

マトリックスコンバータの制御を応用した UPS 向け 3 レベル AC/DC/AC コンバータ

学生員 辻 弘兵* 正 員 日下 佳祐 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

3-Level AC/DC/AC Converter using Control Method of Matrix Converter for UPS

Kohei Tsuji*, Student Member, Keisuke Kusaka, Member, Jun-ichi Itoh, Senior member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes an improvement method of an input power factor and a waveform distortion for a grid synchronous switching AC/DC/AC converter with a low-power factor load. The AC/DC/AC converter switches only each 60 degree at three-phase voltage. As a result, the switching frequency is drastically reduced as compared with the pulse width modulation method. Meanwhile, as the load power factor is decreased, the input power factor is also decreased. In addition, the waveform distortion of the input current and the output voltage is increased. In this paper, the input power factor can be improved by using a control of a matrix converter. In the simulation, the proposed circuit achieved the improvement of input power factor and the reduction of distortion by 50.1% and 85.8%, respectively on the input current and output voltage.

キーワード : UPS, AC/DC/AC コンバータ, マトリックスコンバータ, Back-To-Back, T-type インバータ

Keywords : UPS, AC/DC/AC converter, matrix converter, Back-To-Back, T-type inverter

1. はじめに

近年, 非常用照明器具やサーバーールーム等の安定した電力供給を要求する電気機器向けに無停電電源装置(以下, UPS)の需要が増加している⁽¹⁾⁽²⁾. UPS には常時商用給電方式と常時インバータ給電方式の2種類が存在する⁽²⁾. 常時商用給電方式は停電時に系統と停電補償回路の接続を切り替える方式で, 切り替え時に瞬時停電が発生する。そのため, 高信頼性が要求されるアプリケーションには適用できない。一方, 常時インバータ給電方式は電力の主経路に電力変換器があるため, 停電時にも瞬時停電なしで, 電力を供給できる。そのため, 常時インバータ給電方式は工場の生産ラインや医療用機器といった系統擾乱や瞬時停電により甚大な被害が発生する負荷に適用される。しかし, 常時インバータ給電方式は常にインバータをパルス幅変調(以下, PWM)により駆動しているため, 系統正常時においても常時キャリア周波数に応じたスイッチング損失が発生する。したがって, ランニングコスト低減のためスイッチング損失の低減が要求される。この問題に対して, 常時インバータ給電方式のインバータおよび整流器にマルチレベル方式を適用する方法がある⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁵⁾. マルチレベル化により低耐圧素子の適用, インダクタンスの小型化およびスイッチング周波数の低周波数化が可能となり変換器損失を低減できる。この手法は

UPS 用途においても有用性が確認されている⁽⁶⁾⁽⁷⁾。しかし, マルチレベルであっても PWM 駆動はしており, 原理的にスイッチング損失の低減には限界がある。

そこで, 著者らはこれまでスイッチング損失を大幅に低減できる UPS 向け電源同期スイッチング AC/DC/AC コンバータ提案している⁽⁸⁾。本回路は従来のマルチレベル回路に比べ, スwitching回数を 90%以上低減可能な電源同期スイッチングを採用している。電源同期スイッチングは, 三相交流電圧の大中小関係が切り替わる瞬間のみスイッチングする。そのため, スwitching周波数が電源周波数の6倍となり, スwitching損失の低減が可能である。また, 直流中間電圧は平滑化を必要としないため, 大容量のコンデンサを必要としない。したがって, 電解コンデンサレス化による長寿命化と小型も同時に達成できる。更に, 前段の Vienna 整流器は三相 V 結線交流チョップ回路⁽⁹⁾と同様に制御するため, 系統電圧低下時には簡単な制御で昇圧でき, CVCF 動作を実現できることを確認している⁽¹⁰⁾。一方, 提案回路の電源同期スイッチングは系統の三相交流電圧の 60° 毎にのみスイッチングしているため, 負荷力率低下時であっても入力電流の位相を調整できず入力側の力率低下を補償できない。そのため, 負荷力率低下時には入力力率が極端に低下する。これに加えて, 負荷力率低下時には, 直流中間の電圧と電流の大中小関係が一致せず, 結果として入力電流と出力

電圧が大きくひずむ問題がある。したがって、従来の電源同期スイッチングは PWM 駆動と比べてスイッチング損失を大きく低減できる一方で、負荷力率低下時には UPS として系統連系要件を満足できず、負荷力率低下時に波形ひずみと入力力率を補償する方法が必要である。

