

三相 12 コイル非接触給電システムの基礎検討

日下 佳祐* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)
Alexandre Gopal (アミアン電子電気工学技術高等学院)

Fundamental analysis of Three-phase Inductive Power Transfer System with 12 coils

Keisuke Kusaka*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology, Japan)

Alexandre Gopal (ESIEE in Amiens, France)

This paper provides the fundamental analysis of the propose three-phase inductive power transfer (IPT) system with 12 coils. The six coils of them are transmission coils and others are receiving coils. Each phase consists of two coils, which are differentially coupled. One of the coils is placed in opposite to another to cancel out radiative noise at far field. Moreover, transmission coils on the primary side and the secondary side are placed in each 60deg. First, in this paper, design methods of the three-phase IPT systems with a delta-winding and a star-winding are mentioned. Then the cancelation method of an unnecessary magnetic coupling among the 12 coils is introduced. Finally, the cancelation method is demonstrated by the simulation.

キーワード：非接触給電, ワイヤレス給電, デルタ結線, スター結線, 磁気結合, 三相
(Inductive power transfer, wireless power transfer, delta winding, star winding, magnetic coupling, three phase)

1. はじめに

近年, 電気自動車やプラグインハイブリッド自動車向け非接触給電システムが実用化に向けて盛んに研究されている⁽¹⁻²⁾。現在主に開発が進められている非接触給電システムは, 有線充電器の普通充電に該当する定格電力 3.3 kW から 7.7 kW のシステムである。しかしながら, 電気自動車の走行距離延長のため電気自動車に積載されるバッテリー量は増大する傾向にある⁽³⁻⁴⁾。これに伴い, バッテリーの充電時間の短縮を図るため, 有線充電器の出力電力は年々増加する傾向にある。例えば国内では, 家庭用の 3.3 kW や 7.7 kW の普通充電器に対し, 50 kW の急速充電器の配備が進められている。さらに, 海外では出力電力 120 kW といった大電力の充電器の販売が始められている。このような時勢にあって, 非接触給電システムの伝送電力も有線充電器と同等レベルとならなければ, 例え接続作業が不要になるという利点があるとしても, 非接触給電システムにより利便性が改善されたとは言い難い。

非接触給電システムの大容量化例として, 電動バス向け 44 kW 非接触給電システム⁽⁵⁾や, 鉄道車両用非接触給電システム⁽⁶⁾が報告されている。しかしながら, インバータ直流電圧は系統電圧により制限されるため, システムの大容量化に伴い, 非接触給電用コイルで生じる銅損が増加する。したがって, システムの高効率化が困難となる。また, 大容量化に伴い発生する問題としてシステムから放射される放

射磁界が挙げられる。放射磁界は他の機器への電波干渉等の観点から規制値を満足しなければならない。しかしながら, ループコイルにより生じる磁束はコイルに通流する電流に比例するため, 大容量化によりこれらの規制値を満足することが困難となる。文献(5)では伝送システムを二重化し, 逆相の電流を通流させることにより伝送コイル 1 個あたりの損失を減らしつつ, 放射磁界の低減を図っている。しかしながら, 多重化したコイル間の磁気結合は伝送の妨げとなるため, これらのコイルの配置に関する自由度は低い。

一方, 大容量化の手法として, 非接触給電システムを三相化する手法が提案されている⁽⁷⁻¹⁰⁾。三相コイルにより給電することで, 伝送コイル 1 つあたりに通流する電流を低減することができるため, 原理上銅損の低減が可能である。しかしながら, 従来の三相非接触給電システムは他相のコイルとの不要な磁気結合が生じ, 効率低下の原因となる。

そこで本論文では上記の問題を解決するため, 対向配置したソレノイドコイルを 12 個(6 対)用いた三相非接触給電システムを提案する。提案システムでは, 1 相あたりのコイルを 2 つに分割し, この 2 つのソレノイドコイルを対向配置することで, それぞれのコイルで生じる磁束を遠方界にてキャンセルし放射磁界を抑制する。また, 1 次側 2 次側においてそれぞれ 6 個のコイルを 60 度毎に配置することで, 不要な結合による誘起電圧の発生をキャンセルすることが可能である。本論文では初めに三相非接触給電システムの

設計手法を示す。次に、三相の各相間の磁気結合の影響をキャンセルする伝送コイルの条件を磁気結合モデルから明らかにする。最後に提案システムの有用性をシミュレーションにより評価する。

2. 提案システムの構成

(2・1) システム構成 図1に提案する三相12コイル非接触給電システムの回路図を示す。提案システムは三相非接触給電システムに対して、1次側直列-2次側直列補償(S/S補償)を導入した回路構成である。さらに、各相のコイルを2つに分割し差動結合となるように接続することに特徴がある。したがって1次側6個、2次側6個、計12個の伝送コイルを用いて電力伝送を行う。なお、図1の(a)のようにデルタ結線(Δ結線)する場合と図1(b)のスター結線(Y結線)する場合の二通りが考えられるが、両者とも巻線で生じる損失に大小があるものの、ほぼ同様の特性を持つ。これらの差異に関しては<2・2>節にて述べる。

