

電界共鳴による電気自動車への大電力給電

High Electric Power Supply to Electric Car by Electric Field Resonance Coupling

増田 満*
Mitsuru Masuda

〈概要〉

近傍領域における電界に着目し、電界共鳴を用いたワイヤレス電力伝送システムの実用化に向けた検討を行っている。本報告では電界結合同型と磁界結合同型との比較検討を行い、電界結合同型で直列共振構造により離れた距離であっても高効率に電力伝送が可能なることを等価回路解析により示した。さらにkWオーダーの電力伝送が可能であることを、モビリティカーに搭載して実証した。

1. はじめに

現在、磁界結合を用いたワイヤレス電力伝送の研究が盛んである。電動歯ブラシや電動髭剃りなど水周りに用いられる生活家電やスマートフォンなどでこの技術が実用化されている。磁界結合同型ワイヤレス給電は100 kHz前後の周波数を用いており、送受電部のインダクタンス成分にキャパシタンス成分を付加し力率を改善するなどの工夫が施され、製品化が進められている。さらに、2006年に米国のマサチューセッツ工科大学より「磁界共鳴」と命名された技術が発表^{1),2)}され、ワイヤレス電力伝送の研究が活発になっている。EV分野では、85 kHz帯を用いたワイヤレス給電の規格化が進められている。

電気回路では磁界と電界は密接な関係があり、磁界で可能なことは電界でも可能である。電界結合によるワイヤレス電力伝送では、アスファルト中に埋設された電極からタイヤ内のスチールベルトへの大電力給電³⁾の研究や、マルチメディア伝送路への電力給電の研究⁴⁾が進められているが、空気中の絶縁破壊電圧の制約などにより、磁界結合の研究例に比べて少ない。本報告では送受電距離を離れた状態でも電界結合を用いて電力伝送が可能であることを磁界結合同型と対比させながら解析する。

2. 電界結合を用いたワイヤレス電力伝送

電界結合でワイヤレス電力伝送を用いるカプラ構造として、送電コイルの先端が開放されたミアンダライン形状⁵⁾と平板電極板形状⁶⁾の2種類の方式が検討されている。ミアンダライン形状では完全な平面構造を容易にとることができるメリットがある。しかし、伝送路長が長いために磁界結合同型と同様に高い周波数では表皮効果の影響を受け、損失が増大する。一方、平

板電極を用いた方式では表皮効果が生じて、その表面積が大きいため、高周波による損失が少ない。また電極面材料に銅以外のアルミなどの安価な金属材料で構成することが可能となる。

電界結合同型の弱点として、絶縁破壊電圧値による給電電力制限がある。また、電界は発散場であるので、カプラ周囲の漏洩電界がノイズとして発生しやすいなどの性質を持つ。一方、磁界結合同型においては力率改善のための共振コンデンサの耐圧やコイル巻き線間にこの制限があるが、1次側と2次側の伝送路間にはこの制限は生じない。

3. 電界結合同型ワイヤレス電力伝送カプラの構造と動作

まず、平板電極構造の電界結合同型ワイヤレス電力伝送の動作を説明する。回路構成は、共振コイルと送受電を行う平板電極を直列接続した直列共振構造となっている。この回路に高周波電力を印加すると電気力線が発生する。電極板同士が接近している端部には高い電界が発生し、離れている部分はそれより低い電界が生じる(図1(a))。このとき同じ共振周波数を持つカプラを近づけるとこの電気力線は送受電方向を向く(図1(b))。これにより送受電電極間での電力伝送が可能となる。またこのときカプラの端部においてフリッジ効果によって曲がった電気力線が生じる。この曲がった状態の電気力線はカプラ近傍には高い電界強度領域が生じさせる。この特性は送受電間の位置特性に高い自由度を与えるが、電位の低い物体との結合も生じさせてしまう。この対策については7項で述べる。