本論文では負荷力率低下に対応させるため従回路に別の制御法を適用し、波形ひずみを低減しながら、電解コンデンサレス化する方法を提案する。具体的には、主回路を T-type インバータの Back-To-Back (以下, BTB) 構築とし、T-type インバータとマトリクスコンバータの回路構成の類似性に着目し、各 T-type インバータにマトリクスコンバータの仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾を適用する。マトリクスコンバータは直接交流-交流変換が可能な回路であり、入出力電圧と電流の振幅と周波数を調整できる。また、常時インバータ給電方式 UPS は直流出力である停電補償回路と接続するために、直流中間部が必要である。したがって、直流中間電圧を従来と同様に三相交流電圧を大中小に分離した状態になるようにマトリクスコンバータのスイッチングパターンを調整することで、直流中間部を作りながら電解コンデンサレス化を達成する。本論文では、シミュレーションにおいて、提案法の有用性を確認したため、これを報告する。

2. 回路構成と動作方法

本章では最初に従回路の動作および問題点を述べる。その後、問題を解決するための提案法について説明する。

図 1 に著者らが提案する UPS 向け電源同期スイッチング AC/DC/AC コンバータの回路図を示す。提案回路は双方向スイッチを用いた T-type インバータの BTB 構築である。提案回路の前段 T-type インバータについて、負荷力率が 1 の場合は上下アームの IGBT を使用せず還流ダイオードのみを利用する。これにより、前段 T-type インバータを Vienna 整流器⁽⁶⁾として動作させる。この回路の最大の特徴は、電圧の振幅と周期が入出力間で等しい通常動作時は、電源位相角 60° 毎にしかスイッチングしないため、スイッチング回数が PWM 駆動に対して極めて少ない点にある。問題である低負荷力率時の動作においては、前段変換器を T-type インバータとして動作させて、系統力率と入出力波形のひずみを補償する。

<2.1> 従来法における系統通常時の動作

図 2 に提案回路における負荷力率が 1 かつ系統通常時の入力相電圧波形と直流中間電圧波形、出力相電圧波形、電源同期スイッチングの駆動信号を示す。また、同図は電源位相 60° 毎に State number を割り当てている。通常動作において整流器は、入力電圧のステート変化時のみにスイッチングし、直流中間部にそれぞれ入力電圧の最大相電圧 v_{max} 、中間相電圧 v_{mid} 、最小相電圧 v_{min} を整流している。インバータも整流器と同様に、入力電圧のステート変化に同期してスイッチングすることで負荷側の三相交流電圧 v_u, v_v, v_w を復元する。したがって、提案回路のスイッチング周波数は電源周

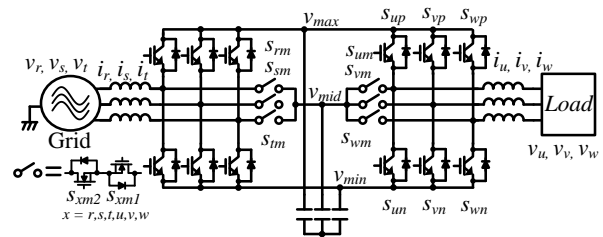


Fig.1 Proposed AC/DC/AC converter for UPS

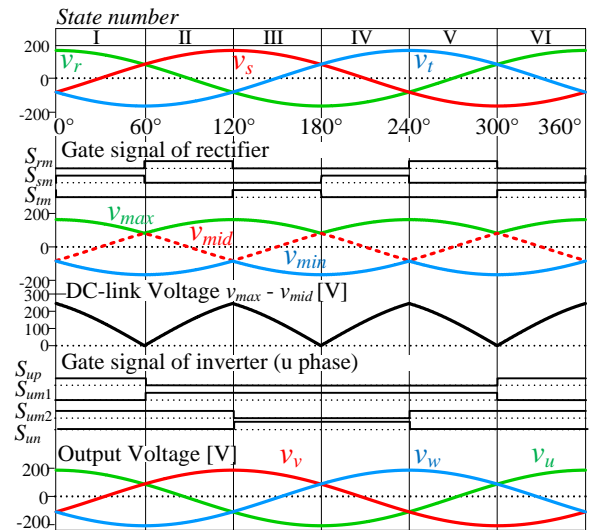


Fig.2 Waveforms of conventional AC/DC/AC converter⁽⁸⁾

波数の 6 倍であり、スイッチの高速駆動が必要な従来の PWM 駆動方式に対して、スイッチング損失を大幅に低減できる。また、直流中間電圧を平滑する必要がないため、直流中間のコンデンサ容量を小さくできる。そのため、電解コンデンサレスで動作可能である。更に、前段の整流器は各ステートにおいて、V 結線チョッパ回路と等価な回路であるため、系統の瞬時電圧降下にも昇圧動作により、CVCF 動作が可能である。一方、スイッチングタイミングは系統電圧を基準とした 60° 毎としているため、負荷力率低下によって、各ステートにおける直流中間の電圧と電流の大中小関係が異なることにより、入力電流と出力電圧の波形が大きくひずむ問題がある。なお、一般的な 3 レベルインバータの変調法によるひずみ補償は大容量のコンデンサが直流中間部に必要となるため本方式には不向きである。