なお、共振コンデンサの接続箇所については、図1(a)で示したインバータ出力及び整流器入力に直列接続する方式のほか、Δ結線した非接触給電システムに対して各インダクタンスに直列もしくは並列に挿入する方式もある。各インダクタンスに直列に共振コンデンサを挿入した場合、インバータ出力に直列に挿入する方式に対して共振コンデンサの容量が1/3倍となる。また、共振コンデンサに通流する電流も $1/3^{0.5}$ 倍となる等の利点がある反面、共振時のコンデンサに印加される電圧は $3^{0.5}$ 倍となる。一般的に非接触給電では共振コンデンサに印加される電圧が高電圧となることが問題となる。そこで本論文では共振コンデンサの端子間電圧が低くなるよう、インバータ出力及び整流器入力に共振コンデンサを直列接続する方式を用いた。

図2に提案システムにおける伝送コイルの配置図を示す。なお、原理は同一であるため本論文では、これ以降Δ結線の場合について説明する。まず、同相に接続された伝送コイル L_{uv1A} と L_{uv1B} が差動接続となるよう接続する。対向配置したコイルは、放射磁界の測定を行う十分遠方ではそれぞれのコイルから生じる磁束が打ち消し合うため、放射磁界を抑制できる⁽¹⁾。また、本システムではuv, vw, wu相の伝送コイルを120度ずつ離して配置する。ここで、電力伝送に寄与する上下に配置されたコイル間の相互インダクタンスを M (L_{uv1A} と L_{uv2A} 間の結合等)、1次側において隣接して配置したコイル間の相互インダクタンスを M_a (L_{uv1A} と L_{vw1B} 間の結合等)、120°離れて設置されたコイル間の相互インダクタンスを M_b (例えば L_{uv1A} と L_{wu1A} 間の結合等)、対向配置したコイル間の相互インダクタンスを M_c (例えば L_{uv1A} と L_{uv1B} 間の結合等)とする。また、他の相互インダクタンス(例えば L_{uv1A} と L_{uv2B} 間の結合等)が十分小さいものとする。本システムの磁気結合は(1)式で得られる。また、Y結線時の磁気結合は(2)式となる。ただし、ここで添字の1は1次側コイル間、2は2次側コイル間の結合を示す。式(1)及び(2)式より明らかなように、三相化および伝送コイルを

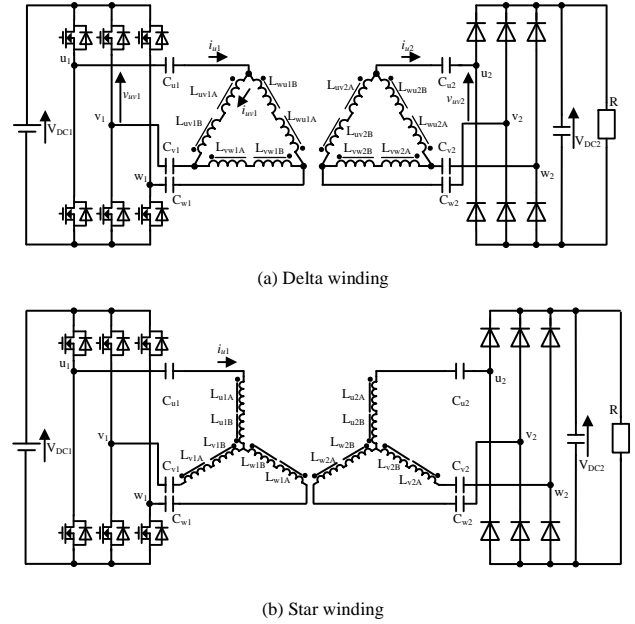


図1 提案する三相12コイル非接触給電システム
Fig. 1. Proposed three-phase IPT system with 12 coils.