* 研究開発本部 自動車・エレクトロニクス研究所

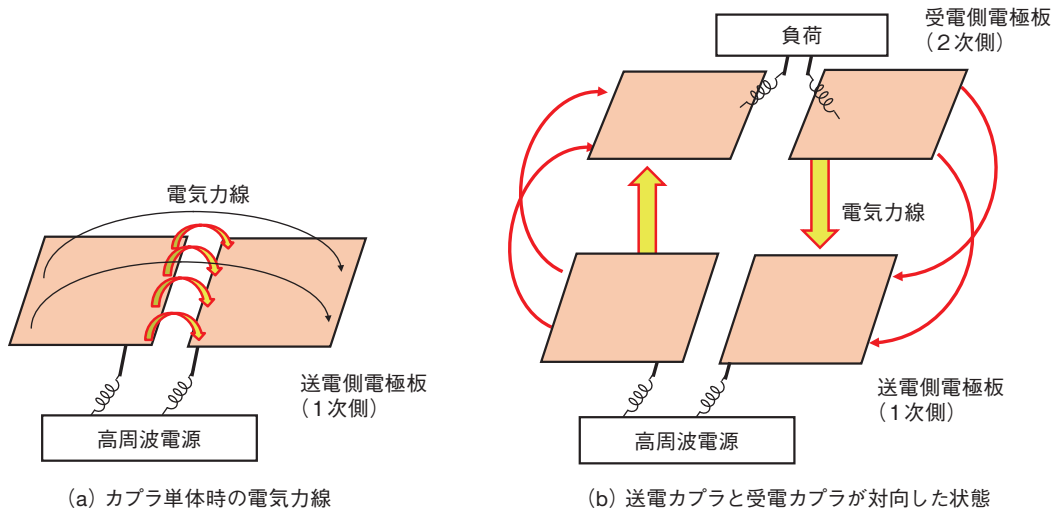


図1 電界共鳴での電力伝送イメージ
The image of the power transmission using the electric field resonance.

4. 電界結合型と磁界結合型の等価回路モデル比較

電界結合型および磁界結合型の非接触給電系の等価回路モデルを図2、図3に示す。電界結合型では構成系から π 型の等価回路モデルが用いられ、磁界結合型ではT型等価回路モデルが

用いられる。図示したモデルは整合負荷 Z_0 が接続されている。 R はキャパシタンスやコイルの内部抵抗および配線などの寄生抵抗である。したがって、モデル上のキャパシタンスやインダクタンスは損失の無い理想素子として扱える。

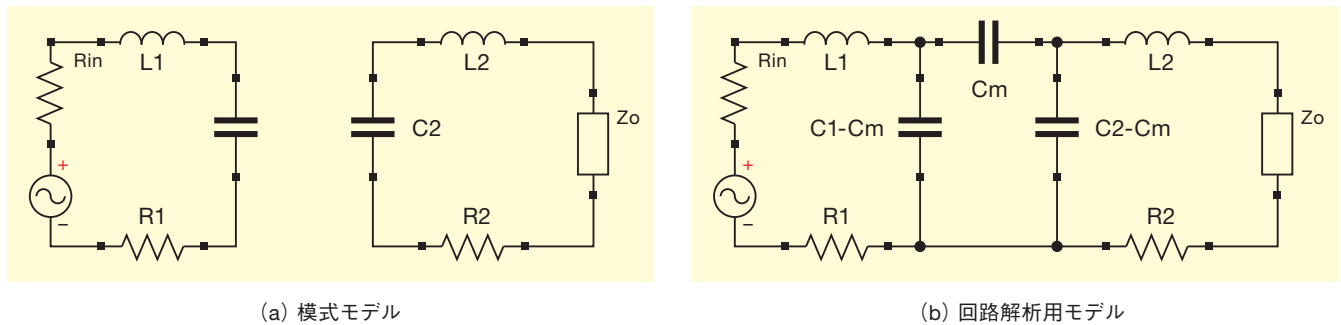


図2 電界結合型等価回路モデル
The model for the electric field coupling type equivalent circuit.

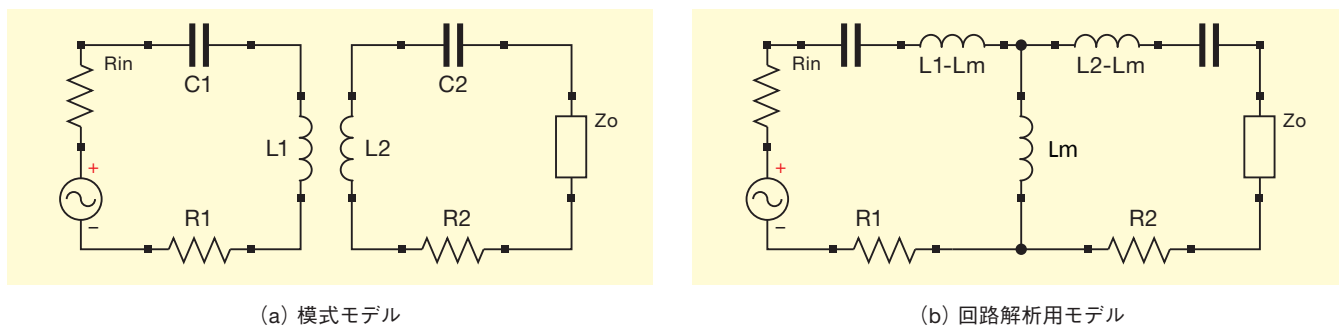


図3 磁界結合型等価回路モデル
The model for the magnetic field coupling type equivalent circuit.