<2.2> 提案するマトリクスコンバータの制御を応用した低負荷力率時の補償法

本節では提案回路における負荷力率低下時の波形ひずみ低減法と入力力率の補償方法について説明する。まず、2.2.1 節で提案回路に適用するマトリクスコンバータの仮想 AC/DC/AC 変換方式について説明する。続いて、提案回路の前段と後段それぞれの T-type インバータへ適用する方法について説明する。

<2.2.1> マトリックスコンバータにおける
仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽¹¹⁾⁽¹²⁾

図 3(a)と(b)にマトリックスコンバータおよびインダレクトマトリックスコンバータ(以下、IMC)の回路図をそれぞれ示す。本節ではマトリックスコンバータの仮想 AC/DC/AC 変換方式について説明する。マトリックスコンバータは図 3(a)のような 9 つの双方向スイッチで構成される。提案法ではマトリックスコンバータの仮想 AC/DC/AC 変換方式を用いる。仮想 AC/DC/AC 変換方式は図 3(b)のように、電流型整流器(CSR)と電圧型インバータ(VSI)で構成される IMC に置き換えて、スイッチングパルスを計算する。これは、「あるスイッチング状態における変換器の入出力の接続状態が同一であれば、変換器の構成に関わらず入出力波形は同一である。」という原理に基づく。この原理により、IMC とマトリックスコンバータは等価として扱える。次の(1)式に IMC とマトリックスコンバータのスイッチングパルス変換式を示す。(1)式を用いることで IMC の仮想 CSR と仮想 VSI のそれぞれの指令値からマトリックスコンバータのスイッチングパルスを生成できる。

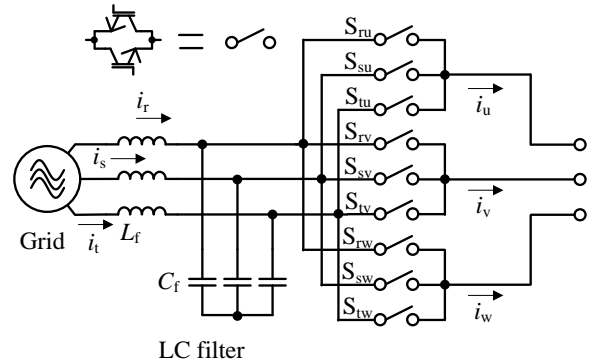
$$\begin{bmatrix} S_{ru} & S_{su} & S_{tu} \\ S_{rv} & S_{sv} & S_{tv} \\ S_{rw} & S_{sw} & S_{tw} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} \\ S_{rn} & S_{sn} & S_{tn} \end{bmatrix} \dots(1)$$

この仮想 AC/DC/AC 変換方式により、制御系を簡易化できるだけでなく、従来のインバータの制御を応用できるため、制御系の検討を容易に行える。更に、マトリックスコンバータは入出力の振幅と周波数を制御できるため、提案回路においても波形ひずみと入力力率の補償が可能である。

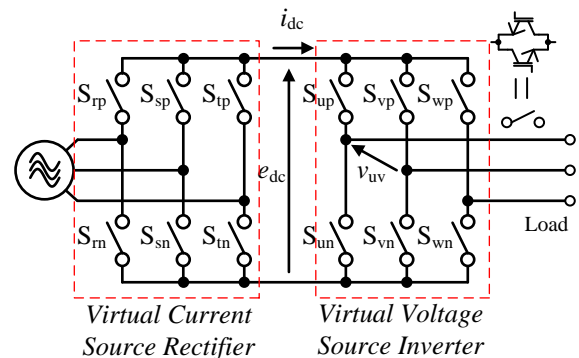
<2.2.2> 前段 T-type インバータの制御方法

本節ではマトリックスコンバータの仮想 AC/DC/AC 変換方式を提案回路の前段 T-type インバータに適用する方法について説明する。まず、前段 T-type インバータの制御ブロック図と制御対象と制御方法について説明する。続いて、マトリックスコンバータの仮想 AC/DC/AC 変換方式を用いて図 2 の v_{max} , v_{mid} , v_{min} のような三相交流を大中小に分離した非平滑波形を出力する方法について説明する。