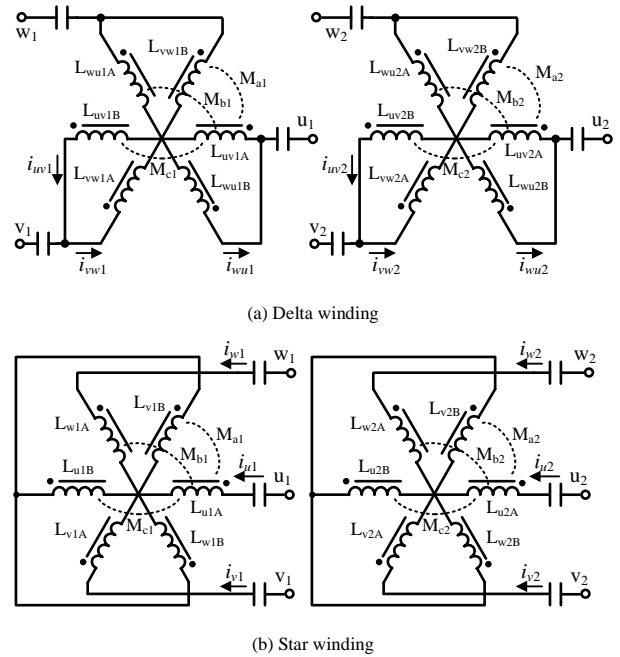


図2 提案する三相12コイル非接触給電システム
Fig. 2. Proposed three-phase IPT system with 12 coils.

対向配置することで伝送に寄与する相互インダクタンス M に加えて、伝送に寄与しない相互インダクタンス M_a, M_b, M_c が生じる。これらの不要な相互インダクタンスにより、電源からみた力率及び2次側誘起電圧からみた力率が低下し、伝送効率が低下する。本論文では、<2・3>節で説明するこれらの不要な相互インダクタンスのキャンセル手法を用いることで、不要な相互インダクタンスによる力率の低下を防ぐ。

$$\begin{pmatrix} v_{uv1A} \\ v_{uv1B} \\ v_{vw1A} \\ v_{vw1B} \\ v_{wu1A} \\ v_{wu1B} \\ v_{uv2A} \\ v_{uv2B} \\ v_{vw2A} \\ v_{vw2B} \\ v_{wu2A} \\ v_{wu2B} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{1\Delta s} & M_{c1} & M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{c1} & L_{1\Delta s} & M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & 0 & M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{b1} & M_{a1} & L_{1\Delta s} & M_{c1} & M_{b1} & M_{a1} & 0 & 0 & M & 0 & 0 & 0 \\ M_{a1} & M_{b1} & M_{c1} & L_{1\Delta s} & M_{a1} & M_{b1} & 0 & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & L_{1\Delta s} & M_{c1} & 0 & 0 & 0 & 0 & M & 0 \\ M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & M_{c1} & L_{1\Delta s} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M \\ M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{2\Delta s} & M_{c2} & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} \\ 0 & M & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{c2} & L_{2\Delta s} & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} \\ 0 & 0 & M & 0 & 0 & 0 & M_{b2} & M_{a2} & L_{2\Delta s} & M_{c2} & M_{b2} & M_{a2} \\ 0 & 0 & 0 & M & 0 & 0 & M_{a2} & M_{b2} & M_{c2} & L_{2\Delta s} & M_{a2} & M_{b2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M & 0 & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} & L_{2\Delta s} & M_{c2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} & M_{c2} & L_{2\Delta s} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{uv1} \\ -i_{uv1} \\ i_{vw1} \\ -i_{vw1} \\ i_{wu1} \\ -i_{wu1} \\ i_{uv2} \\ -i_{uv2} \\ i_{vw2} \\ -i_{vw2} \\ i_{wu2} \\ -i_{wu2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

$$\begin{pmatrix} v_{u1A} \\ v_{u1B} \\ v_{v1A} \\ v_{v1B} \\ v_{w1A} \\ v_{w1B} \\ v_{u2A} \\ v_{u2B} \\ v_{v2A} \\ v_{v2B} \\ v_{w2A} \\ v_{w2B} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{1Ys} & M_{c1} & M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{c1} & L_{1Ys} & M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & 0 & M & 0 & 0 & 0 & 0 \\ M_{b1} & M_{a1} & L_{1Ys} & M_{c1} & M_{b1} & M_{a1} & 0 & 0 & M & 0 & 0 & 0 \\ M_{a1} & M_{b1} & M_{c1} & L_{1Ys} & M_{a1} & M_{b1} & 0 & 0 & 0 & M & 0 & 0 \\ M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & L_{1Ys} & M_{c1} & 0 & 0 & 0 & 0 & M & 0 \\ M_{a1} & M_{b1} & M_{a1} & M_{b1} & M_{c1} & L_{1Ys} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M \\ M & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{2Ys} & M_{c2} & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} \\ 0 & M & 0 & 0 & 0 & 0 & M_{c2} & L_{2Ys} & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} \\ 0 & 0 & M & 0 & 0 & 0 & M_{b2} & M_{a2} & L_{2Ys} & M_{c2} & M_{b2} & M_{a2} \\ 0 & 0 & 0 & M & 0 & 0 & M_{a2} & M_{b2} & M_{c2} & L_{2Ys} & M_{a2} & M_{b2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & M & 0 & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} & L_{2Ys} & M_{c2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & M & M_{a2} & M_{b2} & M_{a2} & M_{b2} & M_{c2} & L_{2Ys} \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{u1} \\ -i_{u1} \\ i_{v1} \\ -i_{v1} \\ i_{w1} \\ -i_{w1} \\ i_{u2} \\ -i_{u2} \\ i_{v2} \\ -i_{v2} \\ i_{w2} \\ -i_{w2} \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

