

中継コイルを用いた非接触給電システムの回路特性解析

学生員 小林 涼太* 非会員 太田 裕介 正員 金子 裕良 (埼玉大学)

The Circuit Characteristic Analysis of Wireless Power Transfer System Using a Repeater Coil

Ryota Kobayashi*, Student Member, Yusuke Ota, Student Non-Member,
Yasuyoshi Kaneko, Member (Saitama University)

In this study, analysis the equivalent circuit of wireless power transfer system using a repeater coil, we have proposed a power factor compensation method. Also, it was confirmed that the theoretical model of the transformer efficiency, consistent with the results of simulation.

キーワード：非接触給電システム, 中継コイル, 三巻線変圧器, 等価回路, 力率, 効率

Keywords: Efficiency, Equivalent circuit, Power factor, Repeater coil, Three coil transformer, Wireless power transfer system

1. はじめに

近年, 原油価格の高騰, 地球環境の保護の点から, プラグインハイブリッド自動車や電気自動車の普及が進んでいる。そのバッテリーの充電において, 現在はケーブルとコネクタにより車両に給電するコンダクティブ方式が主流であるが, コードレス化による利便性, 安全性, 保守性の向上から非接触給電方式が注目されている⁽¹⁾⁽²⁾。

伝送可能距離の拡大や伝送効率の向上のため, 非接触給電トランスの一次側, 二次側の間に中継コイルを設置した三巻線非接触給電トランスが提案されている⁽³⁾。このため, 中継コイルを含むトランス効率等の理論値などの解析は重要な課題となっており, S パラメータを用いた回路解析など提案されている⁽⁴⁾。本研究では, 稲垣らの示した手法を用いて⁽⁵⁾, 一次側コイル, 二次側コイル, 中継コイルの三つのコイルそれぞれの相互結合を考慮した等価回路を求め, 中継コイルを含んだ三巻線非接触給電システムの回路解析を行った。一般的な力率補償用のコンデンサ配置のもとでのトランス効率の理論式を導出し, 中継コイルがないシステムとの比較を行った。

2. 非接触給電システム

図 1, 2 に中継コイルを用いた非接触給電システムの構成を示す。それぞれ力率補償用のコンデンサ配置が異なり, 図 1 は一次直列二次直列方式(SS 方式)⁽⁶⁾, 図 2 は一次直列二次並列方式(SP 方式)⁽⁷⁾に中継コイルを挿入した回路で, 以降 SS 方式, SP 方式と呼称する。高周波電源にはフルブリッジインバータを使用し, トランスコアにはソフトフェライトを, 巻線にはリッツ線を用いる。

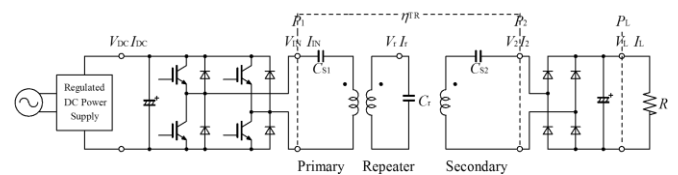


図 1 非接触給電システム(SS 方式)

Fig.1. Contactless power transfer system for SS topology

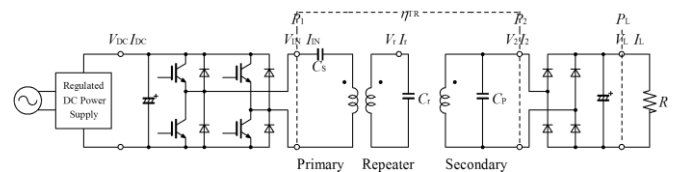


図 2 非接触給電システム(SP 方式)

Fig.2. Contactless power transfer system for SP topology

3. 等価回路の導出

3-1) 三巻線変圧器の等価回路

図 3 に示すような, 一次側コイルと二次側コイル, 一次側コイルと中継コイル, 中継コイルと二次側コイルの三つの相互結合を考慮した三巻線変圧器の等価回路を図 4 に示す⁽⁵⁾。ここで, コイルの巻線抵抗, 鉄損による電位降下は高周波において, リアクタンス成分によるものに比べて十分小さいので無視する。ここで, 一次側コイル, 二次側コイル, 中継コイルの自己インダクタンスをそれぞれ L_1 , L_2 , L_r とすると, 回路方程式は次式となる。