図 4 に前段 T-type インバータ単体の主回路と制御ブロック図を示す。前段 T-type インバータは直流中間電圧と入力電流を制御する。同図にあるように、直流中間電圧は仮想 CSR で制御し入力電流は仮想 VSI にて制御する。また、提案回路では回転座標変換を用いて制御を行う。回転座標を用いるにあたって、d 軸を無効成分、q 軸を有効成分として定義する。回転座標を用いることで、電流と電圧を有効成分と無効成分に分離でき制御を簡易化できる。更に、前段 T-type インバータの入力と出力にそれぞれ電流制御と電圧制御を適用するため、直流中間側と入力間で電力の不一致を防止する必要がある。仮想 CSR の入力電流指令値 $i_{q_fcsr^*}$ と直流中間電圧指令値 $v_{q_fcsr^*}$ から直流中間電力指令値 P_{dc^*} を計算し、直流中間電力指令値 P_{dc^*} と q 軸系統電圧 v_{q_grid} から仮想 VSI の入力電流指令値 $i_{q_fvti^*}$ を計算する。なお、入力力率



(a) Matrix converter



(b) Indirect matrix converter
for virtual AC/DC/AC conversion

Fig.3 Concept of virtual AC/DC/AC conversion

を 1 にするために、d 軸入力電流指令値 $i_{d_fvti^*}$ は 0 p.u. とする。加えて、直流中間電圧は従来法と同様に、図 2 の v_{max} , v_{mid} , v_{min} のような三相交流を大中小に分離した波形に制御する。非平滑の電圧波形に制御することで、直中間のコンデンサを小容量化でき、従来法との両立が可能となる。

図 5 に非平滑の大中小分離波形と三相交流波形を変換するブロック図を示す。提案回路の特徴として、直流中間電圧を図 2 の v_{max} , v_{mid} , v_{min} のような三相交流を大中小に分離した波形に変換するための変換ブロックが存在する。具体的には、仮想 CSR の電流指令値を三相交流から大中小分離波形に変換する $3\phi/mmm$ 変換ブロックと、直流中間電圧を検出する際に大中小分離波形から三相交流に変換する $mmm/3\phi$ 変換ブロックである。これらの波形変換により、T-type インバータのスイッチングパルス計算は大中小分離波形で行いながら、直流中間電圧の電圧制御自体は三相交流として扱うことができる。これにより、非平滑である直流中間電圧を等価的に回転座標上で扱えるため、仮想 VSI の電流指令値 $i_{q_fvti^*}$ に与える直流中間電力指令値 P_{dc^*} を計算できる。

<2.2.3> 後段 T-type インバータの制御方法

図 6 に提案回路の後段 T-type インバータの主回路と制御ブロック図を示す。本節では後段 T-type インバータの制御方法について説明する。前段 T-type インバータと同様に、

