

# 非接触給電を応用した高圧インバータ向け ゲート駆動用絶縁システムの等価回路モデルの検討

学生員 日下 佳祐 正員 折川 幸司 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)  
正員 森田 一徳 非会員 近藤 猛 (株式会社明電舎)

## Investigation of Equivalent Circuit of the Isolation System with a Wireless Power Transfer for Gate Driver Supplies of a Medium-voltage Inverter

Keisuke Kusaka, Student Member, Koji Orikiawa, Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)  
Kazunori Morita, Member, Takeshi Kondo, Non-member (Meidensha Corporation)

The equivalent circuit model of the isolation system with a multiple wireless power transfer for gate driver supplies of a medium-voltage inverter is provided in this paper. The isolation system is constructed by only seven printed circuit boards (PCBs). The consumed power in the gate driver supplies are transmitted from the transmitting board to the six receiving boards with weakly magnetic coupling. It contributes a cost reduction of isolation systems. The equivalent circuit of the isolation system is expressed by the extended T-type equivalent circuit of a transformer. An introducing a correction coefficient  $\alpha$  on a turn ratio is required, however. The simulation results confirmed that the equivalent circuit model is provided as an extended T-type equivalent circuit of a transformer. Moreover, the fundamental operation of the proposed isolation system is experimentally demonstrated. The proposed system transmits power of at least 300 mW to each gate driver supply.

キーワード：電気的絶縁，高圧インバータ，非接触給電，プリント基板

**Keywords** : galvanic isolation, medium voltage inverter, wireless power transfer, printed circuit board

### 1. はじめに

近年，産業用電動機を駆動するため，入出力電圧が 6.6 kV と高圧なマルチレベルインバータの適用が検討されている<sup>(1-2)</sup>。これらの高圧インバータの IGBT を駆動するため，高い絶縁性能を有する絶縁電源がゲート駆動回路(GDU)に必要となる。特に，IEC (International Electrotechnical Commission)の規格に適合するためには，インバータの入出力電圧が 6.6 kV の場合，空間距離で 14 mm，沿面距離で 81 mm (汚染度 2，絶縁材料グループ III)の絶縁距離を確保することが求められる<sup>(3)</sup>。従来，IEC の規格に適合するため，トランスを用いた絶縁型 DC/DC コンバータが一般的に使用されているが，このトランスは一般的に特注により製造されるため高コストである。

上記の問題を解決するため，J. W. Kolar らによりプリント基板のみを用いた絶縁システムが提案されている<sup>(4)</sup>。本方式ではコアを有するトランスを用いずに絶縁が実現可能であ

ることから低コスト化が可能である。しかしながら，この手法ではゲート駆動回路 1 つにつき 1 つの絶縁システムが必要となり低コスト化が十分でない。

そこで著者らは，複数台非接触給電システムを応用した絶縁システムを提案している<sup>(5)</sup>。提案システムは，プリント基板上に構成した伝送コイル間の磁気結合を用いて電力を伝送するため，コアが不要であり低コストである。また，提案システムは 1 枚の送電側基板から 6 枚の受電側基板に非接触で電力を供給可能である。

しかしながら，本システムのような複数台非接触給電システムの等価回路はこれまで明らかにされておらず，共振コンデンサの選定方法が明確でない。また，1 対 1 の非接触給電システムにおいては等価回路が提案されているものの<sup>(6)</sup>，伝送コイルとして平面コイルを用いた場合には，従来の T 形等価回路モデルでは特性を完全に再現できない問題がある。

そこで，本論文では平面コイルを用いた伝送システムの

特性を、巻数比補正係数 $\alpha$ を導入することで、拡張 T 形等価回路モデルとして表現できることを明らかにする。さらに、実験により提案回路の有用性を確認したので報告する。

## 2. 提案する絶縁システムの構成

図 1 に提案するゲートドライブ回路用絶縁システムの概略図を示す。提案システムは、1 枚の送電側基板と 6 枚の受電側基板により構成され、伝送コイル間の磁気結合により送電側基板から受電側基板に電力を供給する。供給された電力により、高圧インバータのゲート駆動回路を駆動する。これにより、7 枚のプリント基板のみで 6 つのゲート駆動回路に電力を供給することが可能となるため、絶縁システムの低コスト化が可能である。

