

# 大電力ワイヤレス給電に向けたケーブルの影響を考慮した理論検討

山縣 一輝<sup>†</sup> 日下 佳祐<sup>†</sup>

<sup>†</sup>長岡技術科学大学大学院工学研究科 〒940-2137 新潟県長岡市上富岡町 1603-1

E-mail: <sup>†</sup>s213184@stn.nagaokaut.ac.jp, kusaka@vos.nagaokaut.ac.jp

**あらまし** 磁気結合を用いたワイヤレス給電システムの設計において、伝送電力の増加に伴い伝送コイルで必要となるインダクタンスが減少する。そのため、大電力のワイヤレス給電システムでは、伝送コイルのインダクタンスに対して、送電側電源や受電側整流器と共振回路を接続するケーブル等のインダクタンスの影響が無視できなくなる。しかし、これまでケーブルが回路動作に与える影響や、ケーブルを考慮した設計検討は筆者の知る限り実施されていない。そこで、本稿では SS 方式の WPT システムを対象として、接続用ケーブルを考慮した場合の回路動作を理論式とシミュレーションで確認し、共振周波数の設計検討を実施したため報告する。

**キーワード** ワイヤレス給電, 大電力化, 理論検討

## 1. はじめに

磁気結合を用いたワイヤレス給電はコイルに電流を通流させたときに発生する磁界を利用して非接触で電力伝送を行う技術である。本技術によりケーブル接続無しで給電が可能となるため、現在、電動車両のバッテリー充電への応用に向けた検討が進められている(1-3)。

近年の電動車両の開発動向に着目すると、航続距離延長のため、車両に搭載されるバッテリーが大容量化される傾向にある。また、現在バスやトラックの電動化も進められていることから、今後更に車載バッテリーの容量が増大していくことが予想される。従って、従来のワイヤレス給電による伝送電力では充電時間が増大してしまい、利便性の低下を招く。そのため、電動車両向けワイヤレス給電では伝送電力を大電力化するための検討が実施されている(4-7)。

一般的に、SS 方式の WPT システムでは最大効率条件より、伝送電力の増加に伴い伝送コイルで必要となるインダクタンスは低下することが知られている(8-9)。例えば伝送電力が数百 kW 級の場合、必要となるインダクタンスは数  $\mu\text{H}$ ~数十  $\mu\text{H}$  となる。

実際のワイヤレス給電システムの構成を考えると、伝送電力の大小に関わらずワイヤレス給電システムには送電側電源や受電側整流器と共振回路を接続するためにケーブル等が必要となる。例えば数メートルのケーブルの場合、寄生インダクタンスは数  $\mu\text{H}$  程度となるため、数百 kW 級のワイヤレス給電システムでは、伝送コイルのインダクタンスに対して、接続用ケーブル等のインダクタンスが無視できなくなる。

しかし、これまでこの接続用ケーブル等のインダク

タンスがワイヤレス給電システムの回路動作に与える影響や、接続用ケーブル等を考慮した設計検討は筆者の知る限り実施されていない。

そこで、本稿では SS 方式の WPT システムを対象として、接続用ケーブルのインダクタンスを考慮した等価回路を基に理論式とシミュレーションで回路動作を確認し、共振周波数の設計検討を実施したため報告する。

## 2. 大電力用伝送コイルのインダクタンス設計

伝送距離の大きいワイヤレス給電システムでは送電側伝送コイル間の結合係数が低下する傾向にあるため、電力伝送時の力率低下が問題となる。そのため、回路にキャパシタを追加し、コイルとキャパシタの共振現象を利用して力率改善を図る。キャパシタの追加方法によって様々な補償方式が提案されているが、送電側伝送コイルに対してそれぞれ直列にキャパシタを追加する方式が SS 方式と呼ばれる。SS 方式は素子数が少なく伝送効率が高いため大電力化にあたって有利である。そのため、本稿では SS 方式の WPT 給電システムを対象として理論検討を行う。

Fig. 1 に基本的な SS 方式 WPT システムの回路図を示す。E は送電側直流電源電圧、 $L_1, L_2$  は送電側及び受電側伝送コイルのインダクタンス、 $k$  は送電側伝送コイルの結合係数、 $C_1, C_2$  は送電側及び受電側キャパシタンス、 $R$  は受電側負荷抵抗、 $V_{\text{DC}}$  は受電側負荷電圧である。送電側では直流電源からインバータにより高周波交流に変換した後に共振回路に出力し、受電側に電力を伝送する。受電側では高周波の交流を整流器で直流に変換して負荷へ出力する。ここで、送電側インバータは矩形波電圧を出力するが、共振回路により矩

