
複数台非接触給電を応用した 定電圧特性を有する高圧インバータ向け補助電源の開発

正員 日下 佳祐 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)
非会員 Drazen Dujic (Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne)

Development of a Constant-voltage Supply using a Multiple Output Inductive Power Transfer for Auxiliary Power Supplies of a Medium-voltage Inverter

Keisuke Kusaka, Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology)

Drazen Dujic, Non-member (Swiss Federal Institute of Technology in Lausanne)

An auxiliary power supply of a modular multilevel converter for medium-voltage applications is proposed. The proposed system supplies power from a back panel of the medium-voltage inverter to each of the cells through the air-gap. The output voltages of the proposed system are maintained at constant by the LCL compensation on the primary side and the series compensation on the secondary side although the multiple primary coils are connected in series to the one primary converter. In this paper, a design method of the compensation circuit of the inductive power transfer system is described. Simulation results and experimental results are shown in order to confirm the validity of the design method. It is confirmed that the variation of the output voltages of port 1, 2, and port 3 are 16.9%, 9.3%, 8.0%, respectively, regardless of the 25% output power variation on the port 1.

キーワード：高圧インバータ，補助電源，非接触給電，ワイヤレス給電

Keywords : Medium-voltage inverter, Auxiliary power supply, Inductive power transfer, Wireless power transfer

1. はじめに

近年，半導体電力変換器の大容量化の一手法として，セル構造をもつモジュラー・マルチレベル変換器(MMC)等の研究が盛んに行われている⁽¹⁻²⁾。MMC はセルをアーム毎に多段接続した構造となっており，これらの各セルにはゲート駆動回路や，セル電圧の検出回路，主制御回路との通信機器等を駆動するための補助電源が必要となる。

これらの高圧インバータの補助電源として，高圧インバータの低圧側回路から各セルに非接触給電を応用して電力を供給する手法が提案されている⁽³⁻⁴⁾。高圧インバータでは各セルの電位がインバータのスイッチング動作により大きく変動することに対し，低圧側回路及び高圧インバータの筐体は接地されているため，低圧側回路と各セル間に高い電位差が生じる。したがって，低圧側回路とセル間における部分放電の発生を防ぐため，セルと低圧側回路間には一定の空間距離及び沿面距離を確保しなければならない⁽⁵⁾。しかしながら，文献(3-4)の手法では高圧インバータのセル数と同台数分だけ 1 次側電力変換器が必要となり，システム全体の信頼性が低下する。信頼性の低下を避けるため，1 次側

電力変換器を 1 台にまとめ，2 次側に複数の出力ポートを有する補助電源システムが提案されている⁽⁶⁾。しかしながら，漏れリアクタンスの補償回路として S/S 補償を用いているため，各ポートの出力電圧が出力電力によって大きく変動する。また各ポートの出力電圧が他のポートの出力電力に影響を受ける⁽⁶⁾。

そこで本論文では上記の問題を解決するため，1 次側に LCL 補償回路，2 次側に直列コンデンサによる補償回路を適用した補助電源システムを提案する。これにより，1 次側電力変換器を増やすことなく，複数のポートに定電圧出力を得ることが可能となる。本論文では，補償回路の設計法の検討及び，シミュレーションと実験による原理検証を行ったので報告する。

2. 提案する補助電源供給システム

(2-1) 提案システムの構成 図 1 に提案する高圧インバータ向け補助電源システムのコンセプト図を示す。本システムでは，接地したインバータ筐体のバックパネルにセル数分の 1 次側コイルを設置し，これらのコイルから磁気結合を用いて 2 次側の各セルに接続した各コイルへ電力

を供給する。これにより、1台の1次側電力変換器から複数のセルに同時に電力を供給する。

図2に提案システムの等価回路を示す。本システムは制御用低圧電源に接続される力率改善回路、高周波インバータ、1次側補償回路、直列接続された16個の1次側コイルと、各セルに接続される16個の2次側コイル、2次側補償回路、倍電圧整流器からなる。1次側コイルと2次側コイル間の磁気結合を用いることで、補機用電源から各セルへ電力を非接触で供給する。フルブリッジインバータはオープンループにより方形波駆動するが、補償回路のパラメータを適切に設計することにより伝送コイルに流れる電流 I_{IAC} は負荷によらず常に一定となる。つまり、2次側巻線に誘起される誘導起電力が負荷によらず一定となる。また、2次側補償回路により2次側コイルの自己インダクタンスで生じる電圧降下を相殺することで、巻線抵抗による電圧降下が無視できる場合、負荷電圧によらず出力電圧が一定となる。

