

ワイヤレス電力伝送におけるジャイレータ特性を用いた受電側のみでの補正による出力電力安定化法の検討

大内悠生* 居村岳広 堀洋一 (東京理科大学)

Gyratory characteristics in wireless power transmission Stabilization of output power by correction at the receiver side only

Yuki Ouchi, Takehiro Imura, Yoichi Hori(Tokyo University of Science)

Wireless Power Transfer using the magnetic field coupling method has been actively studied. In particular, the S-S circuit system can transmit high power with high efficiency, but there is a problem that the transmitted power decreases because of resonance shift. In this paper, we propose a method of maintaining resonance by using LCC circuit on the primary side and controlling only the secondary side without using communication, and a circuit that can provide stable output power against resonance shift caused by changes in the inductance of the transmission coil. As a result, the power stabilization was realized by the resonance correction control only in the receiving side with robustness in the transmission side.

キーワード：ワイヤレス電力伝送, 磁界共振結合方式, 共振ずれ, ジャイレータ特性

(Wireless Power Transfer, Magnetic Resonant Coupling, Resonance Shift, Gyratory Characteristics)

1. はじめに

ワイヤレス電力伝送 (WPT) の代表的な手法である, 磁界共振結合方式は位置ずれに強く, 大きな電力を伝送することが可能である。磁界共振結合方式の S-S (Series-Series) 回路はコイルとコンデンサを直列につないだ回路で, シンプルな構造で大電力を高効率で伝送できる⁽¹⁾。しかし, 送受電コイルに用いられるフェライトの発熱や, 夏と冬の気温差による透磁率の変化⁽²⁾が起因し, インダクタンスの値が変化し, 共振ずれが原因で出力電力⁽³⁾や効率⁽⁴⁾⁽⁵⁾が低下する。先行研究として, 共振補正に通信を用いた手法⁽⁶⁾が挙げられるが, 回路構成が複雑で制御箇所が複数あり, スイッチング損失が増加する等の問題があった。

そこで, 本稿では LCC を用い送電コイルに流れる電流を一定にすることで, 送電側における共振ずれの補正が不要であることを示し, 受電側のみでの補正で出力電力を安定化させる手法を提案する。

2. 提案手法

〈2・1〉定電流源を用いた出力電力安定化 ワイヤレス電力伝送の回路方式として, コンデンサとコイルを直列接続した図 1 のような S-S 回路がある。磁界共振結合方式では (1) 式のような共振条件によって, 大電力を高効率で電力伝送することが可能である。

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = 0, \quad \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = 0 \quad (1)$$

しかし, 自己インダクタンス L_1, L_2 の増加によって共振ずれが生じ, (1) 式が不成立になると, 伝送電力の減少⁽³⁾や効率の低下⁽⁴⁾の原因となる。そのため, 共振ずれの補正を行う必要がある。

共振がずれた場合, 共振に戻す方法は 2 つある。1 つ目は, コイルの自己インダクタンス L_1, L_2 を変化させ, 共振に近づける方法, 2 つ目は共振コンデンサ C_1, C_2 の値を変化させ, 共振に近づける方法である。1 つ目の方法は自己インダクタンス L_1, L_2 を変化させる過程で, 結合係数 k などのパラメータも変化することに対し, 2 つ目の方法では共振コンデンサのキャパシタンスのみを変化させることでの共振ずれ

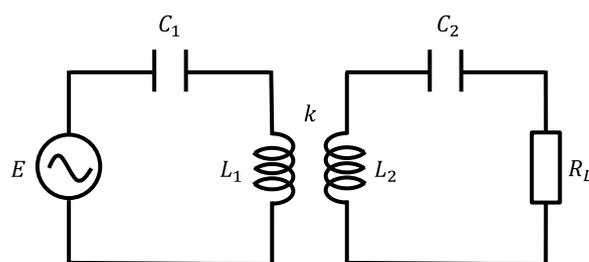


図 1 磁界共振結合方式の S-S 回路

Fig. 1. S-S circuit with magnetic field resonance coupling

の補正を行うことが可能である。このことから本稿では、共振コンデンサのキャパシタンスを変化させ共振補正を行う。

S-S回路において、受電側の共振ずれを補正するために受電側のコンデンサの値を変化させると、送電側の電流値が変化する問題がある。先行研究⁽⁶⁾では、この問題を解決するため受電側に通信で送電側の電流値を通信していた。しかし、本稿ではこの問題を解決するためにまず、電源に定電流源を用いることを提案する。