形波の基本波成分以外は減衰するため、基本波近似法(FHA)を用いて以後の解析を行う。

Fig. 2 に FHA に基づく SS 方式 WPT の等価回路を示す。 $r_1, r_2$  は伝送コイルの巻線抵抗、 $R_{eq}$  は等価負荷抵抗である。送受電の電圧と電流の関係は回路方程式より (1) 式で表される。

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_p \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) & j\omega k L_2 \\ j\omega k L_1 & r_2 + R_{eq} + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_{in} \\ \dot{i}_{out} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、 $\dot{i}_{in}$  は送電電流、 $\dot{i}_{out}$  は受電電流、 $\dot{V}_p$  は電源電圧である。送電電流と受電電流はそれぞれ(2)(3)式で表される。

$$\dot{i}_{in} = \frac{r_2 + R + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{\left(r_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right)\left(r_2 + R + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right) + \omega^2 k^2 L_1 L_2} \dot{V}_p \dots\dots (2)$$

$$\dot{i}_{out} = -\frac{j\omega k L_1}{r_2 + R + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)} \dot{i}_{in} \dots\dots\dots (3)$$

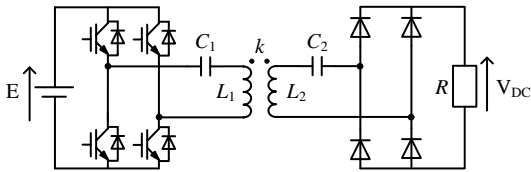


Fig. 1. SS topology circuit of WPT system.

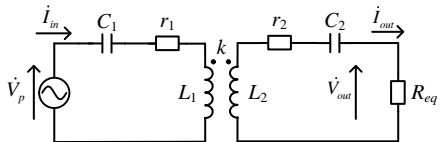


Fig. 2. Equivalent circuit of SS topology.

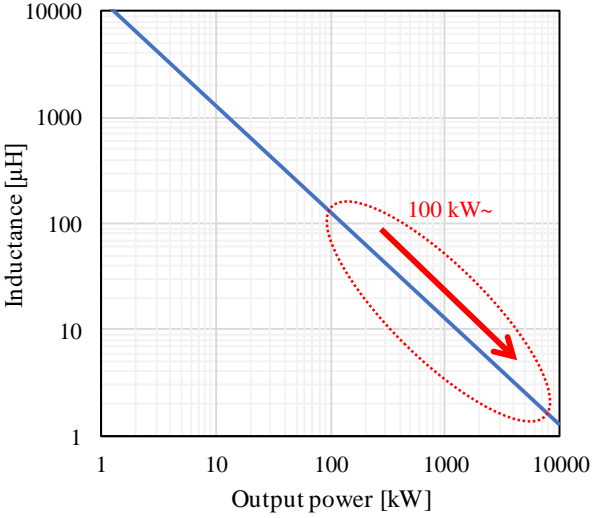


Fig. 3. Required inductance at the transmission coil relative to the transmission power.

また、この等価回路において回路パラメータを(4)式の通りに定めると、目標電力を最大効率で伝送可能となることが知られている(9)。この条件式を最大効率条件と呼ぶ。

$$R_{eq} = \sqrt{r_2^2 + \frac{r_2 \left(\omega k \sqrt{L_1 L_2}\right)^2}{r_1} + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2} \dots\dots\dots (4)$$

更に(5)式の共振条件を満足し、 $L_1=L_2=L$  及び  $r_1=r_2 \ll \omega k L$  であると仮定すると、(4)式は(6)式のように簡略化できる。

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \dots\dots\dots (5)$$

$$R_{eq} = \omega k L \dots\dots\dots (6)$$

ここで伝送電力  $P_{out}$  は(7)式で決定されるため、(6)式と(7)式から伝送電力  $P_{out}$  と伝送コイルのインダクタンス  $L$  の関係は(8)式で表される。

$$P_{out} = \frac{8 V_{DC}^2}{\pi^2 R_{eq}} \dots\dots\dots (7)$$

$$L = \frac{R_{eq}}{\omega k} = \frac{8 V_{DC}^2}{\pi^2 \omega k P_{out}} \dots\dots\dots (8)$$

(8)式より、伝送電力  $P_{out}$  の増加に伴い伝送コイルで必要となるインダクタンス  $L$  は低下する。例として、Fig. 3 に受電側負荷電圧 500 V、電源周波数 10 kHz、結合係数 0.25 の場合における伝送電力とインダクタンスの関係を示す。Fig. 3 より伝送電力が数百 kW 級の場合、伝送コイルのインダクタンスは数  $\mu H$  ~ 数十  $\mu H$  となる。これに対して、接続用ケーブルは数メートルで数  $\mu H$  のインダクタンスを持つ。

