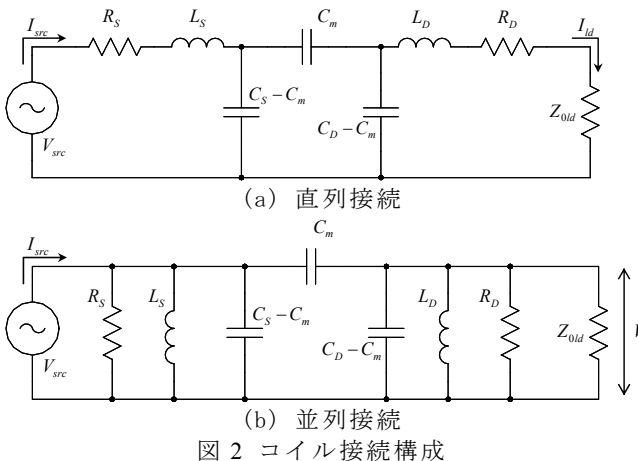
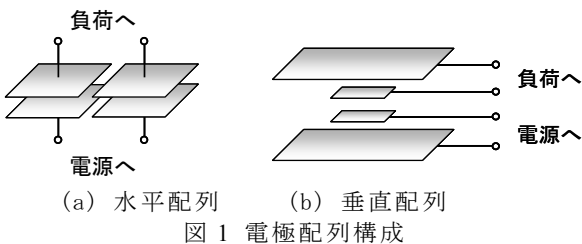
電界結合型では基本的に2つの送電電極と2つの受電電極の間で電界を介した電力伝送が行われる。電極の配置と、共振のために加えられるコイルの接続には異なるいくつかの種類が存在する。

2.1. 電極配置

送電電極同士、受電電極同士を電極板面に対し図1(a)のように水平に配列する方法と、図1(b)のように垂直に配列する方法がある。研究開発例のほとんどは前者に分類できるが[5, 6]、後者には商品化につながった先事例が存在する[7]。垂直配列において内側に挟み込まれる位置にある小形の送電電極及び受電電極はアクティブ電極、外側の大型の電極はパッシブ電極と呼ばれ区別される。

2.2. コイル接続と等価回路モデル

水平配列と垂直配列のどちらにおいても電極同士の結合は3つのコンデンサを含むII形回路でモデル化できる[1, 2, 8]。そしてこれらのキャパシタンスを補償するためのコイルが図2のように直列或いは並列に接続される。ここで添え字SとDはそれぞれ送電器、受電器を表し、インピーダンス Z_{old} は負荷系における特性インピーダンスに等しい実数とする。図中では省略されているが電源系は Z_{0src} の特性インピーダンスを持つと想定する。また角周波数は ω で表す。



直列接続の場合の等価回路モデルは図2(a)のようになる。ここでコイルには無視できない大きさの等価直列抵抗(ESR)があると想定される[2]。並列接続の場合の等価回路モデルは図2(b)のようになる。ここではコイルには等価並列抵抗があると想定する。

3. 理論伝送効率の解析

前述の2種類のコイル接続構成に対し図2の等価回路モデルを磁界共鳴と同様の方法で解析し伝送効率式を導出できることを説明する。そして導出された伝送効率式は磁界共鳴型と同じ表現で記述できること、理論最大効率は結合係数とQ値のみに依存しその位置特性は電界結合型においても磁界共鳴型においても一つの共通のパラメータである結合係数 k または k_e の位置特性で評価できることを明らかにする。

因みにここでは前報告[9]に倣って諸変数・前提条件を定義し、送受電器インピーダンス $Z_{S,D} \equiv R_{S,D} + j\omega L_{S,D} + 1/(j\omega C_{S,D})$ 、共振周波数 $\omega_0 \equiv (L_S C_S)^{-1/2} = (L_D C_D)^{-1/2}$ 、Q値 $Q_{S,D} \equiv \omega_0 L_{S,D}/R_{S,D}$ 、インピーダンス比 $r_{S,D} \equiv Z_{0src, old}/R_{S,D}$ とする。また電界結合における結合係数は $k_e \equiv C_m/(C_S C_D)^{1/2}$ と定義される[2]。