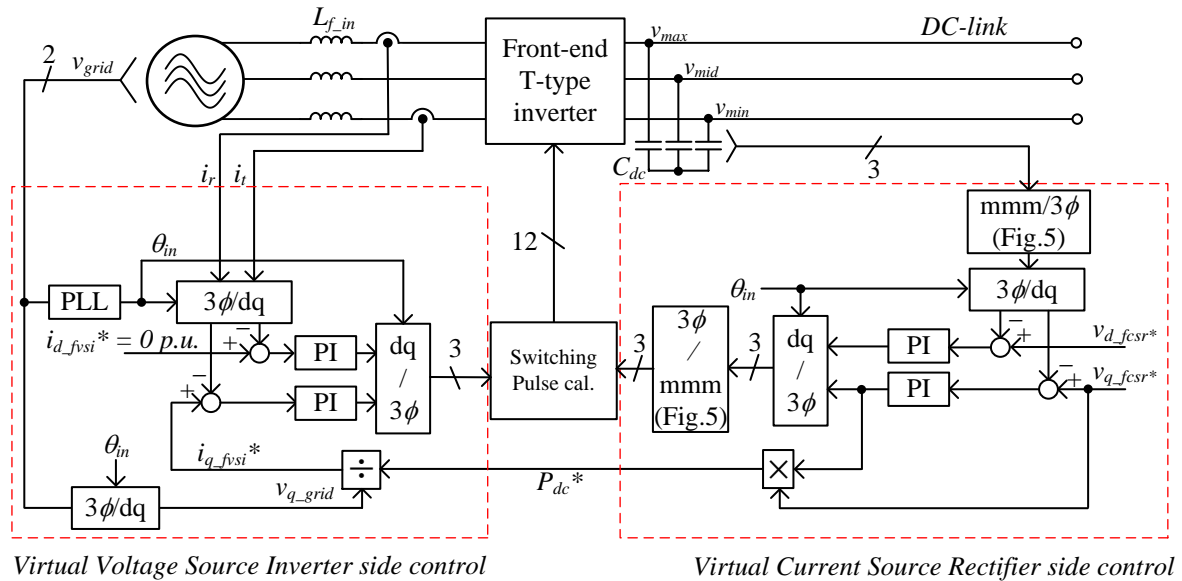


Fig.4 Main circuit and control block in front-end T-type inverter

後段 T-type インバータもマトリックスコンバータの仮想 AC/DC/AC 変換方式を用いる。同図にあるように、後段 T-type インバータでは出力電流の制御に仮想 VSI を用いる。前段 T-type インバータの電圧制御により直流中間電圧が理想であることを前提として、仮想 CSR の電流指令値 $i_{q_bcsr}^*$ と $i_{d_bcsr}^*$ は一定とする。また、直流中間側は非平滑の直流電圧であるため、前段 T-type インバータ同様に図 5 の変換ブロックを利用する。

3. シミュレーション結果

表 1 に本論文におけるシミュレーション条件を示す。本論文では定格電力 3kW のミニモデルを想定してシミュレーションを行った。本章では図 1 の T-type インバータの BTB システムにおいて、従来の電源同期スイッチング方式とマトリックスコンバータの仮想 AC/DC/AC 変換方式を応用した提案法をシミュレーションにて比較検討する。本論文では直流中間電圧の平均値で単位静電定数⁽¹³⁾を計算する。また、従来法はオープンループのみで動作するため LC 共振現象が発生する。したがって、入力インダクタに並列にダンピング抵抗を接続する。提案法にて、出力電圧は PWM 波形となるため、波形の確認にのみカットオフ周波数 1kHz のローパスフィルタを用いる。なお、今回は誘導性負荷を想定しており、負荷は抵抗とインダクタを直列構成とする。

図 7 に力率 0.75 における従来法と提案法のシミュレーション結果を示す。同図では入力波形と出力波形をそれぞれ Total Harmonic Distortion(以下、THD)で比較する。従来法では負荷力率が低下すると、入力力率も同等の力率まで低下し、入力電流 THD4.85%、出力電圧 THD9.89%となる。一方、提案法では入力電流 THD2.42%、出力電圧 THD1.40%と波形ひずみがそれぞれ 50.1%、85.8%低減され、入力力率もほとんど 1 に維持できることが確認できる。

図 8 に力率 0.75 における従来法と提案法の高調波解析結

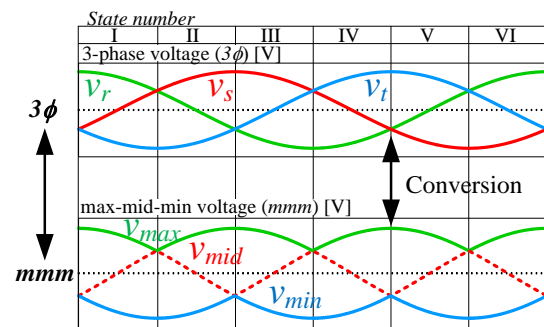


Fig.5 Conversion block for 3φ and mmm

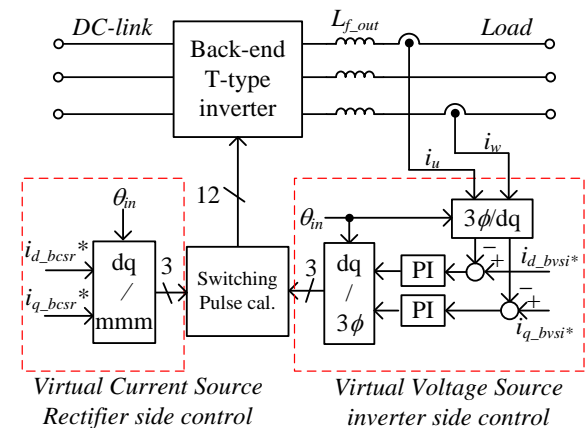


Fig.6 Main circuit and control block in back-end T-type inverter

果をそれぞれ示す。本論文では基本波を 50Hz としている。同図から、従来法にて顕著であった 300Hz の側帯波成分が提案法では減少しており、各高調波成分が 1%以下に抑制されることが確認できる。

