

交流及び直流電源連系用 昇圧形直接電力変換器の開発

学生員 加藤 康司* 正員 伊東 淳一*

Development of AC and DC Power Supply Direct Interface Converter

Koji Kato*, Student Member, Jun-ichi Itoh*, Member

This paper proposes a novel control method for a direct interface converter for management of the energy flow in either an AC or DC supply. The proposed converter is constructed based on an indirect matrix converter. Therefore a proposed control strategy is based on an indirect control method with a triangular carrier wave. The basic operation of the proposed control method is confirmed by experimental results.

In addition, this paper also proposes a commutation error compensation method of an output voltage error and an input current error for an indirect matrix converter. In the proposed method, the output voltage and input current error by the commutation can be compensated at the same time, because the PWM pulse of each switch is directly compensated. The validity of the proposed method is confirmed by experimental results. Those results prove that the proposed compensation method can decrease total harmonic distortion (THD) of the input and output current.

キーワード：インダイレクトマトリックスコンバータ，仮想 AC/DC/AC 変換，転流誤差補償，新エネルギー，HEV

Keywords : Indirect matrix converter, Virtual AC/DC/AC conversion, Commutation error compensation, renewable energy, HEV

1. はじめに

近年，地球温暖化や環境問題の観点から，新エネルギーやハイブリッド EV が注目され，これらの電力変換器が盛んに研究されている。新エネルギーやハイブリッド EV の電力源は大きく分けて，太陽光発電や燃料電池，バッテリーに代表される直流電力を発生するものと，風力発電やエンジン発電機などに代表される交流電力を発生するものがある。これらの電源が発電した電力を有効に活用するためには，直流電源と交流電源を連系するシステムが必要であり，交流電源用に PWM 整流器，直流電源用に DC/DC コンバータやチョップア，負荷や系統にエネルギーを供給するためのインバータで構成された複合システムが一般的である。従来のシステムは直流部にエネルギーバッファとして巨大な電解コンデンサを有する。各エネルギー要素が遠方にある場合には，大容量の電解コンデンサによる連系システムは便利であるが，各電源を組み合わせて最適なエネルギー制御を行うことを考えると，大容量の電解コンデンサには多くの問題がある。例えば，初期

充電回路や定期的なメンテナンスなどが必要となり，大型化，高コスト化の一因となる。

一方，近年，逆阻止 IGBT の開発により交流から交流へ直接変換するマトリックスコンバータに代表されるような，大型のエネルギーバッファを有さない直接形電力変換技術が盛んに研究されており実用化が進められている^{(1)~(4)}。直接形電力変換器は直流部にエネルギーバッファとして大型の電解コンデンサがないため小型で長寿命・高効率化をはかることができる。そのため，信頼性の向上，長寿命化と保守の簡単化が求められる電源連系システムでは，エネルギーバッファが必要ない直接形電力変換技術が有効であり，また，直流と交流を同時に取り扱うことから，AC/DC 変換回路と DC/AC 変換回路の組み合わせで構成し，直流リンクにリアクトルや電解コンデンサなどのエネルギー蓄積要素を持たない変換回路（ここでは AC/DC/AC 直接電力変換回路と呼ぶ）の適用が有効と思われる。

AC/DC/AC 直接電力変換器には，電流形整流器と電圧形インバータで構成された，いわゆるインダイレクトマトリックスコンバータがある。この変換回路では，交流から交流に変換する方法は多数提案されているが^{(5)~(9)}，直流と交流を同時に扱う方法は筆者の知る限りあまり議論されていない。

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka 940-2188, Japan

インダイレクトマトリクスコンバータはマトリ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⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾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。

本論文では、キャリア比較方式に基づくインダイレクトマトリクスコンバータの制御法⁽⁴⁾を応用し、直流電力と交流電力を同時に扱える直接電力変換器とその制御法を提案する。提案するシステムは直流部にエネルギーバッファなしで、直流と交流を同時に取り扱うことができる。また、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、入出力波形を同時に補償できる誤差補償方法を提案する。ここでは、実験により、1.5[kW]誘導機による駆動と発電動作、R-L 負荷によるバッテリーへの充電動作及び直流電源による放電動作、系統への力行と回生動作を行い、提案するシステムは3方向のエネルギーフローを有することを確認した。また、提案する転流誤差補償について、従来法と提案法を比較し、提案する制御法とシステムの有用性を確認したので報告する。

2. 回路構成

図1(a)に従来の電源連系システムのブロック図を示す。従来のシステムは、風力発電やエンジン発電機等で発電した交流を整流するPWM整流器、電力を負荷や系統に供給するインバータ、太陽光発電等で発電、もしくはバッテリーで充放電するためのチョップを組み合わせたシステムとなる。このシステムは、図1中に示すように3方向のエネルギーフローを持つ。この3方向のエネルギーフローは、風力発電におけるポンプアップ運転では発電機を駆動させる場合があり、また、太陽電池や燃料電池の代わりにバッテリー等の2次電池を用いれば、充放電動作を行い、大きな電力リップルを吸収でき、系統やモータ負荷においては力行、回生動作を行うことができる。しかしこのようなシステムでは、直流部にエネルギーバッファとして大型の電解コンデンサが必要になる。この結果、装置の大型化や定期的なメンテナンスによる高コスト化などの問題が生じる。

