

入力電流に着目した 昇圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器の波形改善

学生員 加藤 康司, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Improvement of Waveform for a Boost type AC/DC/AC Direct Converter Focused on Input Current

Koji Kato, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a compensation method for an output voltage error and an input current error of a boost type AC/DC/AC direct converter. The conventional compensation method is considered the output voltage error only. Thus, the input current still has waveform distortion. In the proposed method, the output voltage and input current error are compensated at the same time, because the PWM pulse of each switch is directly compensated. The effects of the proposed method are confirmed by experimental results. Those results prove that the proposed compensation method can decrease input and output current THD.

キーワード：昇圧形AC/DC/AC直接形電力変換器, 入力電流誤差, 転流, インダイレクトマトリックスコンバータ

Keywords : Boost type AC/DC/AC direct converter, Input current error, commutation, Indirect matrix converter

1. はじめに

近年, 新エネルギーやハイブリッドEV用の電力変換器が盛んに研究されている。これらの電力源は, 交流電源と直流電源に分けられ, このような電源を統一して連系するシステムが必要となる。従来システムは, PWM整流器, チョップ, インバータで構成された複合システムが一般的であるが, 直流部に巨大な電解コンデンサを有するため, 大型化, 高コスト化の一因となる。

一方, マトリックスコンバータに代表される, 大型のエネルギーバッファを有さない交流交流直接形電力変換技術が盛んに研究されている。著者らは, 従来システムに, インダイレクトマトリックスコンバータ⁽¹⁾を応用した, 昇圧形AC/DC/AC直接形電力変換回路を提案し, 実験によりその有用性を検証している⁽²⁾。提案回路はマトリックスコンバータに比べ, 転流や保護が簡単である。しかし, 転流を行うことで, インバータのデッドタイム誤差のような転流に伴う誤差が発生する。従来では出力電圧に生じる誤差を出力電圧指令に加算して補償する方式⁽³⁾⁽⁴⁾が一般的である。この場合, 良好な出力電圧は得られるが, 転流に伴う誤差が入力電流に残存する。また, 入力電流の誤差を補償する方法については, 著者の知る限りあまり議論されていない。

本論文では, インダイレクトマトリックスコンバータにおいて, 転流に伴って生じる入力電流と出力電圧の誤差を解析し, 入力電流に着目した電圧誤差補償方法を提案する。提案する補償方式は, インバータ側のPWMパルスハードウェアによって直接補償することにより, 入力電流と出力電圧に生じる誤差を同時に補償できる。ここでは, 実験により昇圧形AC/DC/AC直接形電力変換器の波形改善を確認したので報告する。

2. 回路構成

図1に提案する電源連系システムのブロック図を示す。提案システムは, 電流形整流器と電圧形インバータで構成するインダイレクトマトリックスコンバータを用いており, 直流リンクに電解コンデンサなどのエネルギー蓄積要素が不要なため, 小型化, 長寿命化が期待できる。また, このシステムは, 3方向のエネルギーフローを実現できる。

図2に提案するシステムの主回路図を示す。提案する回路は, 電流形整流器と電圧形インバータで構成されたインダイレクトマトリックスコンバータに1レグ追加し, 直流電源用のDC/DCコンバータとして動作させることによって, 直流リンク部にエネルギーバッファなしで直流と交流の両方を制御する。バッテリー電圧を基準として, 直流リンク電圧とバッテリー電圧の関係に着目すると, 昇圧形の変換器として動作する。従来のPWM整流器, インバータ, 昇圧チョップに比べ, この回路方式では整流器側のスイッチング損失を大幅に低減できる。