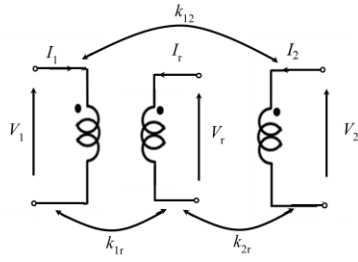


図3 三巻線変圧器
Fig.3. Three coil transformer

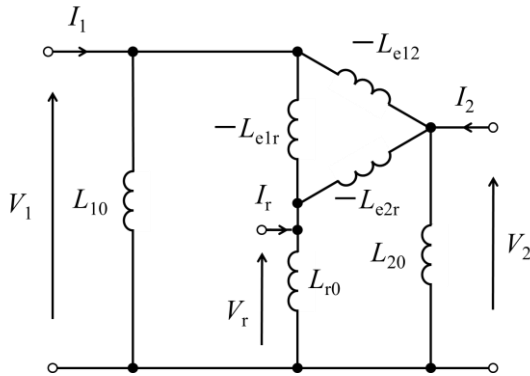


図4 三巻線変圧機の等価回路
Fig.4. Equivalent circuit of three coil transformer

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_1 & k_{12}\sqrt{L_1L_2} & k_{1r}\sqrt{L_1L_r} \\ k_{12}\sqrt{L_1L_2} & L_2 & k_{2r}\sqrt{L_2L_r} \\ k_{1r}\sqrt{L_1L_r} & k_{2r}\sqrt{L_2L_r} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_r \end{bmatrix} \dots\dots(1)$$

また、等価回路上の各パラメータは以下の式で与えられる。

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{L_{e11}} & \frac{1}{L_{e12}} & \frac{1}{L_{e1r}} \\ \frac{1}{L_{e12}} & \frac{1}{L_{e22}} & \frac{1}{L_{e2r}} \\ \frac{1}{L_{e1r}} & \frac{1}{L_{e2r}} & \frac{1}{L_{err}} \end{bmatrix} \equiv \begin{bmatrix} L_1 & k_{12}\sqrt{L_1L_2} & k_{1r}\sqrt{L_1L_r} \\ k_{12}\sqrt{L_1L_2} & L_2 & k_{2r}\sqrt{L_2L_r} \\ k_{1r}\sqrt{L_1L_r} & k_{2r}\sqrt{L_2L_r} & L_r \end{bmatrix}^{-1}$$

$$= \frac{1}{|\mathbf{L}|} \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1}(1-k_{2r}^2) & \frac{1}{\sqrt{L_1L_2}}(k_{1r}k_{2r}-k_{12}) & \frac{1}{\sqrt{L_1L_r}}(k_{12}k_{2r}-k_{1r}) \\ \frac{1}{\sqrt{L_1L_2}}(k_{1r}k_{2r}-k_{12}) & \frac{1}{L_2}(1-k_{1r}^2) & \frac{1}{\sqrt{L_2L_r}}(k_{12}k_{1r}-k_{2r}) \\ \frac{1}{\sqrt{L_1L_r}}(k_{12}k_{2r}-k_{1r}) & \frac{1}{\sqrt{L_2L_r}}(k_{12}k_{1r}-k_{2r}) & \frac{1}{L_r}(1-k_{12}^2) \end{bmatrix} \dots\dots(2)$$

$$|\mathbf{L}| = 1 + 2k_{12}k_{1r}k_{2r} - k_{12}^2 - k_{1r}^2 - k_{2r}^2 \dots\dots(3)$$

$$\frac{1}{L_{10}} \equiv \frac{1}{L_{e11}} + \frac{1}{L_{e12}} + \frac{1}{L_{e1r}} \dots\dots(4)$$

$$\frac{1}{L_{20}} \equiv \frac{1}{L_{e12}} + \frac{1}{L_{e22}} + \frac{1}{L_{e2r}} \dots\dots(5)$$

$$\frac{1}{L_{r0}} \equiv \frac{1}{L_{e1r}} + \frac{1}{L_{e2r}} + \frac{1}{L_{err}} \dots\dots(6)$$