3.1. 直列配列

結合部のII形回路は図3のようにT形回路に変換することができる。T形回路における容量 C'_S, C'_D, C'_m は結合係数に依存する変数であり、それぞれ $C'_S \equiv (1 - k_e^2)C_S, C'_D \equiv (1 - k_e^2)C_D, C'_m \equiv (k_e^2 - 1)C_m$ と定義される。すると図2(a)の回路においてキルヒホッフの電圧則より以下の式が成立する。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{src} \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} Z'_S & -1/j\omega C'_m \\ -1/j\omega C'_m & Z'_D + Z_{old} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{src} \\ I_{ld} \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} I_{src} \\ I_{ld} \end{bmatrix} &= \frac{V_{src}}{Z'_S(Z'_D + Z_{old}) + 1/(\omega C'_m)^2} \begin{bmatrix} Z'_D + Z_{old} \\ 1/j\omega C'_m \end{bmatrix} \quad (1) \end{aligned}$$

$Z'_{S,D}$ は $R_{S,D} + j\omega L_{S,D} + 1/(j\omega C'_{S,D})$ の略表記である。伝送効率は式(1)から前報告[9]と同様の方法、即ち伝送効率を入射波電力と透過波電力の比として定義し結合係数・Q値・インピーダンス比の3つの無次元パラメータを用いて表す方法で、次のように導出することができる。

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{Z_{0src}}{Z_{old}} \left| \frac{2Z_{old} / j\omega C'_m}{(Z'_S + Z_{0src})(Z'_D + Z_{old}) + (1/\omega C'_m)^2} \right|^2 \\ &\approx \frac{4k_e^2 \frac{r_S}{Q'_S} \frac{r_D}{Q'_D}}{\left[k_e^2 - 4 \left(\frac{\omega - \omega'_0}{\omega'_0} \right)^2 + \frac{1+r_S}{Q'_S} \frac{1+r_D}{Q'_D} \right]^2} \\ &\quad + 4 \left(\frac{\omega - \omega'_0}{\omega'_0} \right)^2 \left(\frac{1+r_S}{Q'_S} + \frac{1+r_D}{Q'_D} \right)^2 \quad (2) \end{aligned}$$

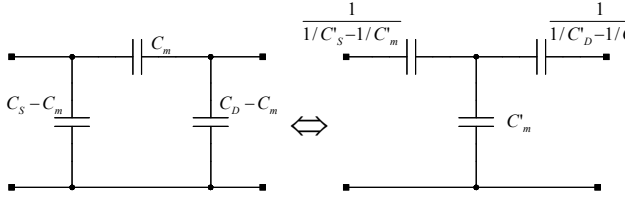


図3 電界結合部等価回路のT-II変換.

ここで $\omega'_0 \equiv (L_S C'_S)^{-1/2} = (L_D C'_D)^{-1/2} = \omega_0(1-k_e^2)^{-1/2}$, $Q'_{S,D} \equiv \omega'_0 L_{S,D}/R_{S,D}$ であり、 ω_0 が ω'_0 、 Q が Q' となっている以外、磁界共鳴の効率式[9]と同じである。この効率式は $\omega = \omega'_0 = \omega_0/(1-k_e^2)^{1/2}$ かつ $r_S = r_D = (1+k_e^2 Q'_S Q'_D)^{1/2}$ のとき次のような最大値をとる。

$$\eta = k_e^2 Q'_S Q'_D / \left(1 + \sqrt{1 + k_e^2 Q'_S Q'_D}\right)^2 \quad (3)$$

以上の解析から直列接続の電界結合型は磁界共鳴とほぼ同じ一般特性をもつことが分かる。式(3)の最大値の条件より最適な電源周波数が定数にならないというような相違点があることも分かるが、これは結合係数が小さい場合無視することができる。