まず、電源の角周波数 ω に対し回路送電側、受電側の共振角周波数はそれぞれ ω_1 、 ω_2 は(2)式のように表される。

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2)$$

共振ずれ係数として、 λ_1, λ_2 をそれぞれ(3)、(4)式のように定義する。

$$\lambda_1 = (\omega^2 L_1 C_1 - 1) = \left(\frac{\omega}{\omega_1}\right)^2 - 1 \quad (3)$$

$$\lambda_2 = (\omega^2 L_2 C_2 - 1) = \left(\frac{\omega}{\omega_2}\right)^2 - 1 \quad (4)$$

本稿では、共振コンデンサで共振ずれの補正を行うため共振となるキャパシタンスとのずれを λ_1, λ_2 を用いて(5)、(6)式のように表す。

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} = \frac{\lambda_1}{\omega C_1} \quad (5)$$

$$\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} = \frac{\lambda_2}{\omega C_2} \quad (6)$$

$\lambda_1, \lambda_2 = 0$ の時(5)式の左辺が0となる。これは、共振条件が成立することを意味する。

相互インダクタンスを M と置くと定電圧源を用いた時の出力電力の式 P_{outCV} は(7)式のように、定電流源を用いた時の出力電力の式 P_{outCC} は(8)式のように表される。

$$P_{outCV} = \frac{\omega^2 M^2 R_L V_1^2}{\left\{r_1(r_2 + R_L) - \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\omega^2 C_1 C_2} + \omega^2 M^2\right\}^2 + \left\{(r_2 + R_L) \left(\frac{\lambda_1}{\omega C_1}\right)^2 + r_1 \left(\frac{\lambda_2}{\omega C_2}\right)^2\right\}^2} \quad (7)$$

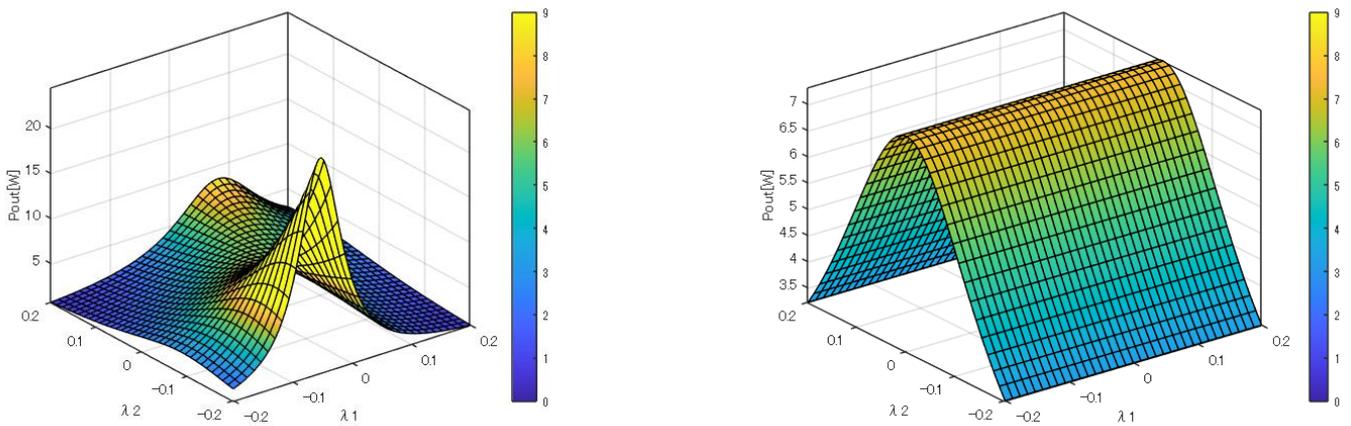
$$P_{outCC} = \frac{\omega^2 M^2 R_L}{(r_2 + R_L)^2 + \left(\frac{\lambda_2}{\omega C_2}\right)^2} I_1^2 \quad (8)$$