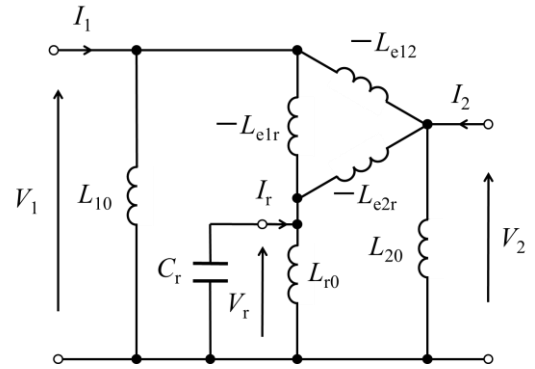


図5 中継コイル用コンデンサ Crの追加
Fig.5. Add capacitor Cr for repeater coil

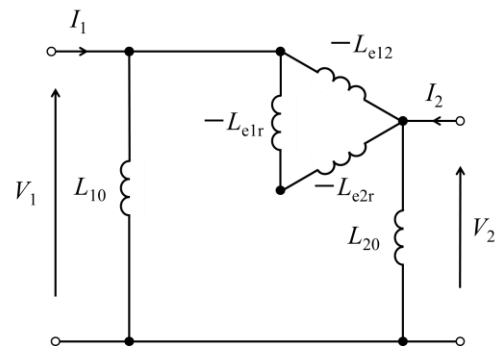


図6 並列共振回路部分の開放除去
Fig.6. Delete the part of parallel resonance circuit

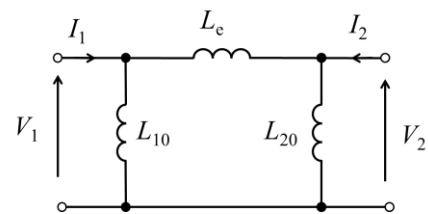


図7 π型等価回路
Fig.7. π form equivalent circuit

〈3・2〉中継コイル用コンデンサによる等価回路の簡単化

図5に示すように、中継コイルにコンデンサ Crを接続した場合の等価回路を考える。Crは条件により様々な値が考えられる。今回は、回路解析と力率補償を容易にするため、以下の様な値の決定方法を提案する。

$$\omega L_{r0} = \frac{1}{\omega C_r} \dots\dots(7)$$

(7)式を用いて Cr と Lr0 を共振させる。これにより、Lr0, Cr の LC 並列共振回路部分は高インピーダンスとなり開放と見なせるため、図6に示す等価回路となる。

さらに、リアクタンスの Δ 結線部分を以下の式で Le とまとめることで、図7に示すπ型等価回路となる。

$$L_e \equiv -\frac{L_{e12}(L_{e1r} + L_{e2r})}{L_{e12} + L_{e1r} + L_{e2r}} \dots\dots(8)$$

さらに、Δ-Y 変換を施すことで、図8のT型等価回路を得る。これを二巻線トランスのT型等価回路と比較し、等

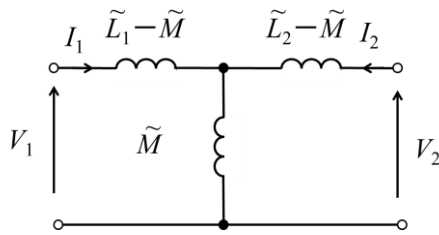


図 8 T 型等価回路

Fig.8. T form equivalent circuit

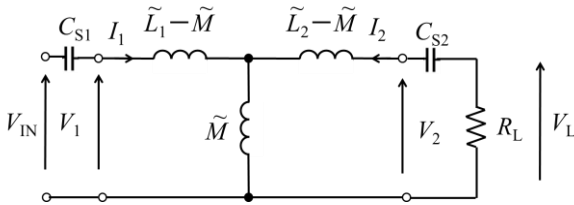


図 9 SS 方式の T 型等価回路

Fig.9. T form equivalent circuit of SS topology

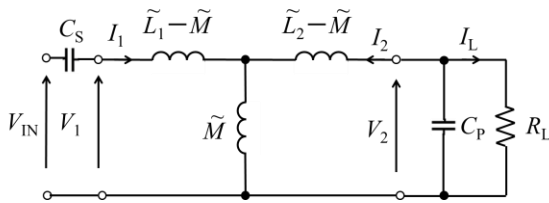


図 10 SP 方式の T 型等価回路

Fig.10. T form equivalent circuit of SP topology

価的な自己インダクタンス，相互インダクタンスを $\tilde{L}_1, \tilde{L}_2, \tilde{M}$ と定義する。これにより，三巻線トランスを二巻線トランスと同様に解析できる。

ここで， $\tilde{L}_1, \tilde{L}_2, \tilde{M}$ はそれぞれ以下の式で与えられる。

$$\tilde{L}_1 \equiv \frac{L_{10}(L_{20} + L_e)}{L_{10} + L_{20} + L_e} \dots\dots\dots(9)$$

$$\tilde{L}_2 \equiv \frac{L_{20}(L_{10} + L_e)}{L_{10} + L_{20} + L_e} \dots\dots\dots(10)$$

$$\tilde{M} \equiv \frac{L_{10}L_{20}}{L_{10} + L_{20} + L_e} \dots\dots\dots(11)$$