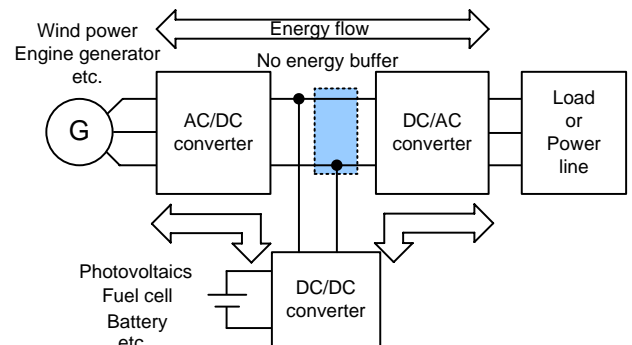


図1 提案する電源連系システムのブロック

Fig. 1. Block diagram of AC and DC power supply interface system

3. 制御方法

図3に昇圧形AC/DC/AC直接形電力変換器における制御ブロック図を示す。マトリックスコンバータの制御法であるキャリア比較に基づく仮想AC/DC/AC変換方式を、実際のAC/DC/AC変換器に立ち返って制御する⁽²⁾。DC/DCコンバータは、インバータ側に含めて、4相出力電圧形変換器として動作する。入力電圧 v_r, v_s, v_t と出力電圧 v_u, v_v, v_w, v_b' の場合、スイッチング関数 $S=1$ でオン、 $S=0$ でオフと定義すると入出力関係は(1)式ようになる。ここで、 v_b' はモータ中性点を基準電位とした v_{batt} である。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \\ v_b' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up} & s_{un} \\ s_{vp} & s_{vn} \\ s_{wp} & s_{wn} \\ s_{bp} & s_{bn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} \\ s_{rn} & s_{sn} & s_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (1)$$

図4に提案回路の転流動作例を示す。インダイレクトマトリックスコンバータの転流方法に、インバータ側のゼロベクトル期間中に整流器側をスイッチングしてゼロ電流スイッチングを行う方法⁽²⁾があるが、本回路では、インバータ側でゼロ電圧ベクトル期間中、DC/DCコンバータの上アームがオンしても、直流電流はゼロにならず、整流器側のゼロ電流スイッチングはできない。そこで、4相出力電圧形変換器の下アームで発生するゼロ電圧ベクトル期間中に整流器側をスイッチングすることでゼロ電流スイッチングを行う。また、下アームでのみゼロ電圧ベクトルを発生させるため120°変調を用いる。4相出力電圧形変換器は、デッドタイム(T_d)を付加し転流を行う。ここでは1制御周期内において、整流器側上アーム s_{rp} と s_{sp} がスイッチングし、下アーム s_{rn} はオンの状態の動作例を示す。

4. 転流により発生する誤差と補償方法

提案回路の入出力関係は(1)式で表せるが、ここでは簡単のため、インダイレクトマトリックスコンバータとして誤差を解析する。DC/DCコンバータレグについても同様に解析できる。インダイレクトマトリックスコンバータの入出力電圧関係をデューティ $D_{m,n}$ で表すと(2)式ようになる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{up} & D_{un} \\ D_{vp} & D_{vn} \\ D_{wp} & D_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{rp} & D_{sp} & D_{tp} \\ D_{rn} & D_{sn} & D_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (2)$$

図4の転流動作例では、インバータ側のデッドタイムにより、負荷電流極性に応じて整流器側のデューティとインバータ側のデューティに誤差が生じていることがわかる。このときの入出力電圧関係を(2)式を用いて表すと(3)式にて示すことができる。

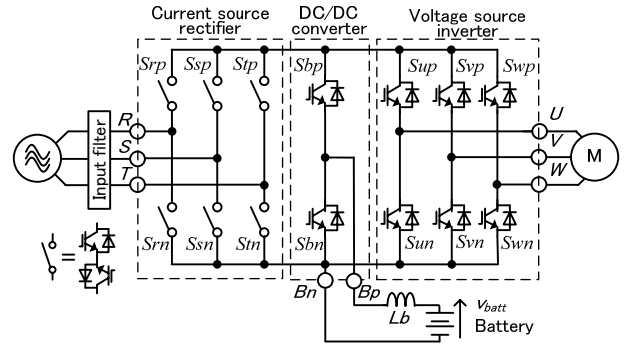


図2 提案回路

Fig. 2. Proposed circuits.