図 9 に各負荷力率における出力電圧と入力電流の波形ひずみ率特性を示す。従来の電源同期スイッチングは負荷力

率の低下に伴って、THD が指数関数的に増加することが確認できる。一方、提案法は負荷力率 0.70 でも入力電流と出力電圧の THD をそれぞれ 3.61%, 1.72% まで抑制できることが確認でき、負荷力率 0.70 であっても THD を 5% 以下に抑制できる。したがって、負荷力率低下によって THD が大幅に増加する従来法に比べて、提案法は波形ひずみの増加を大きく抑制できることがわかる。

図 10 にシミュレーションにおける負荷力率と入力力率の特性を示す。従来の電源同期スイッチングでは入力力率と負荷力率はほとんど一致してしまうのに対して、提案法は負荷力率の低下によらず、力率をほぼ 1 に保てることを確認できる。したがって、提案法により、負荷力率低下時の入力力率補償は可能であることを確認した。

図 11 に負荷力率 1 とした場合の直流中間部における電圧と電流の波形を示す。提案法の直流中間電圧は、従来の 60° スwitching と同様に、非平滑の大中小分離波形であることから、意図した通りの整流動作が行われることが確認できる。そのため、提案法においても、従来法と同じく大容量のコンデンサなしに回路を動作でき、電解コンデンサレス化も達成できる。

4. まとめ

本論文では、高効率動作可能な UPS 向け AC/DC/AC コンバータの負荷力率低下時における波形ひずみ低減および入力力率補償方法について提案した。マトリクスコンバータの制御方式を応用することで、電解コンデンサレス化と波形ひずみおよび入力力率改善が可能であることを示した。シミュレーションにて従来方式と比較検討を行い、負荷力率 0.75 時において、入力電流と出力電圧の波形ひずみをそれぞれ 50.1%, 85.8% 低減できることを確認した。加えて、提案法では負荷力率の値によらず、入力力率を 1 に保てることも確認した。また、従来の制御法でも負荷力率 0.85 までは、入力力率は低下するものの、良好な入出力波形を維持できることを確認した。

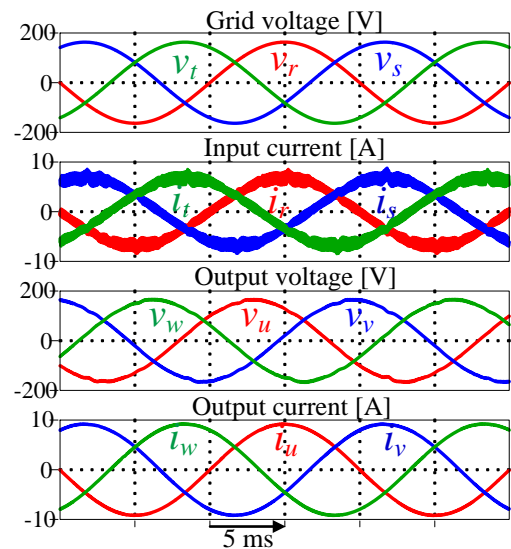
今後は提案方式の実機検証、従来の電源同期スイッチングと提案法の両立および損失評価を検討する予定である。

文 献

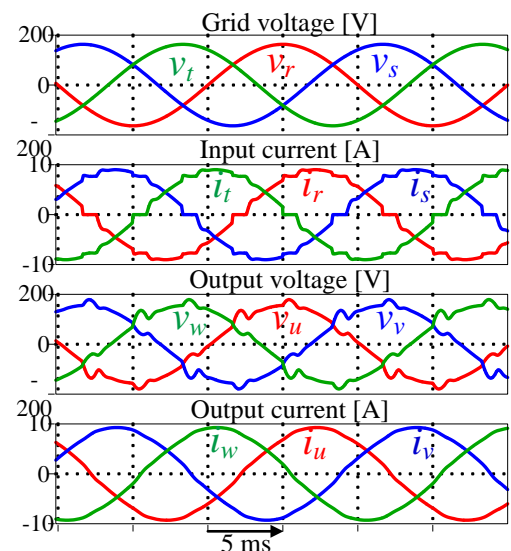
- (1) 地福 順人・天野 比佐雄：「UPS の技術動向」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌, Vol.107, No. 11, pp. 1311-1315 (1987)
- (2) 伊東 洋一・森 治義・宮田 博昭・吉田 修・田中 貞治・横山 智紀：「瞬低・停電補償分野における交流インターフェイスの技術動向」, 電気学会産業応用部門大会, 1-S12-2, pp. 123-128 (2009)
- (3) Fang Zheng Peng : "A Generalized Multilevel Inverter Topology with Self Voltage Balancing", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, Vol.37, No.2, p.611-618 (2001)
- (4) Jose Rodrigues, Jih-Sheng Lai, and Fang Zheng Peng : "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Vol.49, No.4 pp.724-738 (2002)
- (5) Kazuki Iwaya, Isao Takahashi : " Switching Type Power Amplifier Using Multilevel Inverter", IEEJ, Vol.123, No.11 pp.1339-1344 (2003)
- (6) 益永 博史：「技術開発レポート マルチレベル方式を用いた高効率大容量 UPS の開発」, 電気学会論文誌. D, 産業応用部門誌,