図1(b)に提案する電源連系システムのブロック図を示す。提案するシステムは、AC/DCコンバータを電流形整流器、DC/ACコンバータを電圧形インバータで構成するAC/DC/AC直接電力変換器を用いており、直流リンクにリアクトルや電解コンデンサなどのエネルギー蓄積要素を持たないため、小型化、長寿命化が期待できる。

図2に提案するシステムの主回路構成を示す。提案するシステムは、DC/DCコンバータを直流中間部に追加する。なお、直流中間電圧は従来の整流器とインバータシステムのように平滑された波形ではなく、高周波のリップルを含んでいる。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

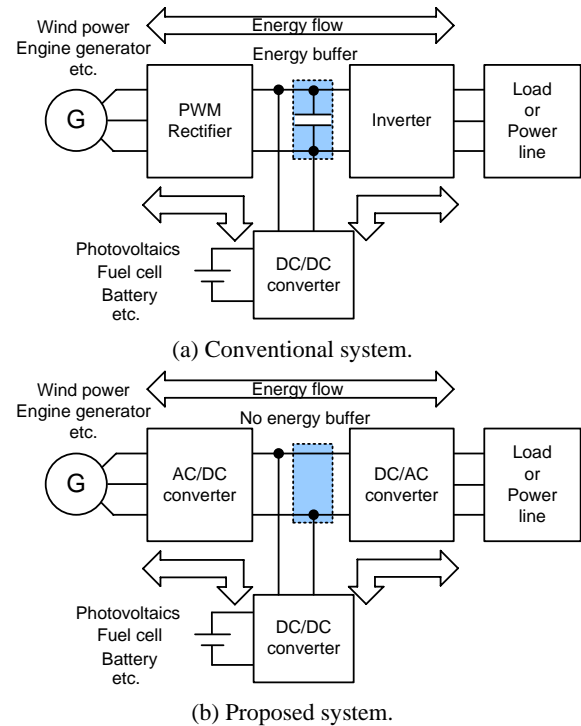


図1 電源連系システムのブロック図
Fig. 1. Block diagram of AC and DC power supply interface system.

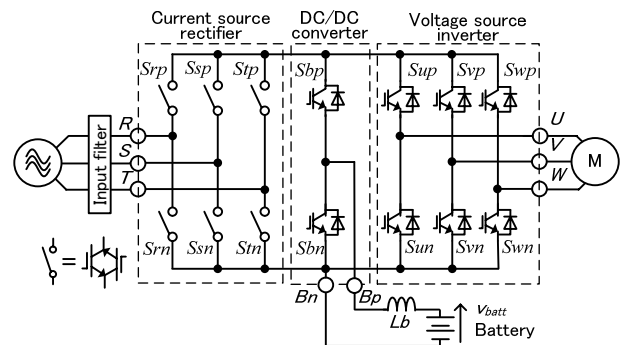


図2 提案回路
Fig. 2. Proposed circuits.

作する。以降、この提案回路を昇圧形 AC/DC/AC 直接電力変換器と呼ぶ。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することでゼロ電流スイッチングが可能になるため、整流器側のスイッチング損失を大幅に低減できる。

提案回路は入力と出力波形を同時に制御するため制御が複雑になることや、直流リンク電圧が脈動しているため、DC/DCコンバータの制御が困難になるなどの課題がある。これらの問題に対して、マトリクスコンバータの制御法の1つであるキャリア比較方式に基づく仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽⁴⁾を応用することで簡単に制御できる。制御法の説明は次章で行う。

3. 制御方法

提案する制御法は、マトリクスコンバータの制御法で

適用されたキャリア比較方式に基づく仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽⁴⁾を実際の AC/DC/AC 変換器に立ち返って適用する。従来のインダイレクトマトリクスコンバータは空間ベクトル変調方式が主流であるが、4相での取り扱いが難しい。しかし変形キャリアを適用する仮想 AC/DC/AC 変換方式では、キャリアと比較する指令値の数が増えるだけで扱えるので容易に拡張が行える。

図3に昇圧形 AC/DC/AC 直接電力変換器における制御ブロック図を示す。DC/DC コンバータをインバータ側に含めて4相出力の電圧形変換器として動作する。このときの入力電圧を $[v_r, v_s, v_t]$ 、出力電圧を $[v_u, v_v, v_w, v_b']$ 、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バッテリー電圧 v_{batt} である。