〈2・2〉 三相非接触給電システムの設計法

(1) Δ-Δ結線 図 1(a)に示したΔ-Δ結線の場合において、システムの設計法を説明する。ただし、本節では簡単のため電力伝送に寄与しない不要な相互インダクタンス M_a, M_b, M_c が十分小さく無視できるものとする。

まず初めに、定格出力電圧 V_{DC2} 及び定格出力電力 P から等価交流抵抗を導出する。文献(12)において示されている単相整流器の等価交流抵抗の導出を三相整流器に応用すると、1相あたりの等価交流抵抗 R_{eq} は(3)式で表せる。

$$R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} \frac{(V_{DC2}/2)^2}{P/3} = \frac{6}{\pi^2} \frac{V_{DC2}^2}{P} \dots\dots\dots (3)$$

各相の伝送効率を最大とするため、等価交流抵抗と2次側励磁インダクタンスのインピーダンスが等しくなるよう2次側インダクタンスを決定する。巻線抵抗が十分小さく、かつ後述する共振条件が満たされている場合、Y結線時の1相あたりの2次側自己インダクタンスは(4)式で設計できる⁽¹³⁾。

$$L_{2Y} = \frac{R_{eq}}{k\omega} = \frac{6}{\pi^2 k\omega} \frac{V_{DC2}^2}{P} \dots\dots\dots (4)$$

(4)式はY結線時における1相あたりの自己インダクタンスであるため、Y-Δ変換によりΔ結線に変換し(5)式を得る。

$$L_{2\Delta} = L_{uv2} = L_{vw2} = L_{wu2} = 3L_{2Y} = \frac{18}{\pi^2 k\omega} \frac{V_{DC2}^2}{P} \dots\dots\dots (5)$$

ここで ω は伝送周波数、 k はノミナル位置における結合係数である。共振条件下における入出力の電圧比より、1次側直流電圧 V_{DC1} に対して所望の2次側直流電圧 V_{DC2} を得るため

に必要な1次側自己インダクタンスは(6)式である。なお、ここで1次側インバータは方形波駆動するものとする。

$$L_{1\Delta} = L_{uv1} = L_{vw1} = L_{wu1} = L_{2\Delta} \left(\frac{V_{DC1}}{V_{DC2}} \right)^2 = \frac{18}{\pi^2 k\omega} \frac{V_{DC1}^2}{P} \dots\dots (6)$$

なお、(5)式と(6)式で得られた自己インダクタンスは各相のインダクタンス値となるため、本論文で提案しているように伝送コイルを分割する場合には、1つあたりの自己インダクタンス $L_{1\Delta s}, L_{2\Delta s}$ は(5)式と(6)式で得られた自己インダクタンス $L_{1\Delta}, L_{2\Delta}$ の半値とする。

次に共振コンデンサを設計する。1次側相電圧及び2次側誘起電圧に対して力率1となるように、1次側コンデンサ C_{u1}, C_{v1}, C_{w1} 及び2次側コンデンサ C_{u2}, C_{v2}, C_{w2} を決定すれば良い。ただし、ここで共振コンデンサは図3で示したようにインバータ出力及び整流器入力に対して直列に挿入するものとする。Δ-Y変換より、Δ結線された自己インダクタンス L_1 及び L_2 をY結線に変換すると、一相あたりの等価インダクタンスは $L_1' = L_{1\Delta}/3, L_2' = L_{2\Delta}/3$ となる。これらのインダクタンスに対して伝送周波数で共振するようコンデンサを決定すれば良いため、1次側共振コンデンサと2次側共振コンデンサは(7)式及び(8)式で求まる。

$$C_{u1} = C_{v1} = C_{w1} = \frac{3}{\omega^2 L_{1\Delta}} \dots\dots\dots (7)$$

$$C_{u2} = C_{v2} = C_{w2} = \frac{3}{\omega^2 L_{2\Delta}} \dots\dots\dots (8)$$

(2) Y-Y結線 図 1(b)に示したY-Y結線時のシステムの設計法を説明する。

Δ-Δ結線時と同様に、1相あたりの等価交流抵抗は(3)式で表せる。

各相の伝送効率を最大とするため、等価交流抵抗と2次側励磁インダクタンスのインピーダンスが等しくなるよう2次側インダクタンスを決定する。巻線抵抗が十分小さく、かつ後述する共振条件が満たされている場合、Y結線時の1相あたりの2次側自己インダクタンスは(9)式で表される。

$$L_{2Y} = L_{u2} = L_{v2} = L_{w2} = \frac{6}{\pi^2 k \omega} \frac{V_{DC2}^2}{P} \dots\dots\dots (9)$$