従って、数百 kW 級の大電力ワイヤレス給電システムでは、ケーブルのインダクタンスの影響が無視できなくなる。

**3. ケーブルを考慮した WPT の等価回路**

Fig. 4 に、ケーブルを考慮した SS 方式 WPT の等価回路を示す。Fig. 2 の等価回路に対して、電源と共振回路の間及び負荷と共振回路の間にそれぞれ接続用ケーブルを模擬したインダクタ  $l_1, l_2$  を追加している。

Fig. 4 の等価回路において送電電流と受電電流はそれぞれ (9)(10)式で表される。

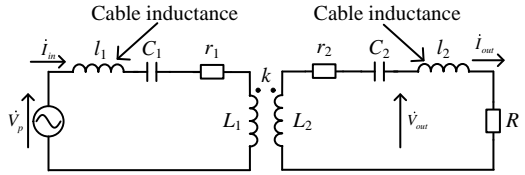


Fig. 4. Equivalent circuit of SS topology considering connection cables.

$$i_{in} = \frac{r_2 + R + j\left(\omega(L_2 + l_2) - \frac{1}{\omega C_2}\right)}{\left(r_1 + j\left(\omega(L_1 + l_1) - \frac{1}{\omega C_1}\right)\right)\left(r_2 + R + j\left(\omega(L_2 + l_2) - \frac{1}{\omega C_2}\right)\right) + \omega^2 k^2 L_1 L_2} \dot{V}_p \dots (9)$$

$$i_{out} = -\frac{j\omega k L_1}{r_2 + R + j\left(\omega(L_2 + l_2) - \frac{1}{\omega C_2}\right)} i_{in} \dots (10)$$

また、送電側及び受電側回路の共振周波数  $f_1, f_2$  は(11)(12)式で表される。

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1 + l_1)C_1}} \dots (11)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_2 + l_2)C_2}} \dots (12)$$

(11)(12)式からケーブルのインダクタンス  $l_1, l_2$  が加わったことにより、ケーブルを考慮しない場合と比べて回路の共振周波数が低下することがわかる。

ここで、ケーブルを考慮した場合の結合係数  $k$  について考える。まず、ケーブルを考慮しない場合の伝送コイルの結合係数  $k_0$  は(13)式で表される。

$$k_0 = \frac{M_0}{\sqrt{L_1 L_2}} \dots (13)$$

ここで  $M_0$  は伝送コイルの相互インダクタンスである。ケーブルを考慮する場合、(13)式にケーブルのインダクタンス  $l_1, l_2$  を加える必要があるが、ケーブルが発生させる磁界は電力伝送に影響しないため、インダクタンス  $l_1, l_2$  は磁気結合には寄与しない。従って、伝送コイル自体の相互インダクタンス  $M_0$  や結合係数  $k_0$  は変化しない。そのため、ケーブルを考慮した等価回路における結合係数  $k$  は(14)式で表現される。

$$k = \frac{M_0}{\sqrt{(L_1 + l_1)(L_2 + l_2)}} = k_0 \sqrt{\frac{L_1 L_2}{(L_1 + l_1)(L_2 + l_2)}} \dots (14)$$

本稿ではこれを等価的な結合係数と定義する。(14)式からケーブルのインダクタンス  $l_1, l_2$  により等価的な結合係数  $k$  は  $k_0$  から減少することがわかる。以降はこの等価的な結合係数  $k$  を用いて理論検討を実施する。

#### 4. 電源周波数と共振周波数の大小関係が回路動作に与える影響

ケーブルを考慮した場合のSS方式WPTの回路動作を確認するため、(9)(10)式と回路シミュレーションソフトPLECSにより、各部の電圧及び電流を算出した。実際のシステムではケーブル長のズレにより送電側と受電側で回路の共振周波数が異なる場合が想定される。そこで、検討にあたり電源周波数  $f$  と送電側及び受電側共振回路の共振周波数  $f_1, f_2$  の大小関係に着目し、 $l_1, l_2$  の値の調整により  $f_1 < f_2, f_1 > f_2, f_1 = f_2$  の3種類の条件について検討を行った。なお、回路パラメータはTable 1の条件である。Fig. 5に電源周波数  $f$  を推移さ

せたときの電源電圧  $\dot{V}_p$  に対する送電電流  $i_{in}$  の位相, Fig. 6に送電電流  $i_{in}$  に対する受電電流  $i_{out}$  の位相の計算結果を示す。

Table 1. Circuit parameters.