また，等価的な結合係数 \tilde{k} を以下の式で定義する。

$$\tilde{k} \equiv \frac{\tilde{M}}{\sqrt{\tilde{L}_1\tilde{L}_2}} = \sqrt{\frac{L_{10}L_{20}}{(L_{10} + L_e)(L_{20} + L_e)}} \dots\dots\dots(12)$$

以上の三巻線変圧器の等価回路を用いることにより，図 1, 2 の SS 方式，SP 方式における中継コイルを用いた非接触給電システムの等価回路はそれぞれ図 9, 10 の等価回路で表すことができる。

4. 各部の電流と入力インピーダンス

〈4・1〉 SS 方式 SS 方式において入力力率を 1 とするため力率補償コンデンサ C_{S1}, C_{S2} の値を以下の式で決定する⁽⁸⁾。

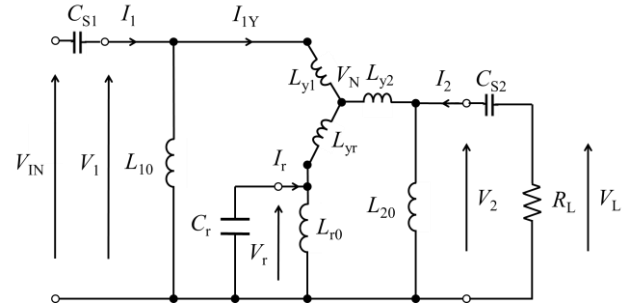


図 11 SS 方式の等価回路

Fig.11. Equivalent circuit of SS topology

$$C_{S1} = \frac{1}{\omega^2 \tilde{L}_1}, C_{S2} = \frac{1}{\omega^2 \tilde{L}_2} \dots\dots\dots(13)$$

図 9 の SS 方式の等価回路における抵抗負荷を流れる電流 I_2 の大きさは以下の式で表される。

$$|I_2| = \frac{\omega \tilde{M}}{R_L} |I_1| \dots\dots\dots(14)$$

また，入力インピーダンス Z_{IN} は以下の式となる。

$$Z_{IN} = \frac{\omega^2 \tilde{M}^2}{R_L} \dots\dots\dots(15)$$

〈4・2〉 SP 方式 SP 方式において入力力率を 1 とするため力率補償コンデンサ C_S, C_P の値を以下の式で決定する⁽⁸⁾。

$$C_S = \frac{1}{\omega^2 \tilde{L}_1(1 - \tilde{k}^2)}, C_P = \frac{1}{\omega^2 \tilde{L}_2} \dots\dots\dots(16)$$

図 10 の SP 方式の等価回路における抵抗負荷を流れる電流 I_L と二次側の電流 I_2 の大きさは以下の式で表される⁽⁶⁾。

$$|I_L| = \frac{\tilde{M}}{\tilde{L}_2} |I_1| \dots\dots\dots(17)$$

$$|I_2| = \sqrt{1 + \left(\frac{R_L}{\omega \tilde{L}_2}\right)^2} |I_L| \dots\dots\dots(18)$$

また，入力インピーダンス Z_{IN} は以下の式となる。

$$Z_{IN} = \frac{\tilde{M}^2}{\tilde{L}_2^2} R_L \dots\dots\dots(19)$$

〈4・3〉 中継コイルを流れる電流 図 5 で示した三巻線変圧器の等価回路に SS 方式を適用した場合の等価回路を図 11 に示す。これを用いて，中継コイルに流れる電流を求め。ここで，図 5 の Δ 結線部分は以下の式により Y 結線に変換されている。

$$L_{y1} \equiv -\frac{L_{e12}L_{e1r}}{L_{e12} + L_{e1r} + L_{e2r}} \dots\dots\dots(20)$$

$$L_{y2} \equiv -\frac{L_{e12}L_{e2r}}{L_{e12} + L_{e1r} + L_{e2r}} \dots\dots\dots(21)$$

$$L_{yr} \equiv -\frac{L_{e1r}L_{e2r}}{L_{e12} + L_{e1r} + L_{e2r}} \dots\dots\dots(22)$$