5. 電界結合型と磁界結合型の非接触給電の解析

5.1 電界結合型の解析式

電界結合型の等価回路モデル図2を図4のように変形することで解析を開始する。負荷端は短絡したものとして解析する。

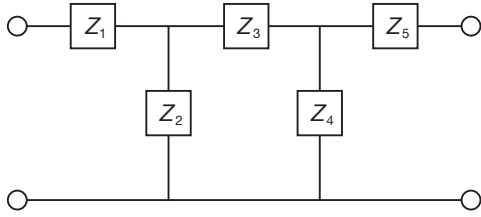


図4 電界結合型等価回路の解析モデル
The model for the electric field coupling type equivalent circuit analysis.

電源からみたインピーダンスは(1)式となり、変形すると、(2)式となる。

$$Z = Z_1 + \frac{1}{Z_2^{-1} + \frac{1}{Z_3 + (Z_4^{-1} + Z_5^{-1})}} \quad (1)$$

$$Z = Z_1 + \frac{Z_2(Z_3Z_4 + Z_4Z_5 + Z_5Z_3)}{Z_3Z_4 + Z_4Z_5 + Z_5Z_3 + Z_2Z_4 + Z_2Z_5} \quad (2)$$

等価回路モデルは対称系であるから、(2)式は、 $Z_1 = Z_5$ および $Z_2 = Z_4$ とすると(3)式となる。

$$Z = Z_1 + \frac{Z_2(Z_1Z_2 + Z_2Z_3 + Z_3Z_1)}{2Z_1Z_2 + Z_2Z_3 + Z_3Z_1 + Z_2^2} \quad (3)$$

5.2 磁界結合型の解析式

磁界結合型も同様に等価回路モデル図3を図5のように変形し、電源からみたインピーダンスは(4)式となり、(5)式に変形できる。

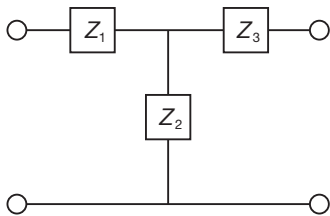


図5 磁界結合型等価回路の解析モデル
The model for the magnetic field coupling type equivalent circuit analysis.

$$Z = Z_1 + \frac{1}{Z_2^{-1} + Z_3^{-1}} \quad (4)$$

$$Z = Z_1 + \frac{Z_2Z_3}{Z_2 + Z_3} \quad (5)$$

電界結合型と同様に、等価回路モデルは対称系であり、 $Z_1 = Z_3$ なので、(6)式となる。

$$Z = Z_1 \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \right) \quad (6)$$

5.3 理想状態での解析

回路構成素子、電源の内部抵抗および負荷を0 Ωとした理想状態での解析を行う。

5.3.1 電界結合型の理論式

(3)式を用いて、

$Z_1 = j\omega L$, $Z_2 = 1 / j\omega(C - C_m)$, $Z_3 = 1 / j\omega C_m$ と置き、(7)式を得る。

$$Z = j \frac{\omega^4 L^2 (C^2 - C_m^2) - \omega^2 2LC + 1}{\omega^2 L (C^2 - C_m^2) - \omega C} \quad (7)$$

共振モードは虚数部がゼロになる各周波数で現れるので、(7)式の分子のみを取り出して、

$$\omega^4 L^2 (C^2 - C_m^2) - \omega^2 2LC + 1 = 0 \quad (8)$$

を解けばよい。従って、解は、

$$\omega_{1,2} = 1 / \sqrt{LC(1 \pm k_e)} \quad (9)$$

ただし、 $k_e = C / C_m$ (結合係数)である。

5.3.2 磁界結合型の理論式

(6)式を用いて、 $Z_1 = j\omega(L - L_m) + 1 / j\omega C$, $Z_2 = j\omega L_m$ と置き、(10)式を得る。

$$Z = \frac{\{1 - \omega^2(L + L_m)C\} \{1 - \omega^2(L - L_m)C\}}{j\omega C(1 - \omega^2 LC)} \quad (10)$$

共振モードは虚数部がゼロになる各周波数で現れるので、(10)式の分子のみを取り出して、

$$\{1 - \omega^2(L + L_m)C\} \{1 - \omega^2(L - L_m)C\} = 0 \quad (11)$$

を解けばよい。従って、解は、

$$\omega_{1,2} = 1 / \sqrt{LC(1 \pm k_m)} \quad (12)$$

ただし、 $k_m = L / L_m$ (結合係数)である。

5.4 損失項を含む解析

実際の実験系では電源のインピーダンスおよび内部抵抗や負荷を考慮する必要がある。ここでは、このような損失項を含めた解析を行う。

5.4.1 電界結合型の解析式

(3)式を用いて、

$Z_1 = R + j\omega L$, $Z_2 = 1 / j\omega(C - C_m)$, $Z_3 = 1 / j\omega C_m$ と置き、解析を進める。実数部を(13)式に、虚数部を(14)式に示す。