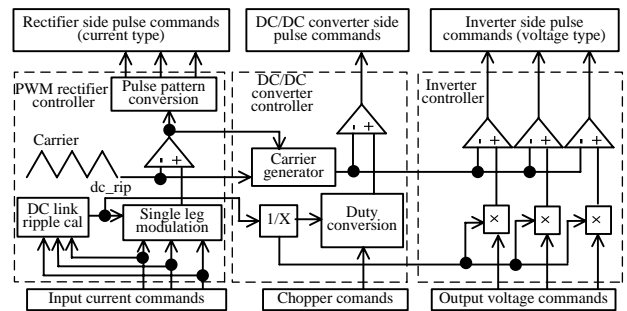


図3 昇圧形動作の制御ブロック図

Fig.3. Control block diagram of boost mode.

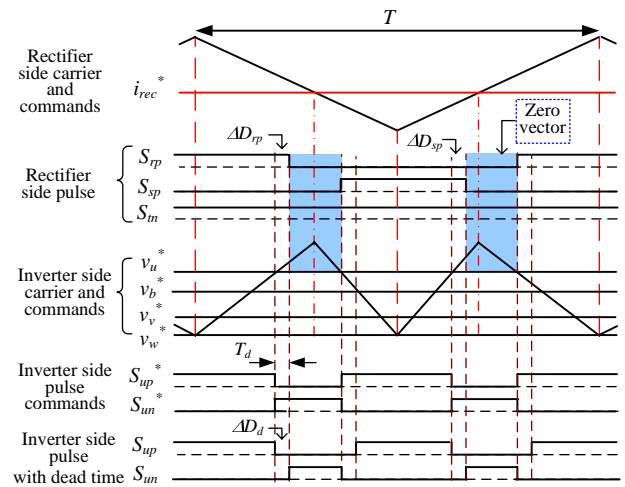


図4 提案回路の転流動作例

Fig.4. Commutation example.

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_u^* + \Delta D_u & 1 - D_u^* - \Delta D_u \\ D_v^* + \Delta D_v & 1 - D_v^* - \Delta D_v \\ D_w^* + \Delta D_w & 1 - D_w^* - \Delta D_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\begin{bmatrix} D_{rp}^* + \Delta D_{rp} & D_{sp}^* + \Delta D_{sp} & 0 \\ 0 & 0 & D_{tn}^* + \Delta D_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix}$$

ここで、インバータ側デッドタイム誤差 $\Delta D_m = D_d \text{sign}(i_m)$ 、整流器側デッドタイム誤差 $\Delta D_{ij} = D_d / 2 \text{sign}(i_m)$ である。また、

D_d はデッドタイム分のデューティ、 $y=\text{sign}(x)$ は符号関数で、 $x>0$ のとき $y=1$ 、 $x<0$ のとき $y=-1$ である。(3)式より、たとえば出力電圧 v_u を求めると(4)式となる。

$$v_u = v_u^* + \Delta D_u (D_{rp}^* v_r + D_{sp}^* v_s - D_{tn}^* v_t) + \Delta D_u (\Delta D_{rp} v_r + \Delta D_{sp} v_s - \Delta D_{tn} v_t) + \left\{ D_u^* (\Delta D_{rp} v_r + \Delta D_{sp} v_s) + (1 - D_u^*) \Delta D_{tn} v_t \right\} \quad (4)$$

(4)式で第 1 項は出力電圧指令、第 2 項はインバータ側電圧誤差、第 3 項は整流器側とインバータ側双方の電圧誤差、第 4 項は整流器側電圧誤差を意味する。従来方式は、この電圧誤差を電圧指令に加算することで補償を行う。一方、入出力電流の関係は(3)式の転置行列により求められる。入力電流 i_r は、(5)式のように入力電流の指令値と電流誤差の項に分けられる。(5)式の第 2 項は整流器側の電流誤差、第 3 項は整流器側とインバータ側双方の電流誤差、第 4 項はインバータ側の電流誤差である。

$$i_r = i_r^* + \Delta D_{rp} (D_u^* i_u + D_v^* i_v + D_w^* i_w) + \Delta D_{rp} (\Delta D_u^* i_u + \Delta D_v^* i_v + \Delta D_w^* i_w) + \Delta D_u (D_{rp}^* i_u + D_{rp}^* i_v + D_{rp}^* i_w) \quad (5)$$