図 11 より、各部電圧電流 V_{IN} , V_1 , I_1 , I_{1Y} の関係は次式で与えられる。

$$I_{1Y} = I_1 - \frac{V_1}{j\omega L_{10}} \dots\dots\dots(23)$$

$$V_1 = V_{IN} - \frac{I_1}{j\omega C_S} \dots\dots\dots(24)$$

$$V_N = V_1 - j\omega L_{y1} I_{1Y} \dots\dots\dots(25)$$

以上の三式より、電圧 V_N について次式が得られる。

$$V_N = V_{IN} - \frac{I_1}{j\omega C_S} - j\omega L_{y1} \left\{ I_1 - \frac{1}{j\omega L_{10}} \left(V_{IN} - \frac{I_1}{j\omega C_S} \right) \right\}$$

$$= I_1 \left[\left(1 + \frac{L_{y1}}{L_{10}} \right) Z_{IN} + j \left\{ \frac{1}{\omega C_S} \left(1 + \frac{L_{y1}}{L_{10}} \right) - \omega L_{y1} \right\} \right] \dots\dots(26)$$

よって、電圧 V_N の大きさは

$$|V_N| = \sqrt{\left(1 + \frac{L_{y1}}{L_{10}} \right)^2 Z_{IN}^2 + \left\{ \frac{1}{\omega C_S} \left(1 + \frac{L_{y1}}{L_{10}} \right) - \omega L_{y1} \right\}^2} |I_1| \dots\dots(27)$$

また、並列共振回路の部分は高インピーダンスとなるため、次の関係が成り立つ。

$$\frac{1}{\omega C_S} - \frac{1}{\omega L_{10}} \gg \omega L_{y1} \dots\dots\dots(28)$$

これにより、中継コイルを流れる電流 I_r の大きさは以下の式となる。

$$|I_r| = \frac{|V_N|}{\omega L_{r0}} \dots\dots\dots(29)$$

これに(27)式の V_N を代入すれば中継コイルに流れる電流 I_r の大きさは以下の式で表される。

$$|I_r| = \frac{1}{\omega L_{r0}} \sqrt{\left(1 + \frac{L_{y1}}{L_{10}} \right)^2 Z_{IN}^2 + \left\{ \frac{1}{\omega C_S} \left(1 + \frac{L_{y1}}{L_{10}} \right) - \omega L_{y1} \right\}^2} |I_1| \dots\dots(30)$$

(30)式において、式中に二次側のコンデンサ C_{S2} および C_P が用いられていないため、入力インピーダンス Z_{IN} 、一次側コンデンサ C_S の値を代入することで SS 方式、SP 方式の双方に適用することができる。

5. トランス効率の導出

〈5・1〉 SS 方式のトランス効率 図 9 の等価回路で示される SS 方式におけるトランス効率の理論値を導出する。トランス効率 η_{TR} は以下の式で表される。ここで r_1 , r_2 , r_r はそれぞれ一次側コイル、二次側コイル、中継コイルにおける巻線抵抗である。

$$\eta_{TR_SS} = \frac{R_L I_2^2}{R_L I_2^2 + r_1 I_1^2 + r_2 I_2^2 + r_r I_r^2} \dots\dots\dots(31)$$

式(13), (14), (15), (30)を代入すると、 η_{TR} は次式に書き換えられる。

$$\eta_{TR_SS} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega^2 \tilde{M}^2} (r_1 + \alpha r_r) R_L + (r_2 + \beta r_r) \frac{1}{R_L}} \dots\dots(32)$$

ここで、 α , β は以下のように定義した。

$$\alpha = \frac{1}{L_r \omega^2} \left\{ \tilde{L}_1 \left(1 + \frac{L_{y1}}{L_{10}} \right) - L_{y1} \right\}^2 \dots\dots\dots(33)$$

$$\beta = \frac{\tilde{M}^2}{L_{r0}^2} \left(1 + \frac{L_{y1}}{L_{10}} \right)^2 \dots\dots\dots(34)$$

(32)式により、最大効率 η_{max} とそのときの負荷抵抗値 R_{Lmax} は以下の式で示される。

$$\eta_{max_SS} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\omega \tilde{M}} \sqrt{(r_1 + \alpha r_r)(r_2 + \beta r_r)}} \dots\dots\dots(35)$$

$$R_{Lmax_SS} = \omega \tilde{M} \sqrt{\frac{r_2 + \beta r_r}{r_1 + \alpha r_r}} \dots\dots\dots(36)$$

最大効率 η_{max} とそのときの負荷抵抗値 R_{Lmax} は、結合係数 k とコイルの性能 Q を用いて表すことができる⁹⁾。式(12)で定義した等価的な結合係数 \tilde{k} と、以下の式で定義する等価的なコイルの性能 \tilde{Q} を用いると、 η_{max} と R_{Lmax} は以下の式で表すことができる。

$$\tilde{Q}_1 \equiv \frac{\omega \tilde{L}_1}{r_1 + \alpha r_r}, \quad \tilde{Q}_2 \equiv \frac{\omega \tilde{L}_2}{r_2 + \beta r_r} \dots\dots\dots(37)$$

$$\eta_{max_SS} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\tilde{k} \sqrt{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2}}} \dots\dots\dots(38)$$

$$R_{Lmax_SS} = \tilde{k} (r_2 + \beta r_r) \sqrt{\tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2} \dots\dots\dots(39)$$