3.2. 並列配列

図2(b)の回路においてキルヒホッフの電流則が以下のように成立する。

$$\begin{bmatrix} I_{src} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_S & -j\omega C_m \\ -j\omega C_m & Y_D + Y_{old} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{src} \\ V_{ld} \end{bmatrix} \\ \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{src} \\ V_{ld} \end{bmatrix} = \frac{I_{src}}{Y_S(Y_D + Y_{old}) + (\omega C_m)^2} \begin{bmatrix} Y_D + Y_{old} \\ j\omega C_m \end{bmatrix} \quad (4)$$

ここで $Y_{S,D} \equiv G_{S,D} + j\omega C_{S,D} + 1/(j\omega L_{S,D})$ 、 $Y_{0src,old} \equiv 1/Z_{0src,old}$ 、 $G_{S,D} \equiv 1/R_{S,D}$ である。入射波、反射波、透過波の電流と電力は

$$I_i = \frac{Y_{0src} V_{src} + I_{src}}{2}, I_r = \frac{Y_{0src} V_{src} - I_{src}}{2}, I_t = Y_{old} V_{ld} \quad (5)$$

$$P_i = \frac{|I_i|^2}{2Y_{0src}}, P_r = \frac{|I_r|^2}{2Y_{0src}}, P_t = \frac{|I_t|^2}{2Y_{old}} \quad (6)$$

のように表される。ならば伝送効率 $\eta = P_t/P_i$ は以下のように導くことができる。

$$\eta = \frac{Y_{0src}}{Y_{old}} \left| \frac{2j\omega C_m Y_{old}}{(Y_S + Y_{0src})(Y_D + Y_{old}) + (\omega C_m)^2} \right|^2 \\ \approx \frac{4k_e^2 \frac{r_S}{Q_S} \frac{r_D}{Q_D}}{\left[k_e^2 - 4 \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)^2 + \frac{1+r_S}{Q_S} \frac{1+r_D}{Q_D} \right]^2 + 4 \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \right)^2 \left(\frac{1+r_S}{Q_S} + \frac{1+r_D}{Q_D} \right)^2} \quad (7)$$

上記の式は磁界共鳴の効率式[9]と全く同じである。

ここではQ値とインピーダンス比は $Q_{S,D} \equiv \omega_0 C_{S,D}/G_{S,D}$ 、 $r_{S,D} \equiv Y_{0src,old}/G_{S,D}$ と定義される。伝送効率は $\omega = \omega_0$ かつ $r_S = r_D = (1+k_e^2 Q_S Q_D)^{1/2}$ のとき以下の最大値をとる。

$$\eta = k_e^2 Q_S Q_D / \left(1 + \sqrt{1 + k_e^2 Q_S Q_D}\right)^2 \quad (8)$$

以上の解析から並列接続の電界結合型は磁界共鳴と全く同じ一般特性をもつことが分かる。ただしQ値とインピーダンス比は抵抗ではなくコンダクタンスの比として定義されることになる。

4. 位置特性のシミュレーション

送受電器全体の外形寸法が同一である場合の水平配列・垂直配列の電界結合型と磁界共鳴型における結合係数の位置特性をモーメント法[10]を用いて比較評価した。ここではまず使用した送電器と受電器の結合系のモデルと結合係数の算出方法を説明し、次にz方向距離、x、y方向軸ズレ、ヨー方向回転ズレの4つの位置特性についての結合係数シミュレーション結果を考察する。

4.1. モーメント法モデルと結合係数の算出方法

送電器と受電器は図4のようにモデル化される。各モデルは電極板、導線ループと給電点からなっており、いずれの系においても送電器と受電器は対称でサイズは140 mm x 100 mm である。電界結合型における電極板は5 mm 間隔の銅メッシュでモデル化されている。垂直配列型におけるアクティブ電極のサイズは50 mm x 40 mm でパッシブ電極との距離は5 mm。全ての電極と導線は5 mm で分割されている。

結合係数の算出には図5で表されているように同じモデルに対して入出力の設定を変えた2回のシミュレーションが必要である。1つ目の設定では送電側のポートSを電圧源で励起し、受電器側のポートDを短絡する。電界結合型における自己キャパシタンス C_S と結