送電側基板には、高圧インバータの補機用電源である 48 V を入力として動作する方形波インバータと、1 次側直列共振コンデンサ  $C_0$ 、自己インダクタンス  $L_0$  の送電コイルを実装する。なお、ここで送電コイルは平面スパイラル構造とする。

一方、受電側基板には自己インダクタンス  $L_n$  の受電コイルと、2 次側直列共振コンデンサ  $C_n$ 、ダイオードブリッジ整流器を実装する。なお、ここで添字の  $n$  は受電側基板の番号であり、 $n = 1, 2, \dots, 6$  である。

図 2 に提案システムの試作機の外観図を示す。送電側基板の上下に 3 枚ずつ計 6 枚の受電側基板を配置する。これらの基板間はそれぞれ 50 mm のギャップを介して設置する。これにより、インバータの出力電圧が 6.6 kV の場合にも IEC の規格に余裕を持って適合可能である。

## 3. 等価回路モデルの検討

### (3・1) トランス T 形等価回路

提案システムの等価回路について検討する。提案システムでは、伝送コイルの直径に対して伝送コイル間の距離が広いこと、伝送コイル間の磁気結合が低くなる。これによりトランスの T 形等価回路上で漏れインダクタンスが大きくなることから、インバータの出力から見た負荷率が低い。したがって、過大な電流が伝送コイルに流れることとなり高効率が望めない。そこで本システムでは 1 次側、2 次側に直列共振コンデンサを挿入することで伝送効率を改善する。本手法は非接触給電方式の 1 次側直列共振-2 次側直列共振(S/S)方式として近年盛んに研究されている<sup>(7-8)</sup>。S/S 方式を適用する場合、共振コンデンサ値の選定方法が重要となるが、提案システムの等価回路が明らかにされていないため、選定方法が不明確である。そこで、本論文ではまず最初に提案システムの等価回路について検討し、その後共振コンデンサの設計法を明らかにする。

図 3 に提案システムの等価回路を示す。提案システムの等価回路モデルは、非接触給電システムにおける中継コイルモデル<sup>(6)</sup>を応用して決定した。なお、ここで  $L_{le0}$  は送電側の漏れインダクタンス、 $L_{le1-6}$  は各受電側基板( $n = 1, 2, \dots, 6$ )の漏れインダクタンス、 $L_m$  は励磁インダクタンスである。

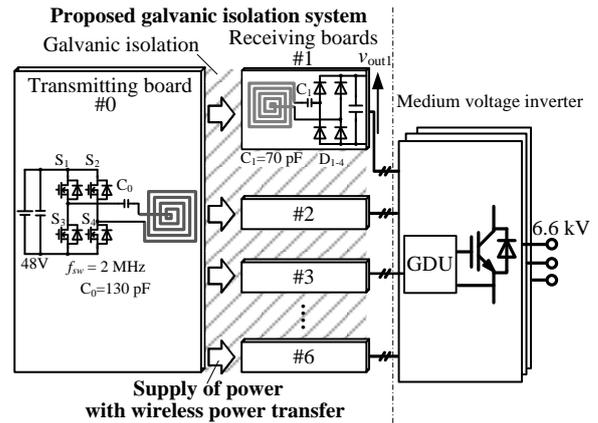


Fig. 1. Schematic of the proposed isolation system for gate driver supplies.

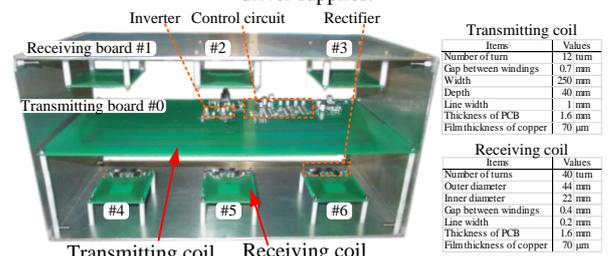


Fig. 2. Placement of relationship between the transmitting and receiving coils.