ここで, R は実機に含まれる損失項をすべて含めたものとする。

$$\operatorname{Re}[Z] = R + \frac{\frac{K_3}{\omega^2(C-C_m)} R}{(RK_1)^2 + \left(\omega LK_1 - \frac{K_2}{\omega(C-C_m)}\right)^2} \quad (13)$$

$$\operatorname{Im}[Z] = \omega L + \frac{\frac{R^2 K_1 K_2}{\omega(C-C_m)}}{(RK_1)^2 + \left(\omega LK_1 - \frac{K_2}{\omega(C-C_m)}\right)^2} + \frac{\left\{\frac{LK_2}{C-C_m} - \frac{1}{\omega^2(C-C_m)}\right\} \left\{\omega LK_1 - \frac{K_2}{\omega(C-C_m)}\right\}}{(RK_1)^2 + \left(\omega LK_1 - \frac{K_2}{\omega(C-C_m)}\right)^2} \quad (14)$$

ここで,

$$K_1 = (C+C_m) / (C-C_m), \quad K_2 = C / (C-C_m), \quad K_3 = C_m / (C-C_m)$$

とする。

共振モードは虚数部がゼロになる各周波数で現れるので, (14) 式の分子のみを取り出すと式 (15) となる。

$$\omega^6 + a\omega^4 + \beta\omega^2 + \gamma = 0 \quad (15)$$

ただし, a, β, γ は次の通りとする。

$$\alpha = \frac{(C-C_m)R^2K_1 - 3LK_2}{L^2(C-C_m)LK_1}$$

$$\beta = \frac{2LK_2^2 + LK_1 - (C-C_m)R^2K_1K_2}{L^3(C-C_m)^2K_1^2}$$

$$\gamma = -\frac{K_2}{L^3(C-C_m)^3K_1^2}$$

(15) 式を因数分解すると (16) 式を得る。

$$\left\{1 - \omega^2 LC(1+k_e)(1-k_e)\right\} \left\{\omega^4 - \frac{1}{(1+k_e)(1-k_e)}\right\} \left\{\frac{2}{LC} - \frac{R^2}{L^2}(1+k_e)(1-k_e)\right\} \omega^2 + \frac{1}{L^2 C^2 (1+k_e)(1-k_e)} = 0 \quad (16)$$

(16) 式より解は以下のようにになる。

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{LC(1+k_e)(1-k_e)}$$

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{1}{(1+k_e)(1-k_e)} \left\{ \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2}(1+k_e)(1-k_e) \right\} (1 \pm \sqrt{1-\kappa_e})}$$

ここで, κ_e は以下のようにになる。

$$\kappa_e = \frac{(1+k_e)(1-k_e)}{1 + \frac{CR^2}{L} \left(\frac{CR^2}{4L} - 1 \right) (1+k_e)(1-k_e)}$$

5.4.2 磁界結合型の解析式

(6) 式を用いて, $Z_1 = R + j\omega L + 1 / j\omega C$, $Z_2 = j\omega L_m$ と置き, 解析を進める。実数部を (17) 式に, 虚数部を (18) 式に示す。ここで, R は実機に含まれる損失項をすべて含めたものとする。

$$\operatorname{Re}[Z] = R + \frac{\omega^2 L_m C R}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega CR)^2} \quad (17)$$

$$\operatorname{Im}[Z] = -\frac{1 - \omega^2(L-L_m)C}{\omega C} \times \left(1 - \frac{\omega^2 L_m C (1 - \omega^2 LC)}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega CR)^2} \right) + \frac{\omega^3 L_m C^2 R}{(1 - \omega^2 LC)^2 + (\omega CR)^2} \quad (18)$$

共振モードでは虚数部がゼロになる各周波数で現れるので, (18) 式の分子のみ取り出し, 因数分解すると式 (19) となる。

$$\left(1 - \omega^2 LC\right) \left\{ \omega^4 - \frac{1}{(1+k_m)(1-k_m)} \left(\frac{2}{LC} - \frac{R^2}{L^2} \right) \omega^2 + \frac{1}{L^2 C^2 (1+k_m)(1-k_m)} \right\} = 0 \quad (19)$$

(16) 式より解は以下のようにになる。

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$$

$$\omega_{1,2} = \sqrt{\frac{1}{(1+k_m)(1-k_m)} \left\{ \frac{1}{LC} - \frac{R^2}{2L^2} \right\} (1 \pm \sqrt{1-\kappa_m})}$$

ここで, κ_m は以下のようにになる。

$$\kappa_m = \frac{(1+k_m)(1-k_m)}{1 + \frac{CR^2}{L} \left(\frac{CR^2}{4L} - 1 \right)}$$