〈2・2〉 非接触給電用コイル 図3に1次側コイルと2次側コイルの外観図を示す。図3(a)と(b)は試作器の外観を示しており、(c)はこれらの3次元モデルである。伝送コイルは、サーキュラー形コイルなどと比較して高い磁気結合を得ることが可能なソレノイド形コイルを用いる⁽⁷⁾。伝送コイルは樹脂により成形したボビンと、4枚のフェライト(Laird社, ferrite 33 Material)及びブリッツ線からなり、フェライトをボビンにより挟み込み、ボビンの上から巻線を巻きつけた構造をとる。

各コイルのパラメータについては次節で述べる。

〈2・3〉 非接触給電部の設計 本節では非接触給電部の伝送コイル及び補償回路のパラメータ設計法を示す。本システムでは、1次側補償回路として1次側巻線に対して並列にコンデンサ C_{1comp} 、さらに直列に共振インダクタ L_{1comp} を接続したLCL構成を用いる。なお、直流電流によるコアの飽和を避けるため、直流カットコンデンサ C_{dc} を1次側の共振インダクタ L_{1comp} に対して直列に挿入する。

図4に本システムの等価回路と、パラメータ設計のために簡略化した等価回路図を示す。なお、ここでは2次側コイルに接続された負荷をまとめ、インピーダンス Z_{load} とする。本回路に1次側電圧源 V_1 を接続した場合、伝送コイル L_{total} に流れる電流は(1)式となる。ただし、簡単のため直流カットコンデンサ C_{dc} は無視する。

$$I_{IAC} = \frac{V_{IAC}}{\left(Z_{load} + j\omega L_{total} \right) - \omega^2 L_{1comp} C_{1comp} \left(Z_{load} + j\omega L_{total} - j \frac{1}{\omega C_{1comp}} \right)} \quad (1)$$

なお、ここで L_{total} は1次側伝送コイルの個々の自己インダクタンス L_{single} の総和、 ω は伝送角周波数である。

2次側に生じる誘導起電力を負荷によらず定電圧を得るためには、(1)式の1次側電流が一定となるよう補償回路を決定すれば良い。すなわち、補償回路をインバータ出力に対してイミタンス変換特性⁽⁸⁾をもつように決定する。したがって、各補償回路の定数は(2)(3)式を満足するように決定す

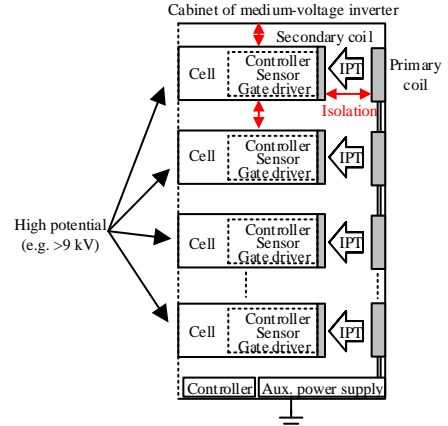


Fig. 1. Concept of the proposed auxiliary power supply.

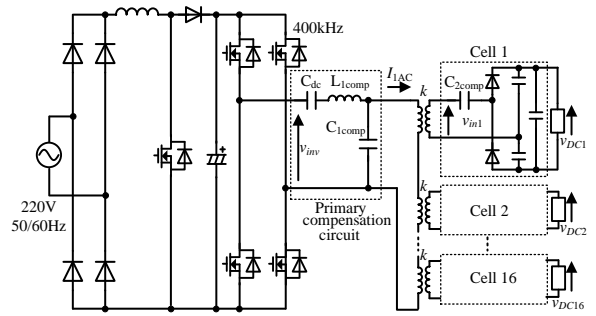
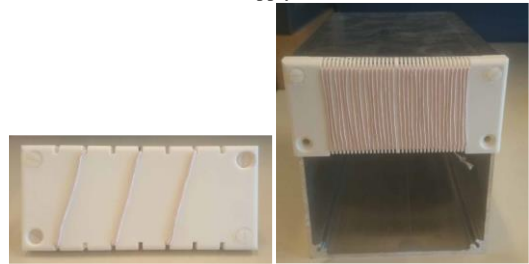
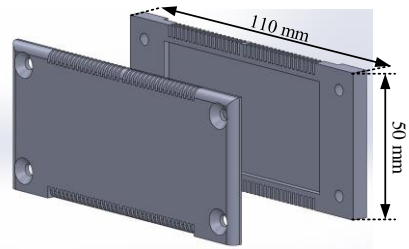


Fig. 2. Circuit configuration of proposed auxiliary power supply.