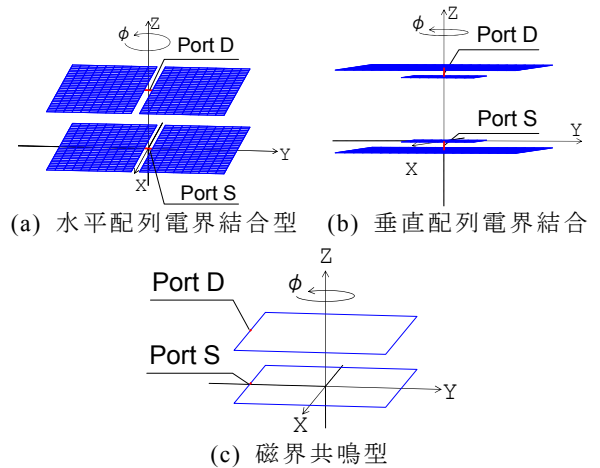


図4 モーメント法シミュレーションモデル

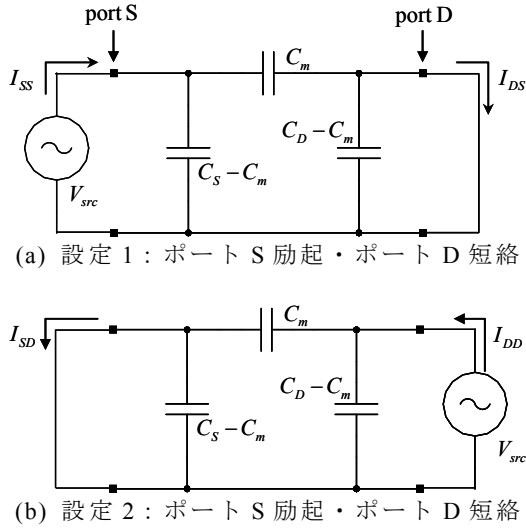


図5 結合係数算出のためのポート入出力設定

合キャパシタンス C_m はキルヒホッフの電流則により以下のように電源電圧 V_{src} とシミュレートされたポート S, D における電流 I_{SS}, I_{DS} で表される.

$$\begin{bmatrix} I_{SS} \\ I_{DS} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C_s & -j\omega C_m \\ -j\omega C_m & j\omega C_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{src} \\ 0 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} C_s = I_{SS} / (j\omega V_{src}) \\ C_m = -I_{DS} / (j\omega V_{src}) \end{cases} \quad (9)$$

2つ目の設定では逆にポート D を励起してポート S を短絡し、残るもうひとつの自己キャパシタンス C_D と結合キャパシタンス C_m が1つ目のシミュレーションと同様にシミュレートされた電流で表される.

$$\begin{bmatrix} I_{SD} \\ I_{DD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega C_s & -j\omega C_m \\ -j\omega C_m & j\omega C_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 \\ V_{src} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} C_D = I_{DD} / (j\omega V_{src}) \\ C_m = -I_{SD} / (j\omega V_{src}) \end{cases} \quad (10)$$

これらのキャパシタンスから $k_e = C_m / (C_s C_D)^{1/2} = -I_{SD} / (I_{SS} I_{DD})^{1/2} = -I_{DS} / (I_{SS} I_{DD})^{1/2}$ のように結合係数が求められる.

磁界共鳴型の場合においても上記の電界結合型と同じく以下のようにキルヒホッフの電流則から磁界結合係数 k が算出可能である.

$$\begin{bmatrix} I_{SS} & I_{SD} \\ I_{DS} & I_{DD} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega L_s & -j\omega M \\ -j\omega M & j\omega L_D \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{src} & 0 \\ 0 & V_{src} \end{bmatrix} \Rightarrow k = M / \sqrt{L_s L_D} = I_{SD} / \sqrt{I_{DD} I_{SS}} = I_{DS} / \sqrt{I_{DD} I_{SS}} \quad (11)$$

因みに以上の考察では電極板や導線ループの抵抗成分は無視できるものとしている.