図2(a)として λ_1, λ_2 と P_{outCV} の分布について、図2(b)として λ_1, λ_2 と P_{outCC} の分布について示す。図2(a)、(b)を比較すると、 P_{outCC} は λ_1 の軸と平行になっているため、送電側の共振ずれによらないことがわかる。また、 P_{outCC} は受電側の共振ずれに対しては、 $\lambda_2 = 0$ の時、つまり受電側が共振の時に最大電力となっている。このことから、 C_2 を変化させ最大電力を追従することで共振ずれ補正が可能である。また、最大電力になることは、受電側の回路に流れる電流 I_2 が最大になることである。出力電力を見るためには電圧と電流の2個のセンサが必要であるが、電流 I_2 は1個のセンサで対応できる。センサの個数の低減の観点から、本稿では受電側の共振ずれ補正によって、電流 I_2 が最大になる点での制御を行う。

図3より、受電側の等価回路について、受電側の回路に流れる電流 I_2 の式は(9)式のように表される。

$$I_2 = \frac{\omega M}{\sqrt{(r_2 + R_L)^2 + \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}\right)^2}} I_1 \quad (9)$$

(9)式より、受電側の共振時に I_2 が最大になることがわかる。このことから、受電側の共振を補正するために I_2 が最大になるように制御を行う。



(a)定電圧源 S-S 回路

(b)定電流源 S-S 回路

図2 定電圧源と定電流源を用いた時の出力電力の分布

Fig. 2. Distribution of output power when using a constant voltage source and a constant current source

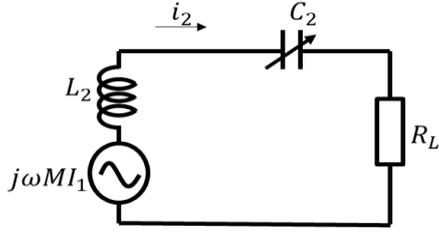


図3 受電側の等価回路

Fig. 3. Equivalent circuit of the power receiving side

〈2・2〉LCC-S回路の利用による出力電力安定化 前節で、定電流源を用いた共振補正法について述べた。しかし、定電流を出力する電源は電流の制御が複雑であるため普及していない。そのため、出力に定電流特性を持たせることの検討として次に、定電圧源とジャイレータ特性を組み合わせることを提案する。

ジャイレータ特性は、定電圧特性を定電流特性に、定電流特性を定電圧特性に変換する特性のことを指す。本稿では、図4に示すジャイレータ回路について定電圧入力をした際に出力される電流に注目する。

図4の回路の入力インピーダンス Z_{in} は次式(10)のように表される。

$$Z_{in} = \frac{(\omega L_0)^2}{Z_L} \quad (10)$$

よって、図4の入力電流 i_{in} は次式(11)のようになる。

$$i_{in} = \frac{Z_L}{(\omega L_0)^2} E \quad (11)$$

電流の分流より、 i_1 は次式(12)のように求められる。

$$i_1 = -\frac{j\omega L_0}{Z_L} i_{in} = \frac{E}{j\omega L_0} \quad (12)$$

(12)式には、負荷 Z_L が含まれていない。このことから、図4の回路は出力された電流 i_1 が、負荷 Z_L によらず一定であることわかる。

本稿では、図4のジャイレータ特性を持つ回路を、図5ジャイレータ回路とS-S回路の融合のように、図1の定電圧源とS-S回路の間に挿入することで、送電コイルに流れる電流を一定にした。図6に示すこの回路は、LCC-S回路と呼ばれる。