共振条件下における入出力の電圧比より、1次側直流電圧 V_{DC1} に対して所望の V_{DC2} を得るために必要な1次側自己インダクタンスは(10)式である。なお、ここで1次側インバータは方形波駆動するものとする。

$$L_{1Y} = L_{u1} = L_{v1} = L_{w1} = L_{2Y} \left(\frac{V_{DC1}}{V_{DC2}} \right)^2 = \frac{6}{\pi^2 k \omega} \frac{V_{DC1}^2}{P} \dots\dots (10)$$

なお、(9)式と(10)式で得られた自己インダクタンスは各相のインダクタンス値となるため、本論文で提案しているように伝送コイルを分割する場合には、1つあたりの自己インダクタンス L_{1Ys} , L_{2Ys} は(9)式と(10)式で得られた自己インダクタンス L_{1Y} , L_{2Y} の半値とする。

共振コンデンサは1次側相電圧及び2次側誘起電圧に対して力率1となるように、1次側コンデンサ及び2次側コンデンサを決定すれば良い。したがって、共振コンデンサは(11)式及び(12)式により決定すればよい。

$$C_{u1} = C_{v1} = C_{w1} = \frac{1}{\omega^2 L_{1Y}} \dots\dots\dots (11)$$

$$C_{u2} = C_{v2} = C_{w2} = \frac{1}{\omega^2 L_{2Y}} \dots\dots\dots (12)$$

(3) Δ-Δ結線方式とY-Y結線の比較 同電圧条件において同電力を給電する時、Δ結線において必要なインダクタンス値はY結線の場合と比較して3倍となる。インダクタンス値は一般に巻数の2乗に比例するため巻線数はY結線の $3^{0.5}$ 倍となる。しかしながら、伝送コイルに通流する電流はY結線と比較して $1/3^{0.5}$ 倍となるため、伝送コイルの等価直列抵抗が巻数に比例すると仮定すると伝送コイルで生じる銅損はΔ結線の場合がY結線の場合の $3^{0.5}$ 倍となる。従って、伝送コイルの銅損の観点ではΔ結線が有利である。ただし、伝送コイルに印加される共振電圧はΔ結線の場合Y結線と比較して $3^{0.5}$ 倍となる。

一方、共振コンデンサに着目すると、Δ結線において図1(a)のようにインバータ出力及び整流器入力に対して直列に共振コンデンサを挿入した場合、共振コンデンサに印加される電圧及び、通流する電流は両者ともに等しい。ただしΔ結線時、共振コンデンサの容量はY結線の場合の3倍となる。

以上の比較から、伝送コイルの端子間の放電対策さえ行えば、伝送コイルの銅損の影響が大きい大容量の非接触給電システムにおいてはΔ結線方式の三相ワイヤレス給電システムがより高効率となる。そこで本論文では、以降Δ結線を用いた解析結果を示す。

(2・3) 不要結合のキャンセル手法 本節では式(1)に示した電力伝送に寄与しない相互インダクタンス (M_a , M_b , M_c) により生じる誘起電圧のキャンセル手法を示す。(1)式の1行目に着目すると、1次側コイル L_{uv1A} に誘起される電圧は(13)式である。

$$v_{uv1A} = L_{1\Delta s} \frac{di_{uv1}}{dt} + M \frac{di_{uv2}}{dt} - M_{c1} \frac{di_{uv1}}{dt} - M_{a1} \left(\frac{di_{vw1}}{dt} + \frac{di_{wu1}}{dt} \right) + M_{b1} \left(\frac{di_{vw1}}{dt} + \frac{di_{wu1}}{dt} \right) \dots\dots (13)$$

(13)式において、それぞれ第一項が自己インダクタンス、第二項が2次側コイルとの相互インダクタンス、第三項が対向配置されたコイルとの相互インダクタンス、第四項が 60° 離して配置したコイルとの相互インダクタンス、第五項が 120° 離して配置したコイルとの相互インダクタンスによる誘起電圧を示す。ここで、第三項以降の項は三相化及び対向配置したコイルにより生じた誘起電圧であり電力伝送には寄与しない。

ここで、1次側コイルの電流振幅を I_{m1} とすると、各コイルに通流する電流は平衡三相交流の場合(14)式で表せる。

$$\begin{cases} i_{uv1} = I_{m1} \sin \omega t \\ i_{vw1} = I_{m1} \sin \left(\omega t - \frac{2}{3} \pi \right) \dots\dots\dots (14) \\ i_{wu1} = I_{m1} \sin \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \end{cases}$$

(14)式を(13)式に代入すると、(15)式が得られる。

$$v_{uv1A} = L_1 \frac{di_{uv1}}{dt} + M \frac{di_{uv2}}{dt} - \omega I_m \left\{ M_{c1} \cos \omega t + (M_{a1} - M_{b1}) \cos \left(\omega t - \frac{2}{3} \right) + (M_{a1} - M_{b1}) \cos \left(\omega t - \frac{4}{3} \pi \right) \right\} \dots\dots (15)$$