5.5 解析式の考察

ワイヤレス電力伝送系を解析する場合に用いられる等価回路モデルにおいて, 理想状態と損失項を含む電界結合型および磁界結合型の解析を行うことで, 理想状態においては, 双方, 共振周波数 $\omega_0 = 1 / \sqrt{LC}$ を中心として結合係数に依存した周波数スプリットが数式により導出できた。

また, 損失項を含む場合には, 電界結合型と磁界結合型に差がみられ, 共振周波数 ω_0 については磁界結合型では理想状態との変化は無いが, 電界結合型では結合係数が寄与することが

判る。これは等価回路モデルから相互キャパシタが直列に寄与していることが原因と考えられる。このため電界結合型は、直列共振構造によりQ値を高め高効率で送受電間距離を長くすることができるが、電源の出力インピーダンスと負荷インピーダンスの影響を受けるため送電側および受電側に整合回路が必要となる。

6. 電界共鳴と磁界共鳴における回路構成方法

6.1 磁界による結合の解釈

変圧器を例にとると、2つのコイルが存在し、それぞれに流れる電流によって磁束が発生している。片方のコイルに着目すると、そのコイル自身が発生させる磁束は、そのコイルのみを貫く磁束ともう片方のコイルも同時に貫く磁束とに分けられる(図6(a))。前者は漏れインダクタンスに相当し、後者を相互インダクタンスという。このとき、コイルが発生させる磁束の総量は変わらないため、前述のインダクタンスの和は、コイル自身の自己インダクタンスと等しい。

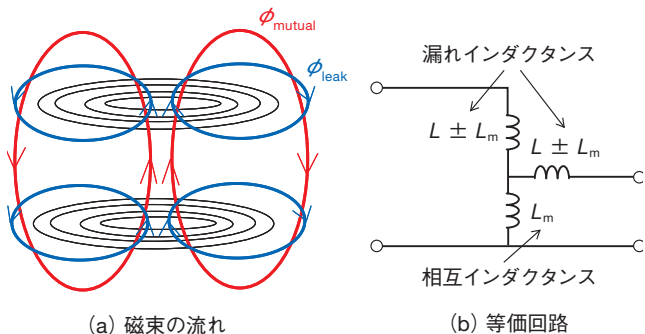


図6 磁界による結合
The coupling with the magnetic field.

変圧器の等価回路は損失を無視すると、磁界共鳴はT型等価回路で表される。(図6(b))。結合の大きさによって、一時側から二次側への電圧伝達率が変化する。結合が小さい場合は、漏れインダクタンスでの電圧降下が大きく、相互インダクタンスにかかる電圧が小さくなるため二次側電圧が取れない(図7(a))。結合が大きい場合は、漏れインダクタンスによる電圧降下が小さく、相互インダクタンスに電源電圧の大部分が印加されるため二次側で電圧を取ることができる(図7(b))。このように結合の大小によって、漏れインダクタンスと相互インダクタンスに印加される電圧の割合が決まり、二次側に発生する電圧が変化する。つまり、ワイヤレス電力伝送を行う上では、いかに漏れインダクタンスを小さくし、相互インダクタンスに印加される電圧の割合を引き上げる事が重要である。

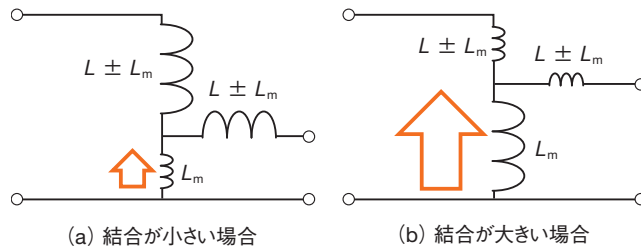


図7 結合の大小による等価回路のイメージ図(磁界共鳴)
The image diagram for the equivalent circuit based on the magnitude of the coupling (the magnetic field resonance).

6.2 電界による結合の解釈

電界結合を考える上で電束を導入する。電束は電極板に蓄積した電荷量に比例する。電界の場合は、磁界のように回転場ではなく発散場であるため注意が必要である。正に帯電した電極と負に帯電した2枚の電極が存在する場合、電束は2枚の電極間で終端し、どちらか一方を基準とした電位差を定義でき、電極間に蓄積された電荷量と電位差の間に比例定数キャパシタンスを定義できる。磁界結合の場合と同様に2組の電極が存在する場合、1組の電極間で終端する電束ともう1組の電極を介して終端する電束とに分けることができる(図8(a))。用語を磁界と対応させると、前者を漏れキャパシタンス、後者は相互キャパシタンスである。蓄積された電荷から発生する電束は一定である。

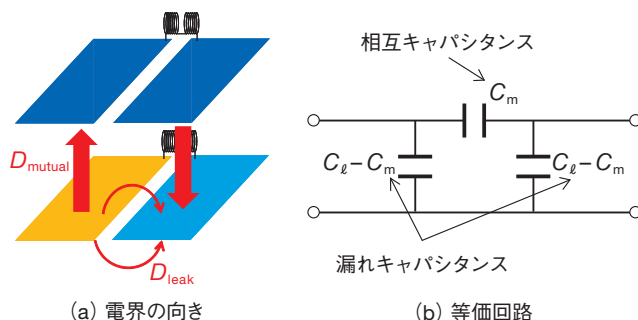


図8 電界による結合とその等価回路
The coupling with the electric field and the equivalent circuit.