また、(4)式を用いて電圧指令を補償するときの補償量を以下に示す。

$$D_{ucomp} = \Delta D_u + \left\{ D_u (\Delta D_{rp} v_r + \Delta D_u \Delta D_{sp} v_s) + (1 - D_u^*) \Delta D_{tn} v_t \right\} / e_{dc} \quad (6) = \Delta D_u + \Delta D_{rucomp}$$

(6)式の第 1 項は、インバータ側の電圧誤差補償量、第 2 項は整流器側とインバータ側双方の電圧誤差と整流器側電圧誤差の補償量であり、ここでは ΔD_{rucomp} とする。また、他相の補償量も同様に求められる。電圧指令を補償する場合、(6)式を(3)式のインバータ側デューティ指令に加算することで補償を行う。このときの入力電流を(7)式に示す。(5)式と(7)式の誤差項を比較すると、電圧指令の補償を行うことでインバータ側の電流誤差は打ち消されるが、新たな誤差が生じている。また、整流器側は電圧指令を補償しても電流誤差は補償できないことがわかる。これは、整流器側のデッドタイムによる誤差がインバータ側のデューティに依存しないためである。よって、電圧指令で電圧誤差を補償すると入力電流に誤差が残存する。

$$i_r = i_r^* + \Delta D_{rp} (D_u^* i_u + D_v^* i_v + D_w^* i_w) - \Delta D_{rucomp} (D_{rp}^* i_u - \Delta D_{rp} i_u) - \Delta D_{rvcomp} (D_{rp}^* i_v - \Delta D_{rp} i_v) - \Delta D_{rwcomp} (D_{rp}^* i_w - \Delta D_{rp} i_w) \quad (7)$$

提案する誤差補償方式は、インバータ側の PWM パルスを

ハードウェアによって直接補償する。この結果、(3)式のインバータ側と整流器側の誤差が打ち消されるため、入力電流と出力電流に生じる誤差を同時に補償できる。

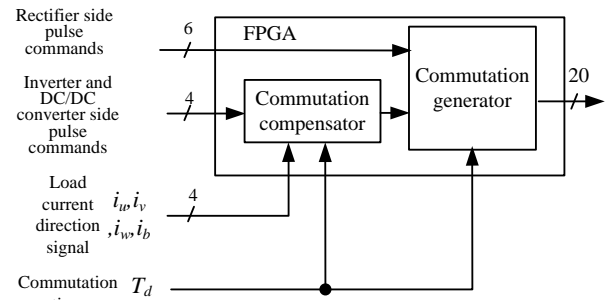
図 5 に提案する誤差補償方式を示す。電流検出器にて検出した値を用いて、ソフトウェアで電流極性判別を行い、それに基づきインバータパルスを補償する。図 5(b)に補償器の動作を示す。負荷電流極性が正の場合、インバータ側の実際にオンするパルスはデッドタイム期間分だけパルスが短くなり、負荷電流極性が負の場合、デッドタイム期間分長くなる。よって、補償器では、負荷電流極性が正のとき、PWM パルスの立下りをデッドタイム期間分延長し、負荷電流が負の場合は PWM パルスの立ち上がりをデッドタイム期間分遅延させる。この場合、(3)式におけるインバータ側の誤差と整流器側の誤差が同時に打ち消されるため、入力電流と出力電圧を同時に補償できる。なお、昇圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器では、DC/DC コンバータのパルスも同様に補償する。

5. 実験結果

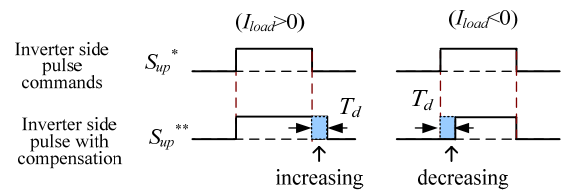
提案する誤差補償方式について、実験により効果の検証を行った。表 1 に実験条件を示す。また、ここでは転流誤差補償そのものの違いを確認するため、R-L 負荷を用いる。