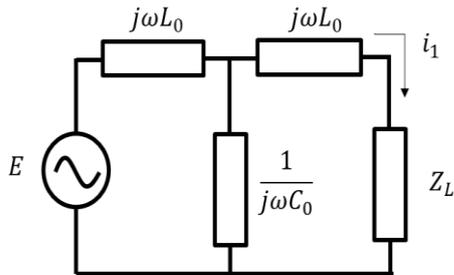


図4 ジャイレータ特性を持つ回路

Fig. 4. gyrator characteristics Circuits

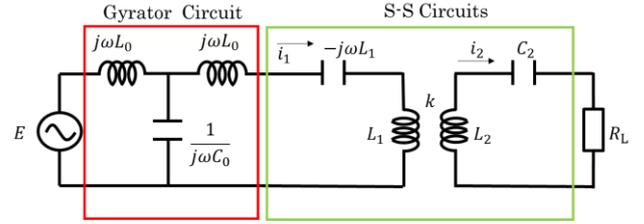


図5 ジャイレータ回路とS-S回路の融合

Fig. 5. Integration of gyrator and S-S circuits

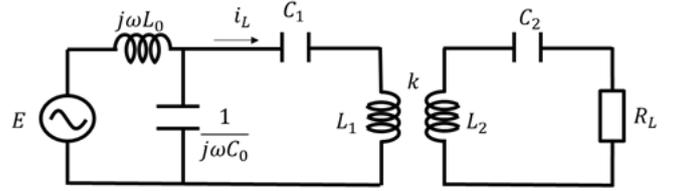


図6 LCC-S回路

Fig. 6. LCC-S circuits

以上のことから、LCC-S回路を用いることで送電側の共振ずれに強くロバストであると考えられる。それに加え、受電側の共振補正を行い、電流 I_2 が最大になるように制御することが可能であると言える。

3. LCC-S回路の有用性の検証

〈3・1〉数値解析と実験の条件 前章で、LCC-S回路を用いることで送電側の共振ずれに対しロバストで、通信を用いることなく受電側のみでの共振補正が可能であることを述べた。本章では、理論の妥当性を数値解析と実測によって検証した。図6のLCC-S回路における受電側の消費電力 P_{out} は(13)式、負荷の電流 I_2 は(14)式のように表される。(13)(14)式をもとにした数値解析と実験によって得られたデータを比較することで、LCC-S回路の有用性を検証した。数値解析および実測のパラメータを表1に示す。実験は図7のように行い、送電側コンデンサ C_1 および、受電側の共振コンデンサ C_2 の値を表2のように変化させた。

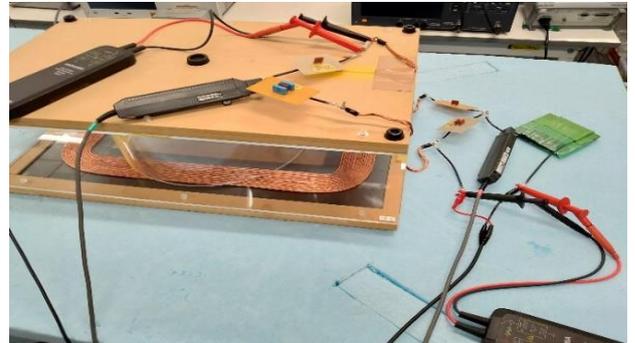


図7 実験風景

Fig. 7. Experimental view

$$P_{out} = \frac{\frac{M^2}{C_0^2 r_0^2} R_L}{\left\{ \left(r_1 + \frac{1}{\omega^2 C_0^2} \right) (r_2 + R_L) + \omega^2 M^2 - \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_0} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right\}^2 + \left\{ (r_2 + R_L) \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_0} \right) + \left(r_1 + \frac{1}{\omega^2 C_0^2} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right\}^2} E^2$$

$$= \frac{\frac{M^2}{C_0^2 r_0^2} R_L}{\left\{ \left(r_1 + \frac{1}{\omega^2 C_0^2} \right) (r_2 + R_L) + \omega^2 M^2 - \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\omega^2 C_1 C_2} \right\}^2 + \left\{ (r_2 + R_L) \frac{\lambda_1}{\omega C_1} + \left(r_1 + \frac{1}{\omega^2 C_0^2} \right) \frac{\lambda_2}{\omega C_2} \right\}^2} E^2 \quad (13)$$

$$I_2 = \frac{\frac{M}{C_0 r_0}}{\sqrt{\left\{ \left(r_1 + \frac{1}{\omega^2 C_0^2} \right) (r_2 + R_L) + \omega^2 M^2 - \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_0} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right\}^2 + \left\{ (r_2 + R_L) \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_0} \right) + \left(r_1 + \frac{1}{\omega^2 C_0^2} \right) \left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right\}^2}} E$$