電界共鳴の等価回路はπ型の等価回路で表すことができる(図8(b))。結合度が小さい場合、漏れキャパシタンスが大きく、相互キャパシタンスが小さいため電圧降下が大きくなり、二次側での電圧が取れない(図9(a))。結合が大きい場合は、漏れキャパシタンスが小さく、相互キャパシタンスが大きいため、二次側で電圧を取ることができる(図9(b))。

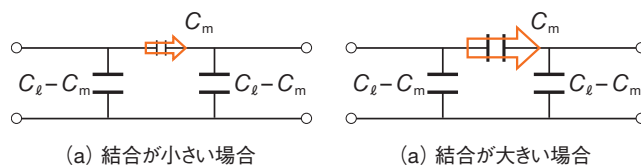


図9 結合の大小による等価回路のイメージ図(電界共鳴)
The image diagram for the equivalent circuit based on the magnitude of the coupling (the electric field resonance).

6.3 共振回路構成における解釈

6.3.1 磁界共鳴方式の直列共振型

磁界共振結合における直列共振回路は漏れインダクタンスによる電圧降下分を打ち消すように直列に共振用キャパシタンスを接続した回路構成となる(図10(a))。S-S方式とも呼ばれている。この構成では漏れインダクタンスが存在するが、回路的に漏れインダクタンスをキャンセルしているため、共振条件を満たしていれば電源電圧が等価的にそのまま負荷に接続されることとなり、効率よく二次側に電圧を伝達することができる(図10(b))。

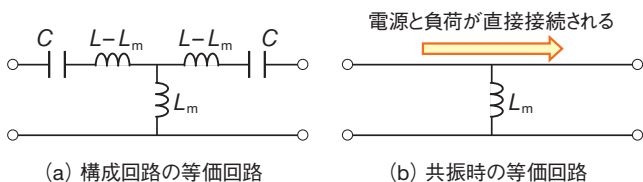


図10 直列共振型磁界共鳴方式の等価回路
The equivalent circuit for the series resonance type of the magnetic field resonance system.

6.3.2 磁界共鳴方式の並列共振型

磁界共振における並列共振回路は共振用キャパシタンスを送受電コイルに対して並列に接続する(図11(a))。なおこの共振型の場合、共振動作は漏れインダクタンスを相殺するように共振用キャパシタンスが働かないため、基本的には電磁誘導と同様に、漏れインダクタンス部の電圧降下により二次側に伝送できる電圧は低下してしまう(図11(b))。しかし、Q値倍の電流が流れることからトランスに入力される電力をQ値倍だけ稼ぐことができるため、二次側の巻き数を大きくすることで漏れインダクタンスによる電圧降下分をカバーできる可能性がある。

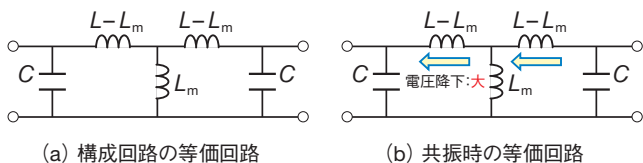


図11 並列共振型磁界共鳴方式の等価回路
The equivalent circuit for the parallel resonance type of the magnetic field resonance system.

6.3.3 電界共鳴方式の直列共振結合型

電界共振方式の直列共振型は電極に対して直列に共振用インダクタンスが接続される(図12(a))。この共振用インダクタンスは漏れキャパシタンスと共振することによって、漏れキャパシタンスの両端に電源電圧のQ値倍の電圧を発生させる。そのため、相互キャパシタンスによる電圧降下が大きい場合でも二次側に電力を伝達できる(図12(b))。従って、送電距離が大きい場合でも電力を伝送できると考えられる。当社では、この直列共振型の電界共鳴方式を対象として研究開発を行っている。

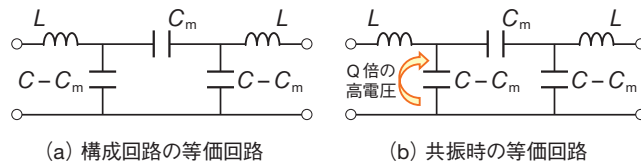


図12 直列共振型電界共鳴方式の等価回路
The equivalent circuit for the parallel resonance type of the electric field resonance system.