Table1 Condition of Simulation

Element	Symbol	Value
Rated power	P	3 kW
Grid line to line voltage	V_{rs}, V_{st}, V_{rt}	200 V _{rms}
Grid frequency	f_{in}	50 Hz
Output line to line voltage	v_{uv}, v_{vw}, v_{uw}	200 V _{rms}
Output frequency	f_{out}	50 Hz
Carrier frequency	f_c	10 kHz
Input inductance	$L_{f_in} (\%Z)$	2.12 mH (5.00%)
Output inductance	$L_{f_out} (\%Z)$	2.12 mH (5.00%)
DC-link capacitance	C_{dc}	8.95 μ F
Unit capacitance constant (conventional method)	H_c	3.40 ms
Unit capacitance constant (proposed method)	H_p	0.54 ms



(a) Conventional method



(b) Proposed method

Fig.7 Comparison of conventional and proposed method when load power factor is 0.75

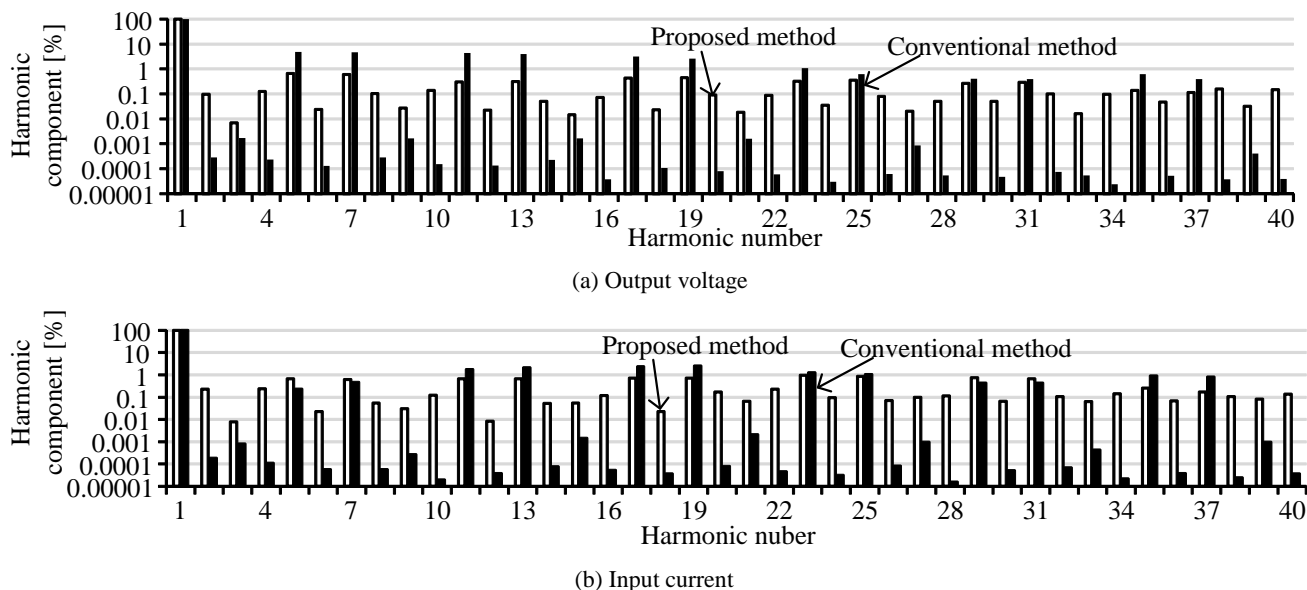


Fig.8 Spectrum analysis of Output voltage and input current

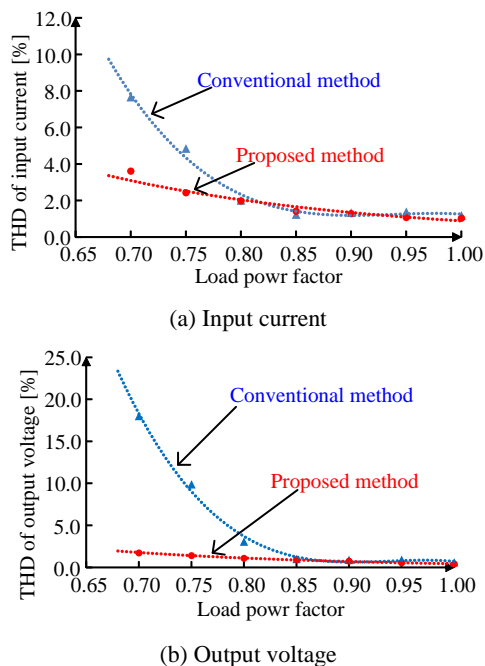


Fig.9 THD characteristic respect to load power factor

Vol.132, No. 10, pp. NL10_4-NL10_4 (2012)

(7) Dean Richards, Junichiro Onishi, "Mitsubishi 9900A Series High Efficiency True On-Line Double Conversion Uninterruptible Power Supply (UPS)", DRJO-TP1rev1: The Power of Green, pp. 1-9 (2008)