$$= \frac{\frac{M}{C_0 r_0}}{\sqrt{\left\{ \left(r_1 + \frac{1}{\omega^2 C_0^2} \right) (r_2 + R_L) + \omega^2 M^2 - \frac{\lambda_1 \lambda_2}{\omega^2 C_1 C_2} \right\}^2 + \left\{ (r_2 + R_L) \frac{\lambda_1}{\omega C_1} + \left(r_1 + \frac{1}{\omega^2 C_0^2} \right) \frac{\lambda_2}{\omega C_2} \right\}^2}} E \quad (14)$$

〈3・2〉 LCC-S 回路と S-S 回路の比較 まず、受電側が共振時に、図 1 と図 6 の送電側の共振コンデンサ C_1 を変化させ、(3)式により共振ずれ係数 λ_1, λ_2 を変化させた時の負荷 R_L に流れる電流の変化を図 8 に、出力電力の変化を図 9 に示す。

図 8, 9 はピンクの縦線がそれぞれ S-S 回路, LCC-S 回路の共振するコンデンサの値を示している。図 8 より、送電側の共振ずれ係数 λ_1 によって、S-S 回路では電流が 60 % 程度変化するのに対し、LCC-S 回路では電流に変化がない。また、図 9 より S-S 回路では R_L で消費する電力が送電側の共振ずれ係数 λ_1 によって 80 % 程度変化するのに対し、LCC-S 回路では数値解析、実験とともに負荷 R_L が消費する電力の変化はほぼ 0 % である。このことより、LCC を送電側に用いることで、出力電力を安定化させるための共振ずれ補正を行う必要がないことがわかった。また、LCC-S 回路の出力電流、出力電力ともに数値解析と測定値は同じ挙動を示している。このことより、理論は正しいといえる。出力電力の誤差は、受電側回路の内部抵抗による損失に起因するものと考えられる。

表 1 数値解析および実験のパラメータ
Table 1. Parameters for calculation and experiments

電源電圧 E [V]	10
送電コイルインダクタンス L_1 [μ H]	209
送電コイル内部抵抗 r_1 [m Ω]	137
受電コイルインダクタンス L_2 [μ H]	209
受電コイル内部抵抗 r_2 [m Ω]	137
負荷抵抗 R_L [Ω]	197
結合係数 k	0.16
L フィルタインダクタンス L_0 [μ H]	53
L フィルタ内部抵抗 r_0 [m Ω]	154

表 2 共振コンデンサの値

Table 2. Resonant capacitor value

送電側コンデンサ C_1 [nF]	受電側コンデンサ C_2 [nF]
18.6	13.9
19.4	15.7
19.8	15.9
20.6	16.5
21.7	17.1
23.0	17.9
24.1	18.6
25.0	19.1
25.7	19.6
26.6	20.1

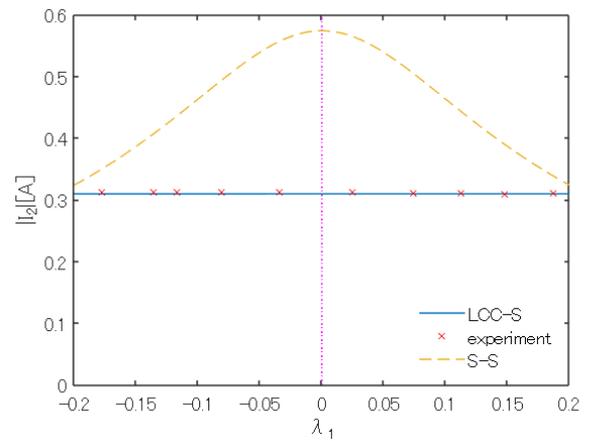


図 8 送電側共振ずれと出力電流 ($\lambda_2 = 0$)

Fig. 8. Transmission side resonance shift and output current ($\lambda_2 = 0$)