6.3.4 電界共鳴方式の並列共振型

電界共振方式の並列共振型は、共振用インダクタンスが電極に対して並列に接続される(図13(a))。この共振用インダクタンスは共振により、漏れキャパシタンス成分がキャンセルできる。並列共振時のインピーダンスは開放とみなせるため、共振時の等価回路は相互キャパシタンスのみとなる。(図13(b))共振時でも相互キャパシタンス分の電圧降下が損失となり、伝送距離を大きくとることができず近距離での伝送となってしまう。磁界および電界の共振結合方式において、並列共振型は、磁界共鳴の場合、電磁誘導と同様となるがQ値倍の電流が流れていることから巻き数を増やすことで二次側に伝送できる電圧を稼ぐことができる。電界共鳴型の場合は、誘電体を介することで相互キャパシタンスを増加させ、電圧降下を小さくすれば二次側の伝送電圧を大きく取ることができる。

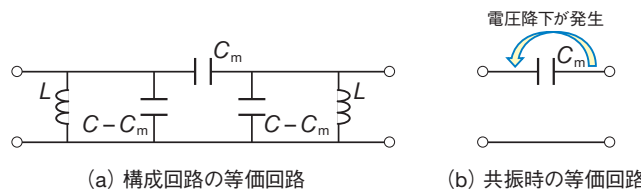


図13 並列共振型電界共鳴方式の等価回路
The equivalent circuit for the parallel resonance type of the electric field resonance system.

回路理論からみて直列型磁界共鳴方式に対応する電界共鳴方式は並列型となる。並列型の電界共鳴方式は直列型の磁界共鳴方式と異なり、電源と負荷の間に相互キャパシタンスが残ってしまう。従ってこれまでの電界共鳴方式に対する見解では、近距離でしか使用できないと言われてきたと考えられる。しかし、直列型を適用することにより、電界共鳴カプラを電源電圧のQ値倍で駆動することができるため、実際には電界共鳴方式であっても大きい伝送距離に対して電力を送ることができる。

7. 電界共鳴カプラの周辺電界低減対策

電界共鳴カプラ端部で発生するフリッジ効果によって曲った状態での電気力線が生じ、カプラ近傍に高い電界強度領域を生じさせる。この対策として送電面が開放された金属ケースにカプラを設置することで不要な結合を抑える構造を検討した。

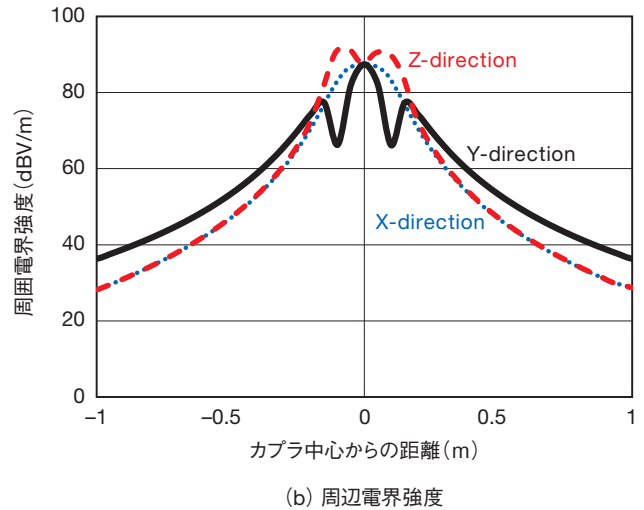
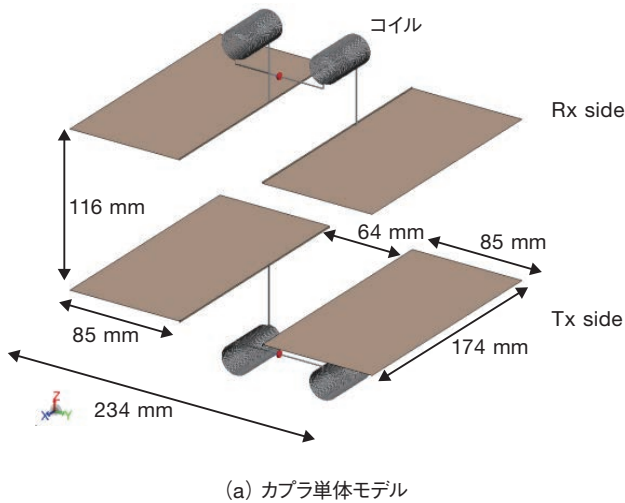


図14 電界共鳴カプラと周辺電界強度
The peripheral electric field strength for the electric field resonance coupler.