以上により、従来の二巻線トランスの SS 方式の場合と同様の傾向を得ることができた。

〈5・2〉 SP 方式のトランス効率 図 10 の等価回路で示される SP 方式におけるトランス効率の理論値を導出する。SS 方式の場合と同様にトランス効率 η_{TR} は以下の式で表される。

$$\eta_{TR_SP} = \frac{R_L I_L^2}{R_L I_L^2 + r_1 I_1^2 + r_2 I_2^2 + r_r I_r^2} \dots\dots\dots(40)$$

式(16), (17), (18), (19), (27)を代入すると、 η_{TR} は次式に書き換えられる。

$$\eta_{TR_SP} = \frac{1}{1 + \frac{1}{\omega^2 \tilde{L}_2^2} (r_2 + \mu r_r) R_L + \left(r_2 + \frac{\tilde{L}_2^2}{\tilde{M}^2} (r_1 + \nu r_r) \right) \frac{1}{R_L}} \dots\dots(41)$$

ここで、 μ , ν は以下のように定義した。

$$\mu = \frac{\tilde{M}^2}{Lr0^2} \left(1 + \frac{L_{y1}}{L_{10}} \right)^2 \dots\dots\dots (42)$$

$$\nu = \frac{1}{Lr0^2} \left\{ \tilde{L}_1 \left(1 - \tilde{k}^2 \right) \left(1 + \frac{L_{y1}}{L_{10}} \right) - L_{y1} \right\}^2 \dots\dots\dots (43)$$

(41)式により、最大効率 η_{max} とそのときの抵抗負荷 R_{Lmax} の値は以下の式で示される。

$$\eta_{max_SP} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\omega \tilde{L}_2} \sqrt{(r_2 + \mu r_r)^2 + \frac{\tilde{L}_2^2}{\tilde{M}^2} \left[r_1 + \left(\nu - \frac{\tilde{M}^2}{\tilde{L}_2^2} \mu \right) r_r \right] (r_2 + \mu r_r)}} \dots\dots\dots (44)$$

$$R_{Lmax_SP} = \omega \tilde{L}_2 \sqrt{1 + \frac{\tilde{L}_2^2}{\tilde{M}^2} \frac{1}{r_2 + \mu r_r} \left\{ r_1 + \left(\nu - \frac{\tilde{M}^2}{\tilde{L}_2^2} \mu \right) r_r \right\}} \dots\dots\dots (45)$$

SS 方式と同様に \tilde{k} 、 \tilde{Q} を用いて η_{max} 、 R_{Lmax} を以下の式で表すことができる。

$$\tilde{Q}_1 \equiv \frac{\omega \tilde{L}_1}{r_1 + \left(\nu - \frac{\tilde{M}^2}{\tilde{L}_2^2} \mu \right) r_r}, \quad \tilde{Q}_2 \equiv \frac{\omega \tilde{L}_2}{r_2 + \mu r_r} \dots\dots\dots (46)$$

$$\eta_{max_SP} = \frac{1}{1 + 2 \sqrt{\frac{1}{\tilde{Q}_2^2} + \frac{1}{\tilde{k}^2 \tilde{Q}_1 \tilde{Q}_2}}} \dots\dots\dots (47)$$

$$R_{Lmax_SP} = (r_2 + \mu r_r) \tilde{Q}_2 \sqrt{1 + \frac{\tilde{Q}_2}{\tilde{k}^2 \tilde{Q}_1}} \dots\dots\dots (48)$$

こちら、従来の二巻線トランスの SP 方式の場合と同様の傾向を得ることができた。

〈5・3〉 実際のトランス効率 表 1 に示すトランス定数を持つ、1 次側 2 次側のコイル間にギャップが存在するソフトフェライトコア円形コイルトランスを用いて⁽¹⁰⁾、SS 方式、SP 方式それぞれにおける各コンデンサの値および最大効率とそのときの負荷抵抗値を(7)、(13)、(35)、(36)式および(7)、(16)、(44)、(45)式により算出した。なお、1 次側 2 次側トランス間のギャップは 37mm とし、その間に厚さ 10mm の中継コイルを 1 次側コイルから 21mm の距離に挿入し、中継コイルを挿入しない従来の二巻線非接触給電方式との比較を行った。SS 方式、SP 方式の計算値をそれぞれ表 2、3、また、トランス効率の負荷変動特性の理論値のグラフを図 12、13 に示す。今回の定数において、表 2、3 より、SP 方式においては中継コイルを挿入することにより最大効率が上昇していることから、中継コイルの巻線抵抗値が小さい場合は効率の上昇が見込まれる。また、いずれの方式も最大効率時の負荷抵抗値が変化している。また図 12 より、SS 方式では中継コイルを用いていない場合に比べて負荷抵抗値による効率の変動が小さくなっていることがわかる。