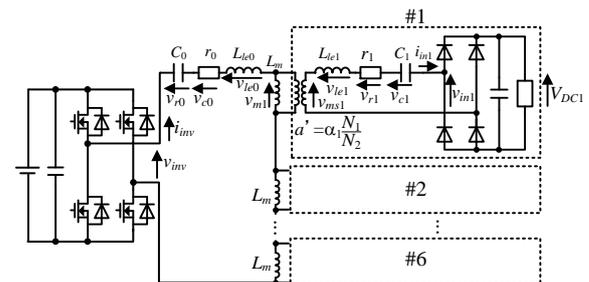


Fig. 3. Equivalent circuit of isolation system board and receiving boards.

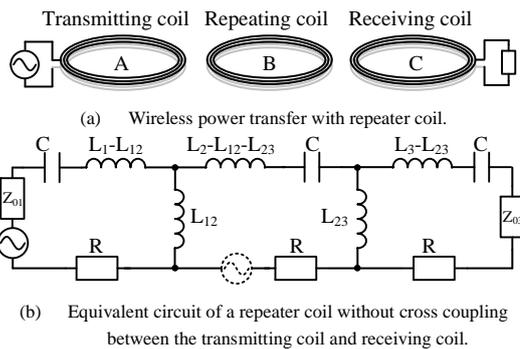


Fig. 4. Equivalent circuit of the repeater coil<sup>(8)</sup>.

図 4 に中継コイルが 1 つの場合の中継コイルモデルの等価回路を示す<sup>(6)</sup>。中継コイルは、電源を接続した伝送コイル A と、負荷を接続した伝送コイル C の間に伝送コイル B を挿入することで伝送効率の改善を図るものである。中継コイルモデルでは、伝送コイル A と B、B と C がそれぞれ磁気的に結合するが、A と C 間の結合は弱いこと無視できる<sup>(6)</sup>。同様に、提案システムでは、送電側基板と各受電側基板はそれぞれ結合するが、受電側基板間の結合は弱い。した

がって、提案システムにおける送電側基板と受電側基板の関係と同じであるとみなすことができる。

文献(6)では送電側コイルに電源を接続しているが、提案方式では中継コイルに電源を接続したことと等価になる。この場合、電源から見て励磁インダクタンス  $L_{12}$ ,  $L_{23}$  が直列に接続されていることがわかる。この特徴を元に提案システムの等価回路を決定した。

### 〈3・2〉平面コイルに対応したT形等価回路の拡張

前節で検討した等価回路モデルの妥当性を検証するため、3次元の電磁界解析(Agilent Momentum<sup>(9)</sup>)により解析した結果と、等価回路モデルにより得られたFパラメータを比較する。解析対象は伝送コイルのみとし、共振コンデンサを含まない。なお、ここでFパラメータの定義は(1)式であり、添字  $i, j$  は基板番号を示す( $i, j = 1, 2, \dots, 6$ )。

$$\begin{pmatrix} \dot{V}_i \\ \dot{I}_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{ij} & B_{ij} \\ C_{ij} & D_{ij} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_j \\ \dot{I}_j \end{pmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

図5にFパラメータの周波数特性を示す。点線は等価回路上で補正係数を考慮した場合、一点鎖線は補正係数を考慮しない場合である。電磁界解析と比較して点線で示した等価回路モデルのゲインは約5dBの誤差を有する。これは伝送コイルとして平面コイルを使用しているためである。

図6に伝送コイル間で生じる磁束の概略図を示す。コイル2に完全に鎖交する磁束(a)は等価回路上で相互インダクタンスとして表され、また、漏れ磁束(c)は漏れインダクタンスとして表される。これに加えて、提案方式では平面コイルを使用しているため、(b)のように送電側コイルにより生じた磁束が受電コイルの一部の巻線にのみ鎖交する。したがって、巻数比  $a = N_1/N_2$  を用いた場合、鎖交した磁束に対して伝送コイルに誘起される電圧を正確にモデル化することができない。