(8) Kazuki Yoneda, Hiroki Takahashi, Jun-ichi Itoh: "Switching Loss Reduction of AC-AC Converter using Three-level Rectifier and Inverter for UPS.", IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition, pp. 384-389 (2014)

(9) 伊東 淳, 田島 宏一 大沢 博: 「三相 V 結線交流チョッパを用いた誘導電動機駆動システム」, 電気学会論文誌 D, 産業応用部門誌, Vol.123, No.3, pp. 271-277 (2003)

(10) 米田一己, 伊東淳一: 「電源同期スイッチングを用いた三相 VVCF 電力変換器の瞬時電圧低下補償機能の実機検証」, 平成 28 年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 64, pp. 106-107 (2016)

(11) 伊東 淳一, 小太刀 博和, 小高 章弘, 佐藤 以久也, 大口 英樹, 海田 英俊: 「パルスパターンに着目した仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの高性能化」, 電気学会産業応用

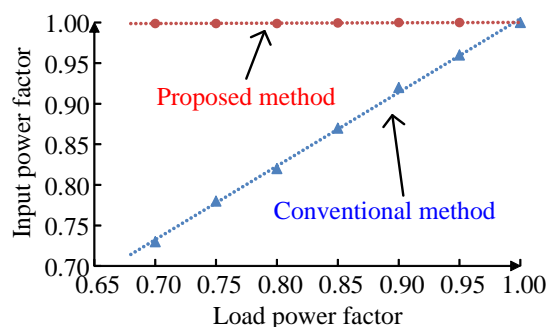


Fig.10 Input power factor characteristic with respect to load power factor

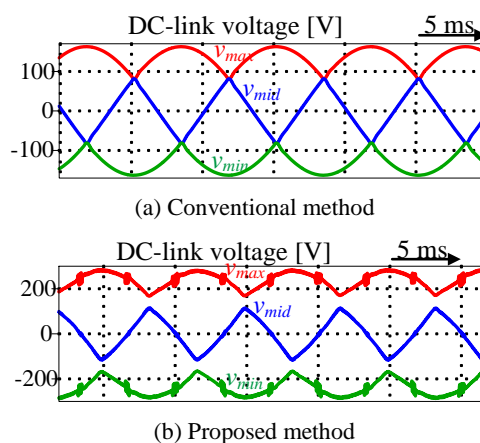


Fig.11 Waveform of DC-link voltage with unity power factor of load

部門大会, 1-46, pp. 303-308 (2004)

(12) 伊東 淳一, 佐藤 以久也, 大口 英樹, 佐藤 和久, 小高 章弘, 江口直也: 「キャリア比較方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの制御法」, 電気学会論文誌 D, 産業応用部門誌, Vol.124, No.5, pp.457-463 (2004)

(13) H.Fujita, S. Tominaga, and H. Akagi, "Analysis and design of a dc voltage-controlled static var compensator using quad-series voltage-source inverter", IEEE TRANSACTION INDUSTRY APPLICATIONS, vol. 32, No.4, pp. 970-978 (1996)