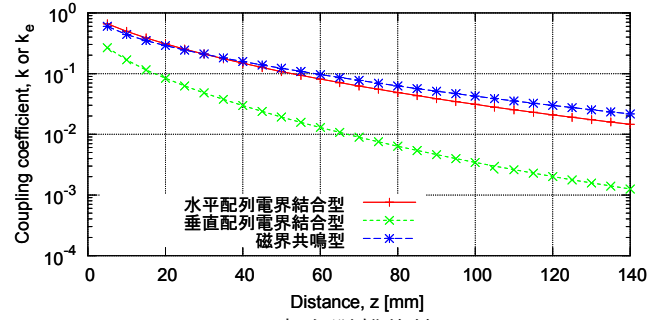
4.2. シミュレーション結果と考察

結合係数のシミュレーション結果は図6のグラフのようになった. 総じて水平配列の電界結合型は磁界共鳴と比較し、角度ズレ特性を除いてほぼ同じレベルの結合係数を示した. 一方垂直配列の電界結合型は角度

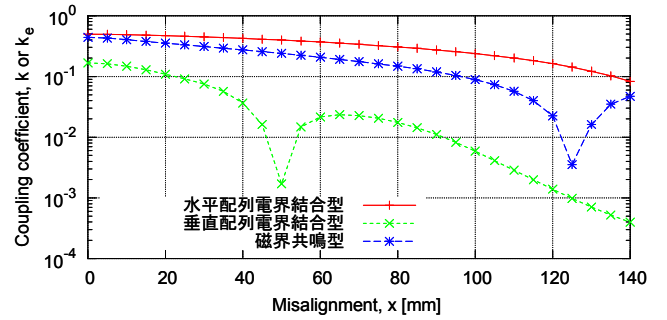
ズレ特性を除き最も低い結合係数を示した.

4.2.1. 距離(z方向)特性

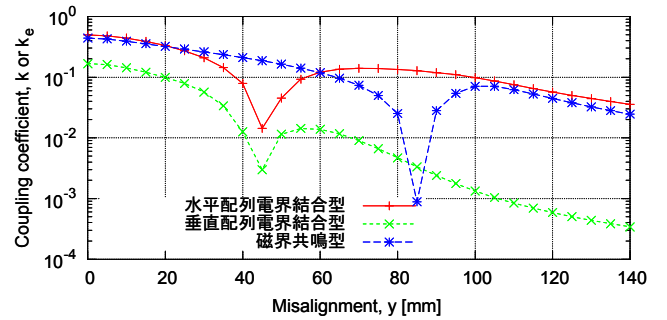
水平配列電界結合型の結合係数は磁界共鳴型とほぼ同じ大きさであった. 垂直配列電界結合型の結合係数は他の2つに比べて有意に低い値を示しているがこれはアクティブ電極とパッシブ電極から発生する電界が打ち消し合っているためと考えられる. この垂直配列における電界の相殺は後の3つの特性においても起



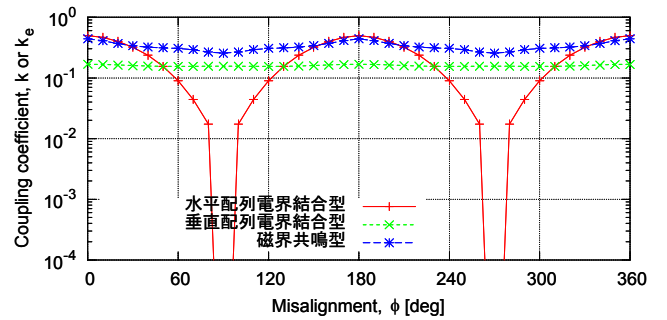
(a) z方向距離特性



(b) x方向軸ズレ(z = 10 mm)



(c) y方向軸ズレ(z = 10 mm)



(d) ヨー方向角度ズレ(z = 10 mm)

