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

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

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 Orikawa, 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 α 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 expressed by the extended. 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

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 ⁽¹⁻²⁾。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⁽³⁾。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⁽⁴⁾。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⁽⁵⁾。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 ⁽⁶⁾、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α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 C₀,自己インダクタンス L₀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,...,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 広いため、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 型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力率が低 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⁽⁷⁻⁸⁾。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、選定法が不明確である。そこで、本論文ではまず 初め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⁽⁶⁾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。



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⁽⁶⁾。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間の結合は弱いため無視できる ⁽⁶⁾。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「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⁽⁹⁾)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, …, 6)。

$\begin{pmatrix} \dot{V}_i \\ \dot{I}_i \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \end{pmatrix}$	A_{ij}	B_{ij} $\langle \dot{V}_j \rangle$	(1)
	C_{ij}	D_{ij} \dot{I}_{j}	

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α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α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。

補正係数α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α₁₋₆= 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Δは(4)式である。

$$\dot{I}_{inv} = \frac{\dot{V}_{inv}}{\Delta} \left\{ \left(r_1' + R' \right) + j \left(\omega L_{le1}' + \omega L_m - \frac{1}{\omega C_1'} \right) \right\}^6 \dots (3)$$

$$\Delta = \left\{ r_0 + j \left(\omega L_{ie0} + 6\omega L_m - \frac{1}{\omega C_0} \right) \right\} \left\{ \left(r_1' + R' \right) + j \left(\omega L_{ie1}' + \omega L_m - \frac{1}{\omega C_1'} \right) \right\}^6 + 6\omega^2 L_m^2 \left\{ \left(r_1' + R' \right) + j \left(\omega L_{ie1}' + \omega L_m - \frac{1}{\omega C_1'} \right) \right\}^5 \dots (4)$$

(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。

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 タと、負荷抵抗は等しいものとする。これより、受電側基板の入力電圧 *V*_{in1}としてインバータ出力電圧 *v*_{inv}に対して 90 度進みの電圧が誘起されることがわかる。

5. 実機検証

図 8 に試作システムの動作波形を示す。ここでは受電側 整流器の後段に抵抗を接続し,動作検証を行った。

実験波形より,50 mm のエアギャップを設けても受電側 基板に電力伝送が可能であり,受電側基板にて直流が出力 される事を確認した。また,各受電側基板の入力には,解 析結果と同様にインバータ出力電圧に対してほぼ90度進み の電圧が誘起されることを確認した。

図 9 に各受電側基板の出力電力特性を示す。提案システムは直列共振を用いて電力を供給しているため、負荷抵抗値 R により出力電力が大きく変動する。実験波形より、全ての受電側基板で最低でも 300 mW の電力を出力可能であることを確認した。本電力は高圧インバータに適用する IGBT のゲート駆動に要する消費電力を満足する。ただし、ここでは V_{CE(sat}) = 1700V, I_C =150 A の IGBT を想定し、スイッチング周波数は 1 kHz とする。なお、受電側基板ごとに出力電力が異なるのは、基板間の結合係数と巻数比補償係数が基板により異なるためである。

図10に提案システムの効率特性を示す。なおここで効率 は、直流入力電力に対する各受電側基板の出力電力の和で ある。本提案システムでは、変換効率より絶縁距離を確保 することを優先したため、最高効率が10.8%に留まる。しか しながら、本システムの適用先である高圧インバータで生 じる損失に対して十分小さいため、低効率は許容可能であ る。

6. まとめ

本論文では、複数台非接触給電を応用した高圧インバー タのゲート駆動回路向け絶縁システムを提案し、その等価 回路モデルの導出を行なった。電磁界解析結果との比較よ り、トランスの T 形等価回路モデルを拡張することで、周 波数特性を再現可能であることを明らかにした。また、実 機検証を行い、提案システムを用いることで、6つのゲート 駆動回路に、それぞれ最小 300 mW の電力を供給可能であ ることを確認した。

∇	両だ
~	111/

- N. Hatti, Y. Kondo, H. Akagi: "Five-Level Diode-Clamped PWM Converters Connected Back-to-Back for Motor Drives", IEEE Trans. On Industry Applications, Vol. 44, No. 4, pp. 1268-1276 (2008)
- (2) 長谷川一徳, Natchpong Hatti, 赤木泰文:「5 レベルダイオードクラン プ PWM インバータを用いたトランスレス・モータドライブ」,電学 論 D, Vol. 129, No. 4, pp. 438-445 (2009)
- (3) International Electrotechnical Commission (IEC): "Adjustable speed electrical power drive systems – Part 5-1: safety requirements – Electrical, thermal and energy", IEC 61800-5-1 (2007)
- (4) R. Steiner, P. K. Steimer, F. Krismer, J. W. Kolar: "Contactless Energy transmission for an Isolated 100W Gate Driver Supply of a Medium



Voltage Converter", IECON 2009, pp. 302-307 (2009)

- (5) 日下佳祐,折川幸司,伊東淳一,森田一徳,平尾邦朗,「複数台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」、平成26年電気学会全国大会2014, No. 4-085
- (6) 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」,電学論 D, Vol. 131, No. 12, pp. 1373-1382 (2010)
- (7) A. Karalis, J. D. Joannopoulos, M. Soljacic: "Efficient Wireless non-radiative mid-range energy transfer", Annals of Physics, Vol. 323, No. 1, pp. 34-48 (2008)
- (8) 居村岳広,岡部浩之,内田利之,堀洋一:「等価回路から見た非接触 電力伝送の磁界結合と電界結合に関する研究-共振時の電磁界結合 を利用したワイヤレス電力伝送-」,電学論 D, Vol. 130, No. 1, pp. 84-92 (2010)
- (9) Agilent Technologies: "Momentum 3D Planar EM Simulator http://www.home.agilent.com"