(15)式より、(16)式を満足する時、不要結合による誘起電圧が発生しないことが分かる。

$$M_{a1} = M_{b1} + M_{c1} \dots\dots\dots (16)$$

1次側コイルの自己インダクタンス $L_{1\Delta}$ は全て等しいので、(16)式は(17)式となる。

$$k_{a1} = k_{b1} + k_{c1} \dots\dots\dots (17)$$

(1)式より、2次側においても同様に(18)式が得られる。

$$M_{a2} = M_{b2} + M_{c2} \dots\dots\dots (18)$$

2次側においてそれぞれのコイルの自己インダクタンス $L_{2\Delta}$ は等しいので、(19)式が得られる。

$$k_{a2} = k_{b2} + k_{c2} \dots\dots\dots (19)$$

つまり、結合係数が(17)式および(19)式を満足するように伝送コイルを設計すれば、他相および対向配置されたコイ

ルの影響をキャンセルすることができる。

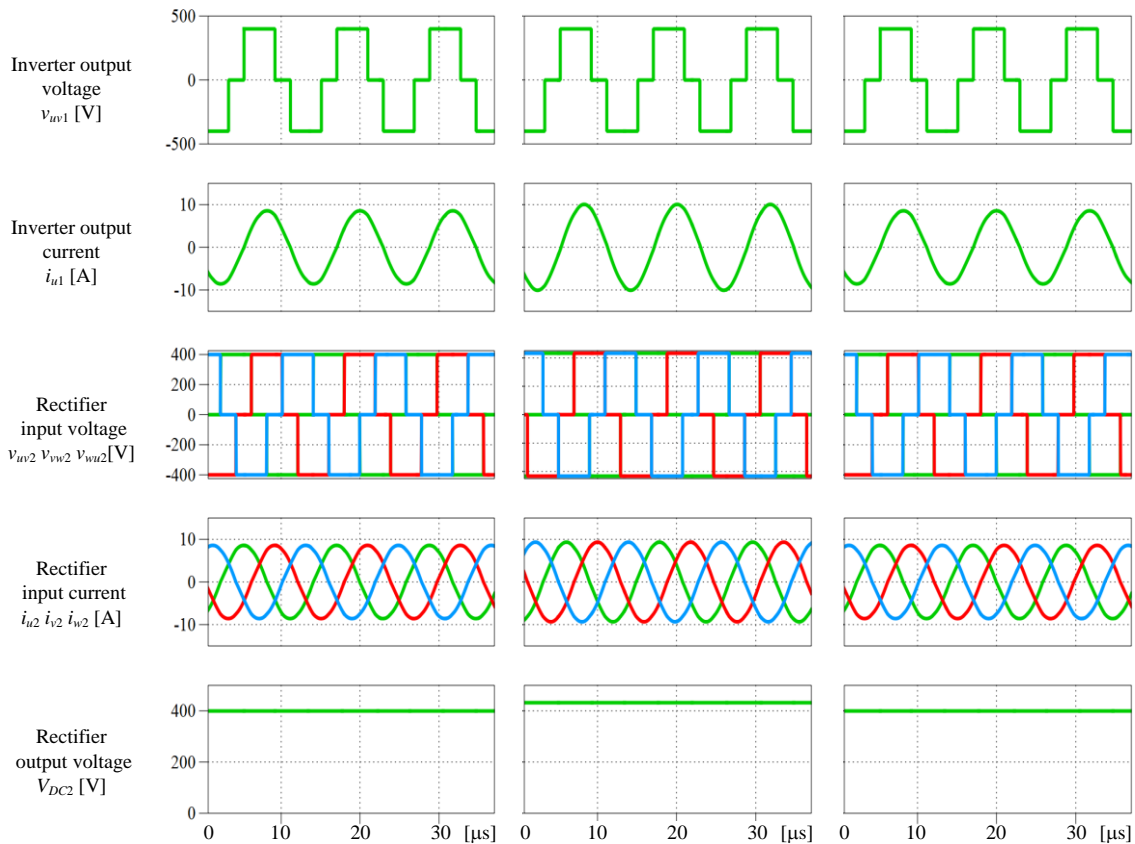
3. シミュレーション

本章では 2 章において説明した不要結合のキャンセル手法をシミュレーションにより検証する。

〈3・1〉動作波形

図 3 に提案システムのシミュレーション波形、表 1 にシミュレーション条件を示す。図 3(a)が不要結合が存在しない理想状態、すなわち $k_a=0, k_b=0, k_c=0$ の場合の波形であり、図 3(b)は不要結合($k_a=0.3, k_b=0.2, k_c=0$)を考慮した場合、図 3(c)が不要結合を考慮し、かつ(17)式と(19)式を満たした場合($k_a=0.3, k_b=0.2, k_c=0.1$)の波形である。理想状態においては設計値通り、所望の出力電力が得られる。しかしながら、不要結合がない理想状態に対して、不要結合を考慮すると 1 次側力率が低下し、また共振条件が変化するため 1 次側電流振幅が増加する(図 3(b))。これに伴い、出力電圧が設計値以上に増加する。一方、(17)式及び(19)式に従って結合 k_c 値を入力すると、不要結合があるにも関わらず 1 次側電流力率はほぼ 1 となり、理想状態とほぼ同様の波形となる(図 3(c))。また、出力電圧も設計値である 400V に一致する。

〈3・2〉動作波形



(a) Ideal ($k_a=0, k_b=0, k_c=0$) (b) With unrequired coupling ($k_a=0.3, k_b=0.2, k_c=0$) (c) With proposed cancellation method ($k_a=0.3, k_b=0.2, k_c=0.1$)

図 3 不要結合キャンセル手法の検証