(a) Primary coil (b) Secondary coil and cell



(c) Structures of secondary coil (3D-model)

Fig. 3. Primary and secondary coils.

る。

$$C_{1comp} = \frac{1}{\omega^2 L_{total}} \quad (2)$$

$$L_{1comp} = \frac{1}{\omega^2 C_{1comp}} \quad (3)$$

ただしここで、 L_{total} は1次側コイルの自己インダクタンスの和である。第(2)(3)式を満足している場合、1次側インダクタに通流する電流 I_{IAC} は(4)式となる。

$$I_{1AC} = \frac{V_1}{j\omega L_{total}} \dots\dots\dots(4)$$

(4)式より明らかなように、伝送コイルに通流する電流は負荷によらず一定となる。

また、2次側には各コイルにそれぞれ直列に共振コンデンサ C_{2comp} を接続する。本コンデンサは駆動周波数において2次側コイルの自己インダクタンスと共振するよう(5)式により決定する。これにより、2次側誘導起電力からみた2次側の負荷力率が1となり、巻線抵抗を無視すれば負荷電圧は一定となる。

$$C_{2comp} = \frac{1}{\omega^2 L_2} \dots\dots\dots(5)$$

次に、所望の出力電圧を得るため、1次側コイル及び2次側コイルの自己インダクタンスを決定する。

1次側直流電圧を V_{1DC} とすると、方形波駆動されるインバータ出力電圧の基本波成分 V_{1AC} は(6)式で表される。

$$V_{1AC} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{1DC} \dots\dots\dots(6)$$

(1)(2)式のイミタンス変換特性を満たしている時、所望の1次側電流 I_{1AC} を得るために必要な1次側自己インダクタンスの総和は(7)式で与えられる。

$$L_{1_total} = \frac{V_{1AC}}{\omega I_{1AC}} \dots\dots\dots(7)$$

したがって1次側コイル一個あたりの自己インダクタンス $L_{1single}$ は2次側セルの台数 N を用いて(8)式で表せる。

$$L_{1single} = \frac{L_{total}}{N} \dots\dots\dots(8)$$

次に、2次側コイルの個々の自己インダクタンス L_2 を決定する。(5)式を満足している場合、巻線抵抗による電圧降下を除けば2次側インダクタンスによる電圧降下は生じないため、2次側誘導起電力は負荷電圧に等しい。つまり、所望の出力電圧を得るために必要な相互インダクタンスは(9)式で計算でき、相互インダクタンスの定義から所望の出力電圧 V_{2AC} を得るために必要な2次側自己インダクタンスは(10)式となる

$$M = \frac{V_{2AC}}{\omega I_{1AC}} \dots\dots\dots(9)$$

$$L_2 = \frac{M^2}{k^2 L_{1_single}} \dots\dots\dots(10)$$

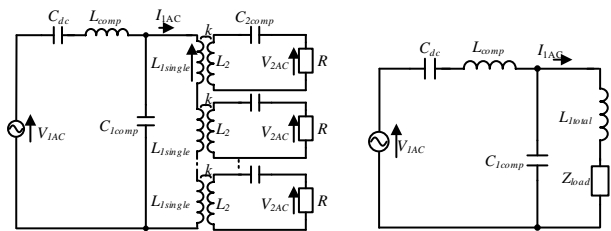
なお、本システムでは2次側回路として倍電圧整流器を用いるため、2次側交流電圧と2次側直流電圧の関係は次式で得られる。

$$V_{2AC} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{2DC} \dots\dots\dots(11)$$

3. シミュレーション

設計法の妥当性を検証するため、シミュレーションによる検証を行った。表1にシミュレーション及び実験で用いたパラメータを示す。なお、本システムは16台のセルへ電力を供給することを想定しているが、本検討では簡単のため3台のセルへの電力供給試験を行った。これに伴い、1次側直流電圧を72Vとした。