図6 結合係数位置特性シミュレーション結果

こっていると考えられる。

4.2.2. 軸ズレ(x方向) 特性

水平配列電界結合型が常に最も高い結合係数を示した。これはx方向においては結合係数のゼロ点の原因となる電界の反転が起こらないためと考えられる。垂直配列電界結合型では磁界共鳴型よりも小さいズレの位置においてゼロ点が現れた。これは磁界共鳴型では磁界の反転位置までの距離が送電器全体の大きさに比例するような磁界分布が作られるのに対し、電界結合型では、電界の反転位置までの距離が送電器全体ではなくより小さいアクティブ電極の大きさに比例するような電界分布が作られるためと考えられる。

4.2.3. 軸ズレ(y方向) 特性

水平配列と垂直配列の両方の電界結合型において磁界共鳴よりも小さいズレの位置でゼロ点が現れている。これは水平配列であってもy方向では、電界の反転位置が送電器全体ではなくより小さい単体の電極の大きさに比例する距離にできるような電界分布が作られるためと考えられる。

4.2.4. 角度ズレ(ヨー方向) 特性

水平配列電界結合型のみ180度毎のゼロ点が見られた。これらの角度では受電電極が2つの送電電極の間を橋渡しするような配置になり、本来ポートを通過して負荷へ通じる方向へ流れるべき電流が受電電極内でショートしてしまうためと考えられる。

5. まとめ

磁界共鳴型と同様の無次元パラメータ解析を行う電界結合型の評価手法を提案し、これによって電界結合型の伝送効率は磁界共鳴のそれと同じくQ値と結合係数に依存すること、よって両方式の位置特性の比較は結合係数の比較によって可能であることを明らかにした。

さらにモーメント法シミュレーションにより電界結合型の結合係数を磁界共鳴型と比較評価し、以下のような考察を得た。

水平配列電界結合型は、z方向の距離について磁界共鳴と同等の、x方向の軸ズレについて磁界共鳴を上回る特性を示した。一方、角度ズレについて、180°ごとに零点をもつ特性を示した。

垂直配列電界結合型は角度ズレをのぞき水平配列電界結合と磁界共鳴を下回る特性を示したが、角度ズレについては零点を持たず水平配列電界結合型を上回る特性を示した。

文 献

- [1] 居村岳広, 岡部浩之, 内田利之, 堀洋一, “等価回路から見た非接触電力伝送の磁界結合と電界結

合に関する研究 : 共振時の電磁界結合を利用したワイヤレス電力伝送,” 電学論D, Vol.130, No.1, pp.84-92, 2010

- [2] 市川敬一, “非対称結合構造を用いた電界結合型ワイヤレス電力伝送技術,” KEC 情報, No. 219, Oct.2011
- [3] Chao Liu, Hu, A.P., Nair, N.-K.C., "Coupling study of a rotary Capacitive Power Transfer system," *Industrial Technology, 2009. ICIT 2009. IEEE International Conference on*, pp.1-6, 10-13 Feb. 2009
- [4] “ついに電源もワイヤレス,” 日経エレクトロニクス, 2007年3月26日号, pp. 95-113(2007)
- [5] 原川健一, 影山健二, 鶴田壮広, 三浦一幸, “電界結合・共振型ワイヤレス電力伝送技術ー並列共振型電力伝送回路ー,” 信学技報, WPT2011-24(2011-12)
- [6] M. Hanazawa and T. Ohira, “タイヤ内スチールベルト道路埋設導体間の静電容量を用いた走行中給電,” 信学技報, WPT2011-17(2011-10)
- [7] http://www.murata.com/products/wireless_power/index.html
- [8] Chao Liu, Hu, A.P., Budhia, M., "A generalized coupling model for Capacitive Power Transfer systems," *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, pp.274-279, 7-10 Nov. 2010
- [9] T. Komaru, M. Koizumi, K. Komurasaki, T. Shibata and K. Kano, “Compact and Tunable Transmitter and Receiver for Magnetic Resonance Power Transmission to Mobile Objects,” in *Wireless Energy Transfer Based on Electromagnetic Resonance: Principles and Engineering Explorations*, K. Y. Kim, Ed. Croatia, Rijeka: In Tech, 2011, pp. 133-150.
- [10] <http://www.nec2.org/>