	$(f_1 < f_2)$	$(f_1 > f_2)$	$(f_1 = f_2)$
Transmission side inductance : $L_1$ [ $\mu$ H]	50.0	50.0	50.0
Transmission side capacitance : $C_1$ [ $\mu$ F]	6.25	6.25	6.25
Receiving side inductance : $L_2$ [ $\mu$ H]	50.0	50.0	50.0
Receiving side capacitance : $C_2$ [ $\mu$ F]	6.25	6.25	6.25
Inductance of primary cable : $l_1$ [ $\mu$ H]	1.50	1.00	1.25
Inductance of secondary cable : $l_2$ [ $\mu$ H]	1.00	1.50	1.25
Tx side resonance frequency : $f_1$ [kHz]	8.87	8.91	8.89
Rx side resonance frequency : $f_2$ [kHz]	8.91	8.87	8.89

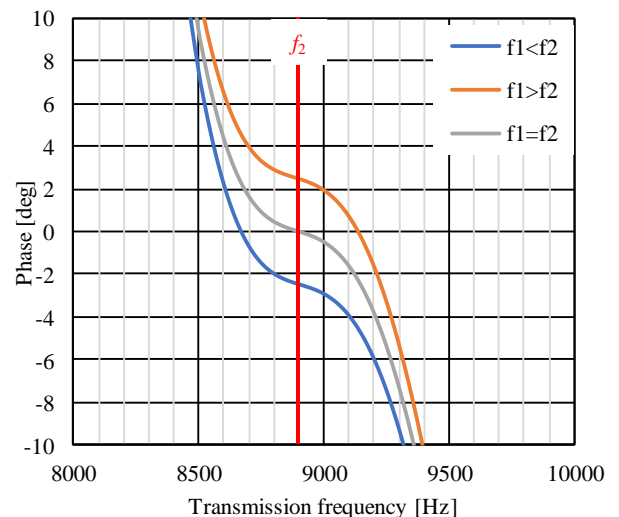


Fig. 5. Phase shift of primary current.

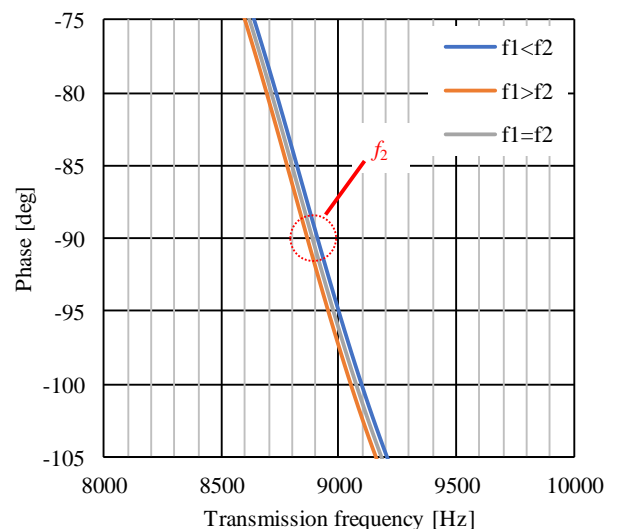


Fig. 6. Phase shift of secondary current.

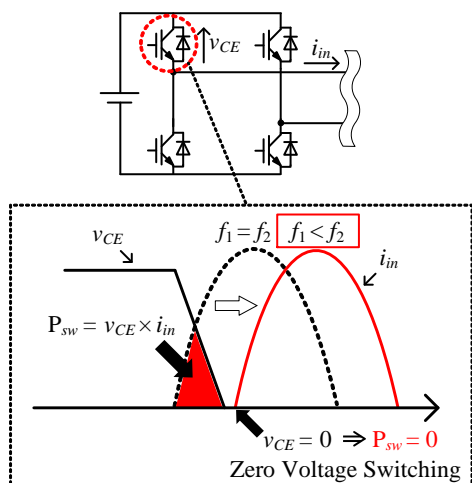


Fig. 7. ZVS operation due to phase delay of primary current.