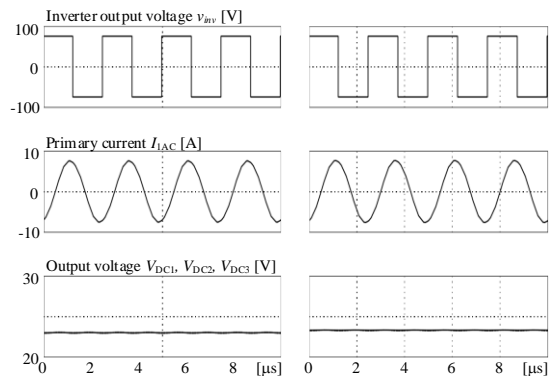
図5にシミュレーション結果を示す。図5(a)が全ポートに定格負荷を接続した場合、図5(b)がポート1のみ定格に対して50%の負荷を接続した場合の波形である。シミュレーション結果より、負荷を変動させた場合においても1次側電流 I_{1AC} は変化しておらず、また出力電圧としてほぼ一定(24V)の出力が得られていることがわかる。以上のことより、補償回路の設計法の妥当性を検証した。



(a) Equivalent circuit (b) Simplified equivalent circuit
Fig. 4. Equivalent circuit.

Table 1. Specification.

	Symbols	Values	
Primary DC-voltage	V_{DC1}	72 V	
Secondary DC-voltage	V_{DC2}	24 V	
Number of receivers	Experiment	3	
	Design	16	
Rated powr per receiver	P_{1-3}	7.5 W	
Transmission frequency	f	400 kHz	
Coupling coefficient	k	0.055	
Isolation distance	D	30 mm	
Inductance	Primary	$L_{1single}$	1.6 uH
	Secondary	$L_{2single}$	120 uH
Compensation circuit		C_{1DC}	16.7 nF
		C_{1comp}	33.3 nF
		C_{2comp}	1.3 nF
		L_{1comp}	4.7 uH



(a) Full-load (b) Port 1: Half-load, Port 2 and 3: Full-load
Fig. 5. Simulation results.

4. 実機検証

図 6 に実機検証のために試作した 1 次側電力変換器の概観を示す。インダクタンス及び補償回路の定数はシミュレーションと同じである。

図 7 に提案システムの定常動作時の動作波形を示す。図 7(a)がポート 1 に負荷 40%, ポート 2 及びポート 3 に 50% の負荷を接続した場合の波形, 図 7(b)がポート 1 の負荷を 100%(7.5 W)とした場合の波形である。両条件においても正常にセル側に直流電圧を供給できていることが確認できる。また, 1 次側補償回路の動作により, 1 次側コイルに通流する電流の振幅が負荷の変動によらずほぼ一定となっていることがわかる。

図 8 にポート 1 の負荷電力を 40% から 100% まで変動させた場合の各ポートの出力電圧を示す。負荷電力の増加に伴い巻線抵抗により電圧降下が生じるものの, 電圧の変動は平均値に対して 16.9% 以内である。なお, 補償回路のパラメータ誤差によりポート 1 の負荷電力の増加に伴って 1 次側電流の振幅が増加するため, 他のポートでは出力電圧が増加する。しかしながら, ポート 1 の電力変動に起因するポート 2 とポート 3 における電圧変動は平均値に対してそれぞれ 9.3%, 8.0% であり, 良好な定電圧特性が得られることを確認した。

5. まとめ

本論文では, イミタンス変換特性をもつ非接触給電を応用した定電圧出力特性をもつ高圧インバータ向け補助電源を提案し, 実験機による検証を行った。本システムは非接触給電システムの 1 次側がイミタンス変換特性を持つよう設計することで負荷によらず出力電圧が一定となる。実験により, 1 つのポートにおいて負荷電力を 40% から 100% まで変動させた時の電圧変動はポート 1 からポート 3 においてそれぞれ 16.9%, 9.3%, 8.0% 以内であり, 定電圧特性が得られることを確認した。