そこで、本論文では平面コイルに対応した等価回路モデルとするため、巻数比の補正係数  $\alpha$  を導入する。図5において、一点鎖線は巻数比補正係数を導入した場合の周波数特性である。平面コイルにおける等価的な巻数比  $a'$  は補正係数  $\alpha$  を用いて(2)式で定義される。なお、この補正係数はコイルの形状とコイルの位置関係に依存するパラメータであるため、試行錯誤的に決定する必要がある。

$$a' = \alpha \frac{N_1}{N_2} \dots\dots\dots (2)$$

補正係数  $\alpha$  は受電側基板ごとに異なり、本論文で作成した伝送コイルの場合、それぞれ受電側基板#1から#6まで  $\alpha_{1-6} = 5.3, 4.3, 3.3, 5.3, 4.3, 3.3$  である。巻数比の補正係数を導入することで、伝送コイルの巻数比を直接与えた場合と比較して、等価回路モデルが電磁界解析結果に良好に一致する。

## 4. 共振コンデンサの設計法

前章で導出した等価回路モデルをもとに、インバータか

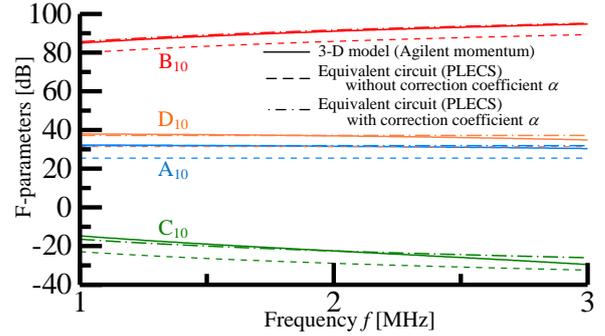


Fig. 5. F-parameters between the equivalent circuit model and 3-D electromagnetic analysis.

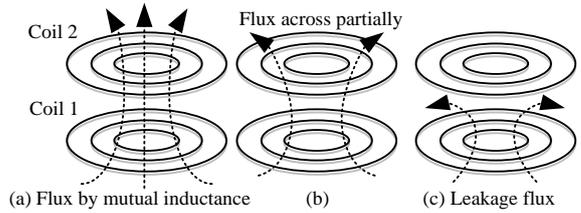


Fig. 6. Flux between the transmission coils.

らみた負荷力率の改善を図るため、共振コンデンサを設計する。ただし、簡単化のため各受電側基板のパラメータ及び、送電側基板との結合係数、負荷抵抗  $R$  が等しいものとする。また、ダイオードブリッジ整流器を含めた場合、回路解析が困難になる。そこで、本検討ではダイオードブリッジ整流器の代わりに抵抗負荷  $R$  を接続されているとみなして解析を行う。なお、ここではトランスの二次側諸量を一次側に換算して計算することとし、一次側換算されたトランス諸量をアポストロフィにより区別する。

回路方程式より、入力電流は(3)式で得られる。ただし、ここで  $\Delta$  は(4)式である。

$$\dot{I}_{inv} = \frac{\dot{V}_{inv}}{\Delta} \left\{ (r'_1 + R') + j \left( \omega L'_{le1} + \omega L_m - \frac{1}{\omega C'_1} \right) \right\}^6 \dots\dots\dots (3)$$

$$\Delta = \left\{ r_0 + j \left( \omega L_{le0} + 6\omega L_m - \frac{1}{\omega C_0} \right) \right\} \left\{ (r'_1 + R') + j \left( \omega L'_{le1} + \omega L_m - \frac{1}{\omega C'_1} \right) \right\}^6 + 6\omega^2 L_m^2 \left\{ (r'_1 + R') + j \left( \omega L'_{le1} + \omega L_m - \frac{1}{\omega C'_1} \right) \right\}^5 \dots\dots\dots (4)$$

(3), (4)式より、インバータからみた負荷力率が1とするためには、電源周波数において(5)式を満足するよう共振コンデンサを設計すればよい。

$$C_0 = \frac{1}{\omega^2 (L_{le0} + 6L_m)}, \quad C_1 = \frac{1}{\omega^2 (L'_{le1} + L_m)} \dots\dots\dots (5)$$

なお、この共振条件は結合係数や負荷抵抗が受電側基板ごとに異なる場合にも変化しない。

図7に共振時における伝送システムのベクトル図を示す。簡単のため、以上の解析と同様に各受電側基板のパラメー