図 6 に提案する誤差補償方法を用いた場合の実験波形を示す。なお、直流側はバッテリーへの充電動作を想定している。入力力率 1、交流入力電流は正弦波状の良好な電流、また直流出力電流は低周波のリブルのない直流出力が得られている。このときの入力電流と交流出力電流、直流出力電流ひずみ率はそれぞれ、1.4[%]、1.8 [%]、2.3[%]である。

図 7 に入力電流と出力電流の 25 次までのひずみ率を示す。入力電流ひずみ率についてそれぞれの結果を比較すると、誤差補償なしと従来方式では入力電流ひずみ率に大きな差異がない。これは、従来補償方式では入力電流の誤差



(a) Configuration of proposed commutation error compensation.



(b) Behavior of compensator.

図 5 提案する誤差補償方式

Fig. 5. Proposed commutation error compensation.

を補償できず、転流に伴う誤差が残存するためである。一方、提案方式では入力電流ひずみ率が 2 分の 1 以下に低減しており、提案方式の入力電流波形改善効果が確認できる。

交流出力電流ひずみ率について、それぞれの結果を比較すると、従来方式ではひずみ率が 2 分の 1 以下、提案方式では 3 分の 1 以下に低減しており、ともに出力電流波形改善が確認できる。ここで、提案法が従来法よりさらに出力電流ひずみ率を改善できる理由は、従来法では入力電流誤差が残存し、入力電流ひずみの影響が出力電流に現れるためである。また、直流出力電流を比較すると、それぞれほとんど差異が無い。これは直流出力電流に電流制御を行っているためである。以上の結果より、提案する誤差補償方式による入出力波形の改善を確認した。

6. まとめ

本論文では、インダイレクトマトリックスコンバータにおいて転流に伴う入出力の電圧電流誤差を解析し、入力電流に着目した電圧誤差補償方法を提案した。実験により、転流に伴う誤差の補償を行うことで、提案法の有用性を確認した。以下にその結論を示す。

- (1) PWM パルスを直接補償することで、入力電流と出力電流の誤差を同時に補償できる。
- (2) 提案補償法を用いることで、補償なしと比較し、入力電流ひずみ率を 2 分の 1 以下、出力電流ひずみ率を 3 分の 1 以下に低減できる。
- (3) 提案補償法を用いた場合の入力電流ひずみ率、交流出力電流ひずみ率、直流出力電流ひずみ率はそれぞれ、1.4[%], 1.8 [%], 2.3[%]である。

今後、損失分離を行い効率について検討する予定である。なお、本研究は平成 17 年度産業技術研究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表します。

文 献

- (1) K.Iimori, K.shinohara, M.Muroya, H.kitanaka: "Characteristics of New Current Controlled PWM Rectifier-Voltage Source Inverter without DC Link Components for Induction Motor Drive" IEEJ Vol.119-D No.2,1999(in Japanese)
飯盛・篠原・室屋・北中:「誘導電動機駆動用平滑回路なし電圧形インバータのコンバータ電流制御法とその運転特性」電学論 D, 119 巻 2 号, 113, 1999
- (2) K.kato, J.Itoh: "A Control Method of AC and DC Power Supply Direct Interface Converters", SPC-06-155IEA-06-50, 2006 (in Japanese)
加藤・伊東:「仮想 AC/DC/AC 方式を応用した交流及び直流電源連系用直接形電力変換器の制御法」半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会 SPC-06-155IEA-06-50, 2006
- (3) K.Kato, J.Itoh: "Improvement of Waveform for a Boost type AC/DC/AC Direct Converter", Annual Conference of IEEJ, No.4-098 (2007) (in Japanese)
加藤, 伊東:「昇圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器の波形改善」平成 19 年電気学会全国大会, 4-098, 2007
- (4) K.Shizu: "An Improvement of the Accuracy of Output Voltage for Direct AC/AC Converters in the Modulation Method of Averaged DC Link Voltage Control", SPC-06-155IEA-06-50, 2007 (in Japanese)
志津:「平均母線電圧制御方式における直接交流電力変換回路の出力電圧精度改善の一方式」半導体電力変換研究会 SPC-07-4, 2007

表 1 実験パラメータ

Table1 Experimental parameter.