Fig. 3. Simulation results for verification of the proposed decoupling method for unnecessary magnetic coupling.

図 4 に不要結合 k_a, k_b, k_c と 1 次側インバータの出力からみた基本力率を示す。不要結合が存在しない理想状態では、共振動作により 1 次側からみた力率がほぼ 1 となる。しかしながら、これらのうちいずれかの結合を単独で増加させていくと共振条件が変化するため力率が急激に悪化する。一方(17)式(19)式を満足するようこれらの結合係数を増加させていった場合には力率は悪化せず、力率 0.95 以上を維持することが可能である。以上の結果より、三相ワイヤレス給電システムにおいて 12 個の伝送コイル間の結合を適切に設計することで、不要結合の影響をキャンセル可能である

表 1 シミュレーション条件

Table 1. Simulation conditions.

Parameters	Symbol	Value	
Primary DC voltage	V_{DC1}	400 V	@rated power
Secondary DC voltage	V_{DC2}	400 V	
Output power	P	3.3 kW	
Transmission frequency	f	85 kHz	
Coupling coefficient	k	0.3	
Primary inductance	$L_{1\Delta}$	552 μ H	
Secondary inductance	$L_{2\Delta}$	552 μ H	
Primary capacitance	C_{u1}, C_{v1}, C_{w1}	19.1 nF	
Secondary capacitance	C_{u2}, C_{v2}, C_{w2}	19.1 nF	

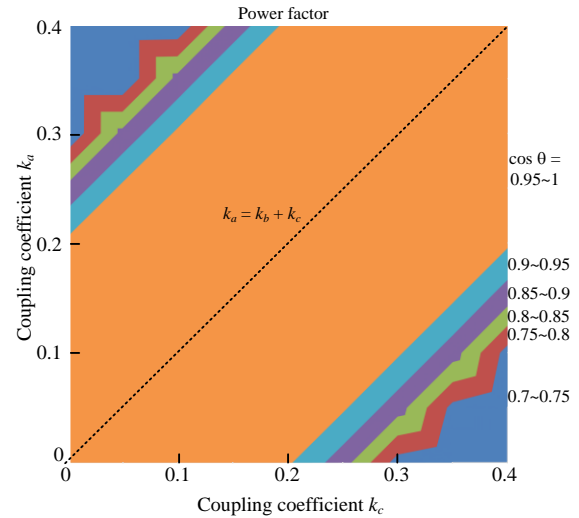
ことを確認した。

4. まとめ

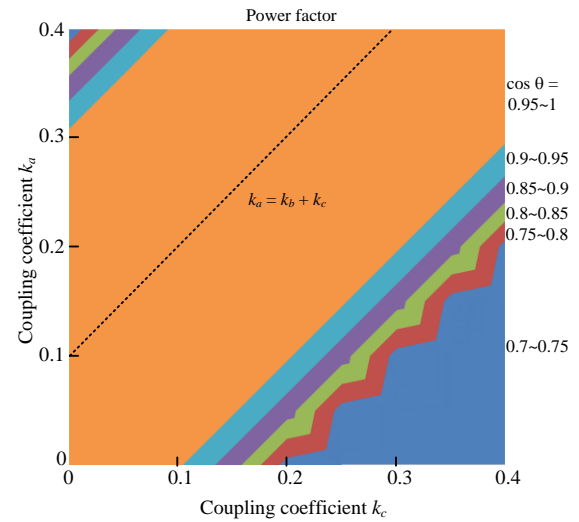
本論文では伝送コイルを1次側に6個、2次側に6個、計12個用いた三相非接触給電システムを提案した。提案システムでは同相内のコイルを差動接続して対向配置することにより、漏えい磁界の低減が可能である。対向配置したコイル間及び、三相の他相間の不要な結合は力率を低下させる問題があるため、本論文では不要結合のキャンセル手法を提案した。これらの結合が(17)式及び(19)式を満足するよう伝送コイル形状を設計することで、不要結合の影響をキャンセルすることが可能である。本理論をシミュレーションにより検証し、これらの不要結合があったとしても、1次側からみた力率を1に維持可能であることを明らかにした。