#### 4.1. $f_1 < f_2$ の場合

Fig. 5,6 より  $f_1 < f_2$  の場合，電源周波数を受電側共振周波数に合わせると送電電流が電源電圧に対して遅れ位相となる。また，このとき，送電電流と受電電流の位相差が  $90^\circ$  となり受電側入力率が 1 となる。

#### 4.2. $f_1 > f_2$ の場合

Fig. 5,6 より  $f_1 > f_2$  の場合，電源周波数を受電側共振周波数に合わせると送電電流が電源電圧に対して進み位相となる。また，このとき，送電電流と受電電流の位相差が  $90^\circ$  となり受電側入力率が 1 となる。

#### 4.3. $f_1 = f_2$ の場合

Fig. 5,6 より  $f_1 = f_2$  の場合，電源周波数を受電側共振周波数に合わせると送電電流が電源電圧と同位相となり電源率が 1 となる。また，このとき，送電電流と受電電流の位相差が  $90^\circ$  となり受電側入力率が 1 となる。従って，ケーブルを考慮しない場合の SS 方式 WPT システムと同様な回路動作となる。

#### 4.4. 回路の共振周波数の設計検討

4.1~4.3 節の結果からケーブルのインダクタンスを考慮した SS 方式 WPT システムにおいて，電源周波数を受電側共振周波数に合わせると  $f_1 > f_2$  の場合，送電電流が進み位相となり送電側インバータの効率悪化を招く。一方で  $f_1 < f_2$  の場合，送電電流が遅れ位相となる。送電電流が電源電圧に対して遅れ位相になると，送電側インバータのスイッチでは Fig. 7 のようにスイッチにかかる電圧  $v_{CE}$  が 0 となった後に電流  $i_{in}$  が流れ始めるため，インバータの ZVS 動作を促し効率改善につながる。従って，送受電の共振周波数の大小関係が  $f_1 \leq f_2$  となるようにケーブル長を設計することが望ましい。

#### 5. まとめ

本稿では大電力ワイヤレス給電システムにおいて接続用ケーブルが回路動作に与える影響について検討

した。SS 方式の WPT システムを対象としてケーブルのインダクタンスを追加した等価回路を用いて，理論式とシミュレーションにより各部の電圧及び電流を計算した。電源周波数と送受電共振周波数の大小関係に着目した結果，送電側共振周波数が受電側より小さくなるようにケーブル長を設計することで，送電電流が電源電圧に対して遅れ位相となり，送電側インバータの ZVS 動作を促すことがわかった。

#### 文献

- [1] Mostak Mohammad, Eshet Tezera Wodajo, Seungdeog Choi, Malik E. Elbuluk, "Modeling and Design of Passive Shield to Limit EMF Emission and to Minimize Shield Loss in Unipolar Wireless Charging System for EV," in IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, vol.34, no.12, Dec 2019.
- [2] Ahmed A. S. Mohamed, Andrew Meintz, Peter Schrafel, Anthony Calabro, "Testing and Assessment of EMFs and Touch Currents From 25-kW IPT System for Medium-Duty Evs," in IEEE TRANSACTIONS ON VEHICULAR TECHNOLOGY, vol.68, no.8, Aug 2019.
- [3] Tommaso Campi, Silvano Cruciani, Francescaromana Maradei, Mauro Feliziani, "Magnetic Field Mitigation by Multicoil Active Shielding in Electric Vehicles Equipped With Wireless Power Charging System," in IEEE TRANSACTIONS ON ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY, vol.62, no.4, Aug 2020.
- [4] H. Hu, S. Duan, T. Cai, P. Zheng, "A Current-Sharing Compensation Method for High-Power-Medium-Frequency Coils Composed of Multiple Branches Connected in Parallel," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.69, no.5, pp.4637-4651, May 2021.
- [5] H. Zhou, J. Chen, Q. Deng, F. Chen, A. Zhu, W. Hu, X. Gao, "Input-Series Output-Equivalent-Parallel Multi-Inverter System for High-Voltage and High-Power Wireless Power Transfer," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol.36, no.1, pp. 228-238 Jan. 2021.
- [6] J. Shin, S. Shin, Y. Kim, S. Ahn, S. Lee, G. Jung, S.-J. Jeon, and D.-H. Cho, "Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol.61, no.3, pp.1179-1192, March 2014.
- [7] H. Hao, G. A. Covic, and J. T. Boys, "A Parallel Topology for Inductive Power Transfer Power Supplies," IEEE Transactions on Power Electronics, vol.29, no.3, pp.1140-1151, March 2014.
- [8] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Mühlethaler, I. Stevanović, B. Wunsch, F. Canales, "Modeling and  $\eta$ - $\alpha$ -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles," IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 3, no. 1, pp. 50-64, March 2015.
- [9] 居村岳広, 堀洋一, "電磁誘導方式と磁界共鳴方式の統一理論", 電学論 D, vol.135, no.6, pp.697-710, 2015.