表 1 トランス定数

Table 1. Parameters of transformer

f_0 [kHz]	85
L_1 [μ H]	106.3
L_2 [μ H]	15.13
L_r [μ H]	6.964
k_{12}	0.139
k_{1r}	0.265
k_{2r}	0.596
r_1 [m Ω]	246
r_2 [m Ω]	38.3
r_r [m Ω]	12.6

表 2 SS 方式の計算値

Table 2. Calculated value in SS topology

	中継コイル有り	中継コイル無し
C_{S1} [μ F]	0.0176	0.0330
C_{S2} [μ F]	0.0425	0.2317
C_r [μ F]	0.4662	-
η_{max} [%]	92.2	93.9
R_{Lmax} [Ω]	36.9	1.17

表 3 SP 方式の計算値

Table 3. Calculated value in SP topology

	中継コイル有り	中継コイル無し
C_S [μ F]	0.0313	0.0337
C_P [μ F]	0.0425	0.2317
C_r [μ F]	0.4661	-
η_{max} [%]	97.0	93.8
R_{Lmax} [Ω]	19.4	56.4

6. シミュレーション

上で示した各式の妥当性を確認するため、回路シミュレーションソフト PSIM を用いて、中継コイルを用いた三巻線非接触給電回路の給電シミュレーションを行った。その時の条件およびトランス定数は表 1~3 の値を用いた。また、今回は解析を容易とするため、入力 V_{IN} は振幅 100V の正弦波とし、負荷には整流器を用いず抵抗負荷 R の場合を考えた。

〈6・1〉 入力力率 図 9、10 の等価回路で示される SS 方式、SP 方式における入力電流電圧波形をそれぞれ図 14、15 に示す。このとき、 $R=10\Omega$ とした。SS 方式、SP 方式における入力力率はそれぞれ 0.979、0.994 となり、ほぼ 1 となったことで力率補償コンデンサの値の決定に用いる(13)、(16)式の妥当性を確認することができた。

〈6・2〉 トランス効率 図 12、13 のトランス効率の負荷変動特性の理論値のグラフ上に、PSIM シミュレーションにおけるトランス効率をプロットした。図より、理論値とシ