文 献

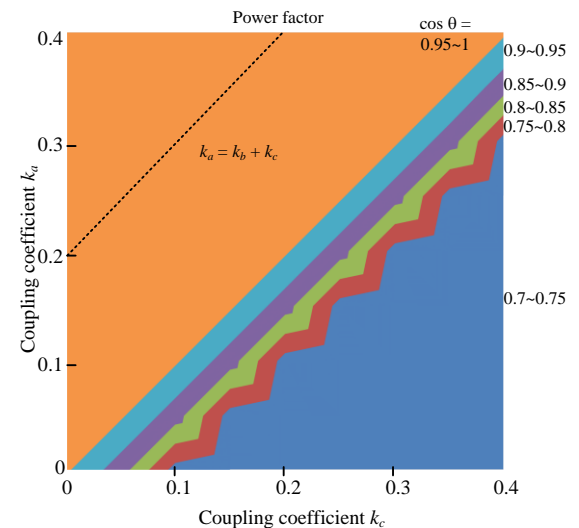
- (1) K. Kusaka, J. Itoh: "Development Trend of Inductive Power Transfer Systems with Focus on transmission Frequency and Transmission Power", IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol. 137, No. 5, pp. 445-457 (2017)
- (2) T. Imura, Y. Hori: "Unified Theory of Electromagnetic Induction and Magnetic Resonant Coupling", IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol. 135, No. 6, pp. 697-710 (2015)
- (3) 島村和樹, 前田安正, 清水貴弘, 矢野勝: 「ハイブリッド車・電気自動車・燃料電池車(年鑑)」, 自動車技術会 自動車技術, Vol. 69, No. 8 pp. 88-98 (2015)
- (4) 前川陽弘, 前田清隆, 田村浩明, 矢野勝: 「ハイブリッド車・電気自動車・燃料電池車(年鑑)」, 自動車技術会 自動車技術, Vol. 70, No. 8 pp. 82-91 (2016)
- (5) T. Shijo, K. Ogawa, S. Obayashi, Y. Nakamura, M. Takeuchi: "Development of Transmit and Receive Pads for Wireless Rapid Charging System for Electric Bus", 2016 IEE-Japan Industry Applications Society Conference, Vol. 4, No. 10, pp. 105-108 (2016)
- (6) K. Ukita, T. Kashiwagi, Y. Sakamoto, Y. Kato, H. Yoda, T. Sasakawa: "Verification of Non-contact Power Supply System for Railways Using a Test Vehicle", IEE-Japan Annual Meeting 2015, Vol. 5, No. 128, pp. 202 (2015)
- (7) H. Matsumoto, R. Nakashima, Y. Neba, H. Asahara: "Proposal and Verification of Two-Layer Three-Phase Contactless Power Transformer", IEEJ Trans. on Industry Applications, Vol. 135, No. 5, pp. 539-547 (2015)
- (8) Y. Tanikawa, M. Kato, T. Imura, Y. Hori: "Fundamental Experiment of Magnetic Resonance Coupling Three-phase Wireless Power Transfer", IEICE Society Conference 2013, No. BCS-1-13 (2013)
- (9) Y. Tanigawa, M. Kato, T. Imura, Y. Hori: "The Experience of Three-phase Wireless Electric Power Transfer with position rotation of resonator for Magnetic Resonant Coupling system", IEICE Committee meeting, Vol. 2013-06-WPT, No. 6 (2013)
- (10) D. J. Thrimawithana, U. K. Madawala, A. Francis, M Neath: "Magnetic Modeling of a High-Power Three Phase Bi-Directional IPT System", IEEE 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1414-1419 (2011)
- (11) M. Suzuki, K. Ogawa, F. Moritsuka, T. Shijo, H. Ishihara, Y. Kanekiyo, K. Ogura, M. Ishida, S. Obayashi: "EMI Reduction for Wireless Rapid Charging System for Electric Bus", 2016 IEE-Japan Industry Applications Society Conference, Vol. 4, No. 11, pp. 109-112 (2016)
- (12) R. L. Steigerwald: "A Comparison of Half-Bridge Resonant Converter Topologies", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, pp. 174-182 (1992)
- (13) R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Muhlethaler, I. Stevanovic, 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 (2015)



(a) $k_b = 0$



(b) $k_b = 0.1$



(c) $k_b = 0.2$

図4 不要結合と力率の関係

Fig. 4. Unnecessary magnetic coupling v.s. power factor.