Input voltage	200[V]	LC filter	2 [mH]
Input frequency	50[Hz]		6.6 [μF]
Carrier frequency	10[kHz]	Cut-off frequency	1.3[kHz]
Output frequency	30[Hz]	DC load	R-L
AC load	R-L	Commutation time	2.5 [μs]

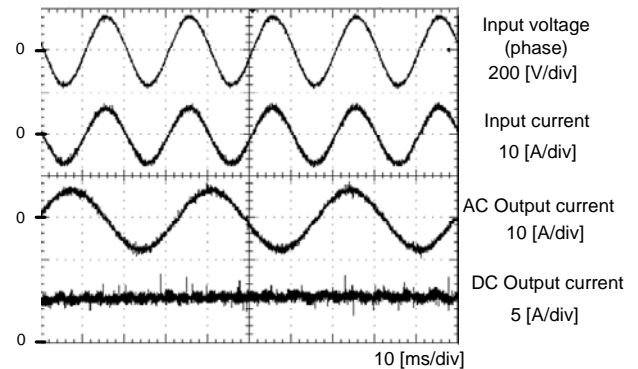
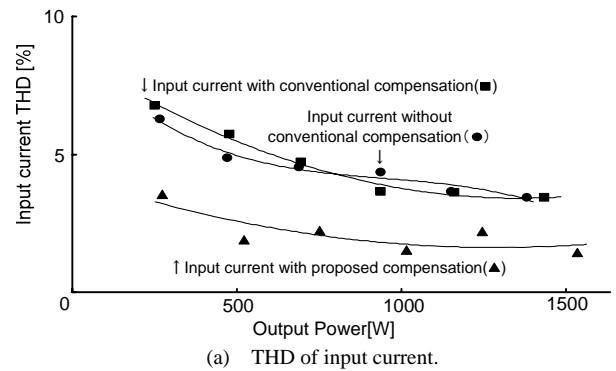
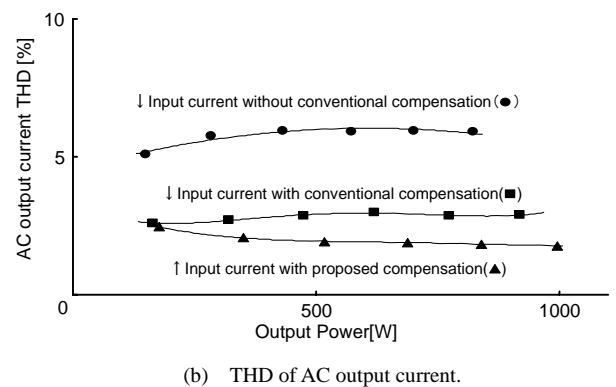


図 6 実験波形

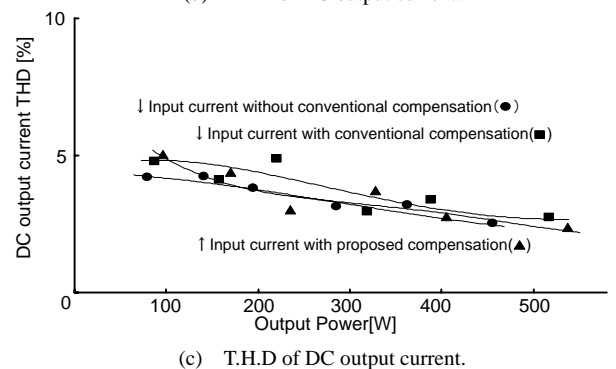
Fig. 6. Experimental results (with compensation).



(a) THD of input current.



(b) THD of AC output current.



(c) T.H.D of DC output current.

図 7 入出力電流ひずみ率

Fig.7. THD of input and output current.