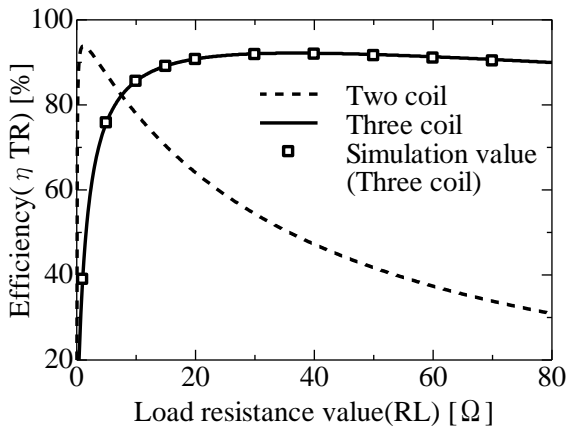


図 12 SS 方式の給電効率

Fig.12. Electric feeding efficiency in SS topology

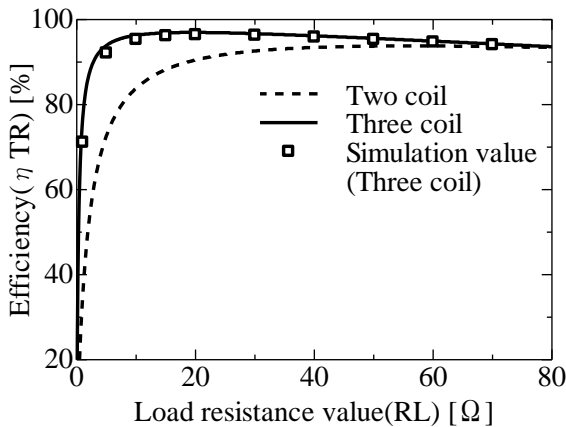


図 13 SP 方式の給電効率

Fig.13. Electric feeding efficiency in SP topology

ミュレーション値がほぼ一致していることが分かる。これにより、トランス効率の式(35), (44)の妥当性が確認できた。

7. むすび

中継コイルを用いた三巻線非接触給電トランスの等価回路を示し、力率補償コンデンサの決定方法を提案した。また、そのときのトランス効率の理論式を導出し、シミュレーションの結果と一致することを確認した。今回のトランス定数において、1次側2次側コイル間に中継コイルを挿入すると SP 方式においては最大効率が上昇し、SS 方式においてはトランス効率の負荷変動特性が改善されることを示した。定数により特性は変化してしまうため、今後、中継コイルの利点の見られる定数を考慮し、実用的なトランスに適用可能であるか検討していきたい。

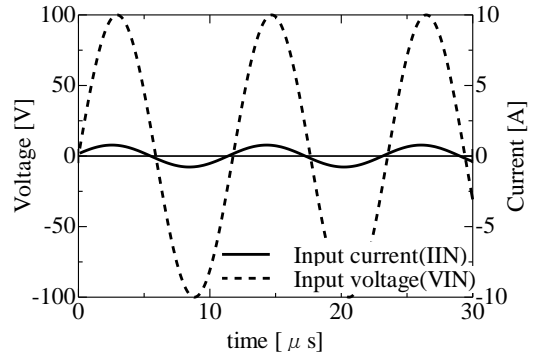


図 14 SS 方式の入力電圧電流波形

Fig.14. Input voltage/current waveforms in SS topology

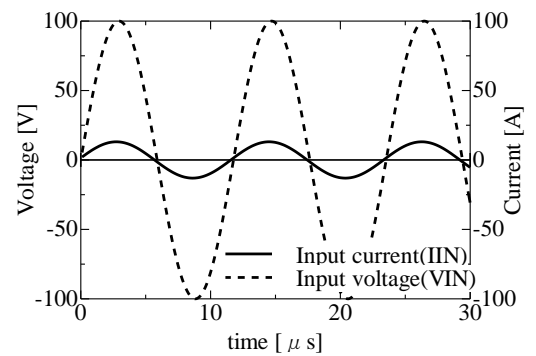


図 15 SP 方式の入力電圧電流波形

Fig. 15. Input voltage/current waveforms in SP topology

文 献

- (1) M. Budhia, G. A. Covic, and J. T. Boys, "A new IPT magnetic coupler forelectric vehicle charging systems," IEEE IECON 2010, pp. 2481-2486, (2010)
- (2) 阿部茂, 金子裕良, "非接触給電技術", 電気学会誌, Vol.128, No.12, pp.796-799, (2008)
- (3) 藤清高他, "AGV 適用可能な非接触給電装置の結合係数 Maxwell-3D 解析", 平成 26 年電気学会産業応用部門大会, pp. I-375, I-376, (2014)
- (4) 居村岳広, "磁界共振結合のワイヤレス電力伝送における中継アンテナの等価回路化", 電気学会論文誌 D, 産業応用部門誌, Vol.131, No.12, pp.1373-1382, (2011)
- (5) 稲垣恵造, "多巻線変圧器の定常時および励磁突入時の特性とその等価回路", IEEJ Trans. PE, Vol.123, No.6, pp.742-748, (2003)
- (6) 長塚裕一, 江原夏樹, 金子裕良, 阿部茂, "一次直列二次直列共振コンデンサを用いた非接触給電の給電効率", 電気学会産業応用部門大会講演論文集, 2-27, (2009)
- (7) 藤田敏博, 金子裕良, 阿部茂, "直列および並列共振コンデンサを用いた非接触給電システム", 電気学会論文誌 D, 産業応用部門誌, Vol.127, No.2, pp.174-180, (2007)
- (8) 仲達崇一郎, 金子裕良, 阿部茂, "電気自動車用非接触給電のコンデンサ接続方式における電源容量・漏洩電界の比較", 平成 26 年電気学会自動車研究会資料, VT-14-008, pp.37-42, (2014)
- (9) 遠井敬大, 金子裕良, 阿部茂, "非接触給電の最大効率の結合係数 k とコイルの Q による表現", 電気学会論文誌.D, 産業応用部門誌, Vol.132, No.1, pp.123-124, (2011)
- (10) R. Nozawa, R. Kobayashi, and Y. Kaneko, etc. "Excitation System by Contactless Power Transfer System with the Primary Series Capacitor Method," IPEC-Hiroshima 2014, pp.1115-1121, (2014)