文 献

- (1) 萩原誠, 赤木泰文:「モジュラー・マルチレベル変換器(MMC)の PWM 制御法と動作検証」, 電学論 D, Vol. 128, No. 7, pp. 957-965 (2008)
- (2) S. Kenzelmann, A. Rufer, D. Dujic, F. Canales, Y. R. de Novaes: "A Versatile DC/DC Converter based on Modular Multilevel Converter for Energy Collection and Distribution", IET Conference on Renewable Power Generation (RPG2011), pp. 1-6 (2011)
- (3) C. Marxgut, J. Biela, J. W. Kolar, T. Steiner, P. K. Steimer: "DC-DC Converter for Gate Power Supplies with an Optimal Air Transformer", APEC 2010, pp. 1865-1870 (2010)
- (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) International Electrotechnical Commission (IEC): "Adjustable speed electrical power drive systems – Part 5-1: safety requirements – Electrical, thermal and energy," IEC 61800-5, 2007
- (6) Keisuke Kusaka, Koji Orikiwa, Jun-ichi Itoh, Isamu Hasegawa, Kazunori Morita, Takeshi Kondo, "Galvanic Isolation System with Wireless Power Transfer for Multiple Gate Driver Supplies of Medium-voltage Inverter", IEEE Journal of Industry Applications, Vol. 5, No. 3, pp. 206-214 (2016)
- (7) M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, C. Huang: "Development of a

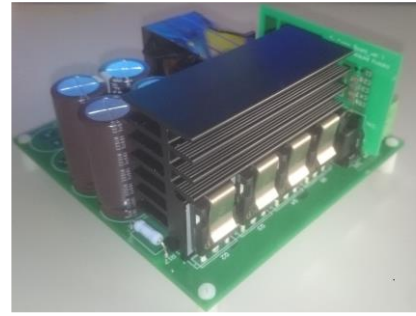
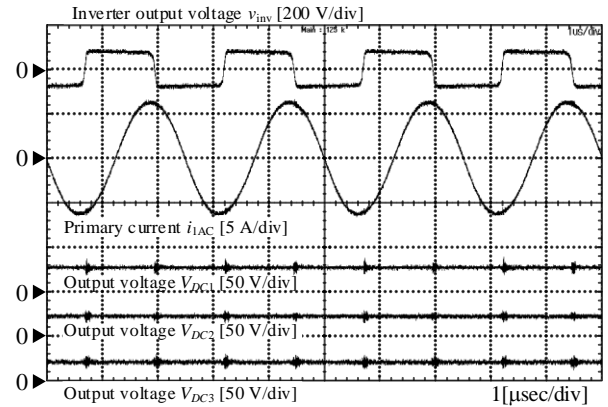
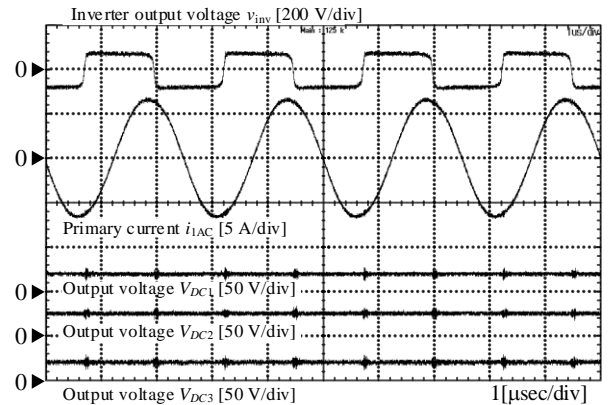


Fig. 6. Prototype (Primary converter).



(a) Port 1: 40% load, Port 2 and 3: 50% load



(b) port 1: 100% load, port 2 and 3: 50% load

Fig. 7. Operation waveforms.

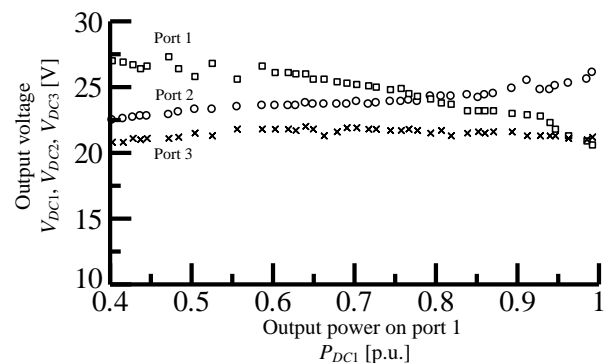


Fig. 8. Output voltage characteristics.

Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems", IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol. 60, No. 1, pp. 318-328 (2013)

- (8) 入江寿一, 南信之, 南秀明, 北吉晴芳: 「イミタンス変換器を用いた非接触給電装置」, 電気学会論文誌 D, Vol. 120, No. 6, pp. 789-794 (2000)