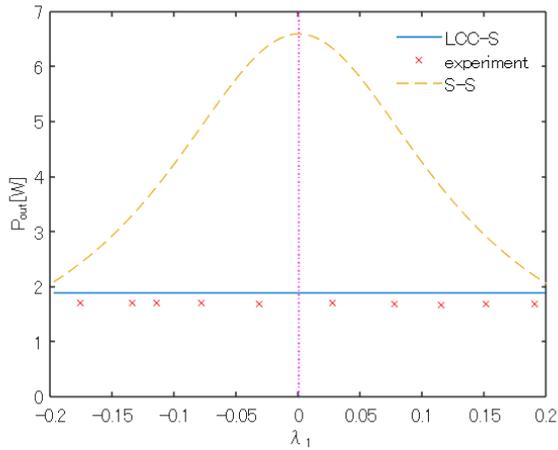


図 9 送電側共振ずれと出力電力($\lambda_2 = 0$)
Fig.9. Transmission side resonance shift and output power ($\lambda_2 = 0$)

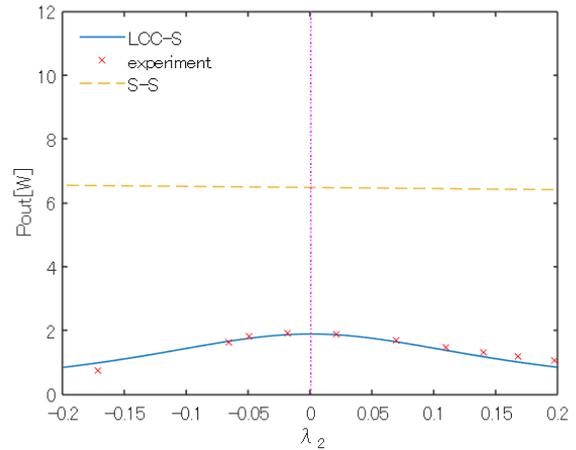


図 11 受電側共振ずれと出力電力($\lambda_1 = 0$)
Receiver side resonance shift and output power ($\lambda_1 = 0$)

次に、図 1 と図 6 の受電側のコンデンサ C_2 の値を変化させ、(4)式により受電側の共振ずれ係数 λ_2 を変化させたときの電流 I_2 の変化を図 10~13 に示す。

図 10,11 に S-S 回路と LCC-S 回路の送電側共振時 ($\lambda_1 = 0$) の出力電流と出力電力について表す。また、図 12,13 は S-S 回路と LCC-S 回路の送電側非共振時 ($\lambda_1 = 0.1$) の出力電流と出力電力の変化を示している。また、それぞれピンクの縦線が LCC-S 回路の受電側の共振点を表す。図 10,12 から S-S 回路は送電側が共振の有無によって電流 I_2 の挙動が変化した一方、LCC-S 回路は送電側の共振の有無によらず、電流 I_2 の挙動に変化がなかった。このことより、LCC-S 回路は送電側の共振条件の成立、不成立によらず、受電側の電流 I_2 が最大になるように制御することで受電側の共振補正が可能であることが検証により示された。また、受電側の共振ずれを補正することで出力電力を最大にすることができる。また、図 9~13 より LCC-S 回路の数値解析と測定値がほぼ一致していることから、理論が正しいことがわかる。

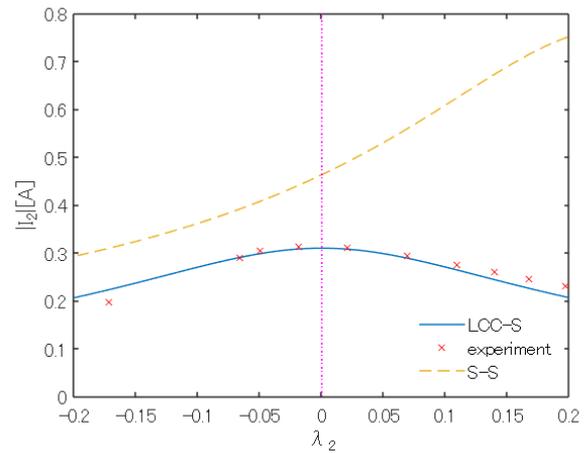


図 12 受電側共振ずれと出力電流($\lambda_1 = 0.1$)
Fig. 11. Receiver side resonance shift and output current ($\lambda_1 = 0.1$)