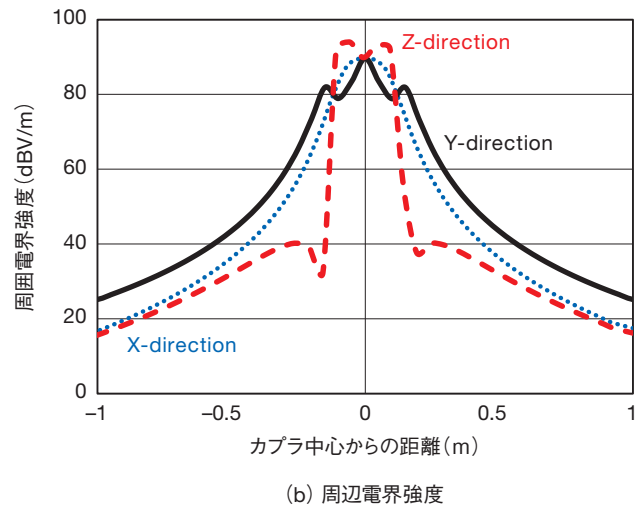
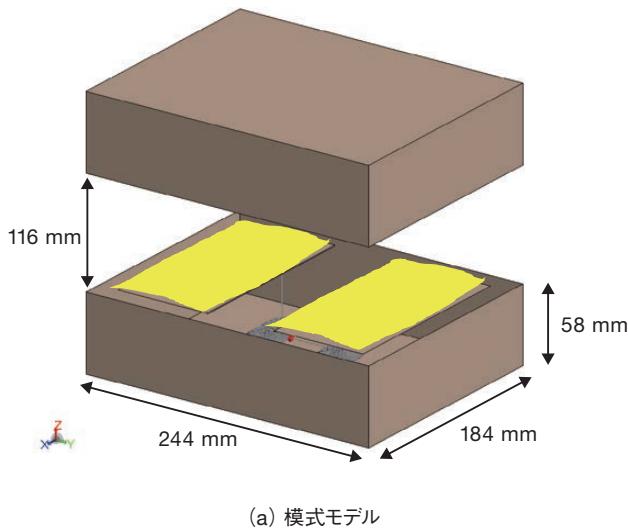


図15 シールドボックス付き電界共鳴カプラと周辺電界強度
The peripheral electric field strength for the electric field resonance coupler with a shield box.

電力印加レベルが1 kWで送受電に同じ構成のカプラを対向させた場合のカプラ近傍の電界を電磁界シミュレーション(モーメント法)によって解析した。図14はカプラ周囲が自由空間であった場合において、X軸を送電方向、Y軸を電界ベクトルと平行な方向、Z軸を送受電方向に示した図である。図15はこのカプラに金属ケースを設けた場合の特性を示す。金属ケースを設置することでY軸およびZ軸での減衰が確認できる。この場合、送電面とシールド板との距離は給電距離と同程度が必要となるため、これを薄型化することが今後の課題である。

8. モビリティカーへの展開

直列共振構造を持つ電界共鳴型カプラをモビリティカーに搭載しワイヤレス電力伝送を行うシステムを開発した。図16にモビリティカーへ搭載した、シールドボックス付き電界共鳴カプラのデモ装置を示す。



図16 モビリティカーへ搭載したシールドボックス付き電界共鳴型カプラ
The electric field resonance coupler with a shield box mounted in a mobility car.

カプラ構成は 絶縁板に2つの電極を設けこれに共振コイルを接続した。電極サイズは458 mm×220 mmの電極板を18 mm離して2枚設置した。電極板の材質はA1100材のアルミ板を用い、480 mm×480 mm×86 mmのシールドケースに収めた。送受電カプラのインピーダンスは50 Ωとし、最大効率を示す給電距離は70 mmである。カプラは自然空冷状態で1 kWまでのワイヤレス電力伝送が可能である。

9. おわりに

ワイヤレス電力伝送のため、電界結合型と磁界結合型との比較検討を行い電界型であっても直列共振構造を取ることによって、離れた距離でも電力伝送が行えることを示した。この技術をモビリティカー搭載し、電界共鳴型でもkWオーダーの電力伝送が可能であることを実証した。

参考文献

- 1) A. Kurs, et al: "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", in Science Express on 7 June 2007, Vol. 317, No. 5834, (2007), pp. 83-86.
- 2) A. Karalis, et al: "Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer", Annals of Physics, Volume 323, Issue 1, January 2008, January Special Issue (2008), Pages 34-48.
- 3) 大平孝:「自動車タイヤを介するゼロギャップ走行中給電」,電子情報通信学会技法, WPT2012-7, 2012年6月.
- 4) 原川健一:「電界結合/共振型ワイヤレス電力伝送技術-並列共振型電力伝送解析」,電子情報通信学会技法, WPT2011-24, 2011年12月.
- 5) 居村岳広:「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-」,電気学会論文誌D, Vol. 130, No. 1, (2010), pp. 84-92.
- 6) 増田満:「電界共振結合型ワイヤレス電力伝送システム」,電子情報通信学会技法, WPT2013-20, 2013年10月.