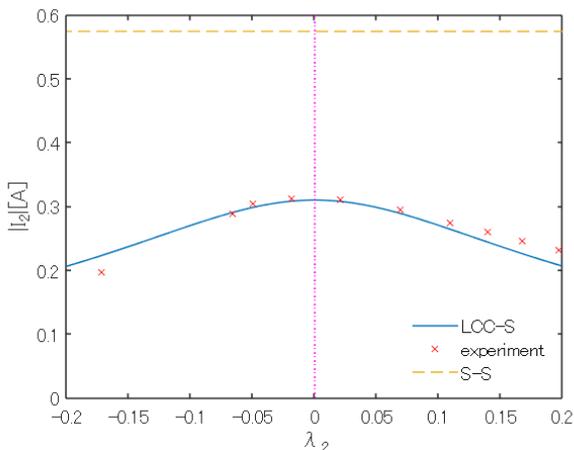


図 10 受電側共振ずれと出力電流($\lambda_1 = 0$)
Fig. 10. Receiver side resonance shift and output current ($\lambda_1 = 0$)

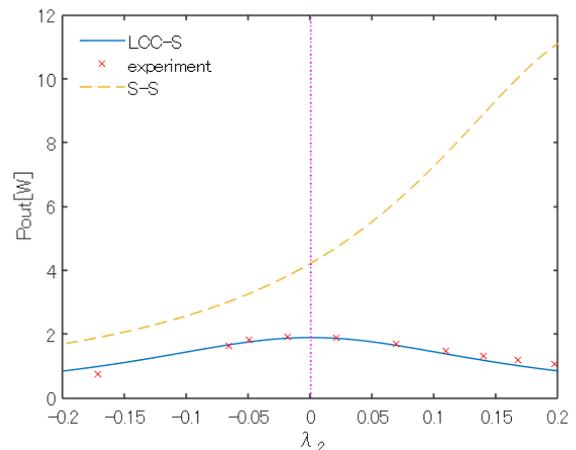


図 13 受電側共振ずれと出力電力($\lambda_1 = 0.1$)
Receiver side resonance shift and output power ($\lambda_1 = 0.1$)

4. 結論

本稿では、通信を用いずに受電側のみの共振ずれを補償することで出力電力の安定化を行う方法を提案した。回路構成を従来の S-S 回路から LCC-S 回路にすることで、受電側が共振時に、送電側の共振がずれた場合の出力電力の変動を、S-S 回路では 80 %程度あったのに対し、LCC-S 回路にすることでほぼ 0 %にした。また、受電側の共振は、出力電流の最大値を追従することで、通信を用いずに受電側のみの情報での補正を可能にした。その結果、受電側で出力電力を最大にでき、送電側の共振ずれに対し出力電力を安定化させることができた。

今後の課題として、本稿ではコンデンサの値を毎回手動で取替えていたが、今後、センサなどを用いて可変コンデンサを作成し、共振ずれ補正を行う制御を組むことがあげられる。

文 献

-
- (1) G. A. Covic and J. T. Boys, "Inductive Power Transfer," Proc. IEEE, 2013.
 - (2) TDK, "Mn-Zn 系フェライト材質特性," 2021.
 - (3) H. Weerasekara, K. Hata, T. Imura, Y. Hori, "Effect of Resonance Frequency Mismatch for Transmission Power in Wireless Power Transfer System," IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), 2019, pp. 1-4, 2019.
 - (4) H. Weerasekara, K. Hata, T. Imura, H. Fujimoto, Y. Hori, "Efficiency Maximization in Wireless Power Transfer Systems for Resonance Frequency Mismatch," IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), 2019, pp. 363-366, 2019.
 - (5) K. Hata, "Efficiency Maximization of Wireless Power Transfer Systems with Resonance Frequency Mismatch," EVTeC 2021 5th International Electric Vehicle Technology Conference 2021.
 - (6) W. Li, Q. Zhang, C. Cui and G. Wei, "A Self-Tuning S/S Compensation WPT System without Parameter Recognition," in IEEE Transactions on Industrial Electronics.