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

整流器側は、直流リンク電流に入力電流指令に同期したリップルを重畳するので、直流リンク電圧にリップルが発生する。これは1周期で 120° 期間しかスイッチングしなくとも正弦波を得ることができる1相変調方式を用いているためである。よって、所望の出力電圧を得るには、入力電流指令より直流リンクで発生するリップル (dc_rip) を計算し、出力電圧指令を補正する必要がある。出力電圧指令を $v_{out}^* = [v_{uout}^* \ v_{vout}^* \ v_{wout}^* \ v_{bout}^*]$ とすれば、補正した電圧指令 v_{out}^{**} は(2)式ようになる。

$$v_{out}^{**} = \frac{1}{dc_rip} v_{out}^* \quad (2)$$

一方、インバータ側の電圧指令の基準はモータ中性点であるのに対し、DC/DC コンバータの電圧指令の基準点は直流リンク下側の N 電位となる。つまり、インバータ側の電圧指令 $v_{u,v,wout}^{**}$ は $-1 \leq v_{u,v,wout}^{**} \leq 1$ であるのに対し、DC-DC コンバータの電圧指令 v_{bout}^{**} は $0 \leq v_{bout}^{**} \leq 1$ であるため、図3のように(3)式に示す Duty 変換(Duty conversion)を行う必要がある。

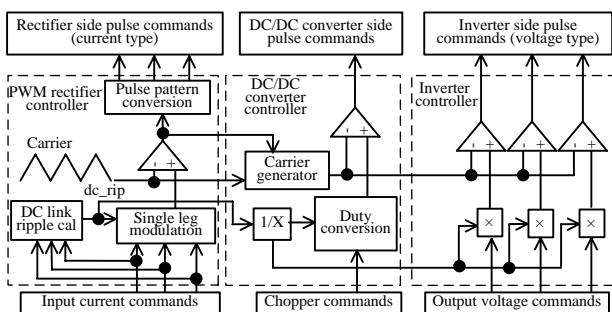


図3 昇圧形動作の制御ブロック図
Fig.3. Control block diagram of boost mode.

$$v_{bout}^{***} = 2v_{bout}^{**} - 1 \quad (3)$$

インダイレクトマトリ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⁽⁵⁾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すると、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、出力電圧指令の負側包絡線を基準とした2相変調⁽¹³⁾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。

また、本システムでは、チョップのリアクトルが小さいと入出力波形のリップルも増加する。そこで、 L_b は入力フィルタのリアクトルと同程度になるように決定する。

4. 入出力波形改善方法

図4に提案回路の転流動作例を示す。ここでは1制御周期内において、整流器側は上アーム s_{rp} と s_{sp} がスイッチングし、下アーム s_{tn} はオンの状態の動作例である。またインバータ側は、デッドタイムによる出力電圧の影響と、ゼロベクトルが変化することによる入力電流の影響を同時に示すため、一例として出力電圧指令の最大相である U 相のゲートパルス指令を示している。

<4.1> 転流により発生する誤差の解析

提案する昇圧形 AC/DC/AC 直接電力変換器の入出力関係は(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。(1)式では入出力電圧関係はスイッチング関数 s を用いて表しているが、デ

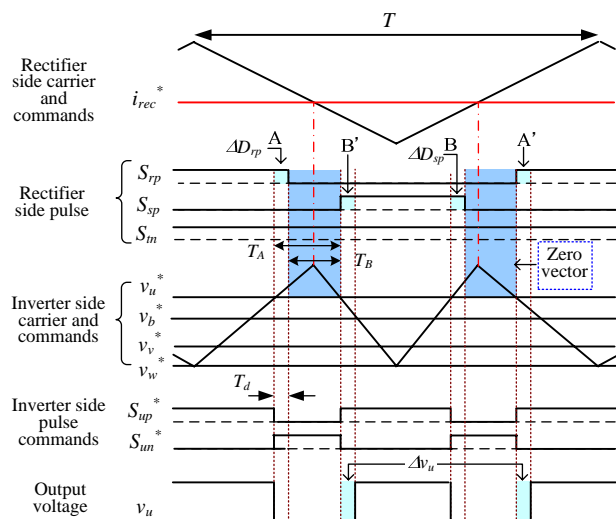


図4 提案回路の転流動作例
Fig.4. Commutation example.

ューティ D を用いると、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は(4)式ようになる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_u^* & 1-D_u^* \\ D_v^* & 1-D_v^* \\ D_w^* & 1-D_w^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{rp}^* & D_{sp}^* & D_{tp}^* \\ D_{rm}^* & D_{sm}^* & D_{tm}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (4)$$

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。ここで、理想状態のゼロ電圧ベクトル期間を T_A 、デッドタイムによりゼロ電圧ベクトルが減少したときの期間を T_B とすると、整流器側に現れる誤差 ΔD_{rp} は T_A と T_B の差のデューティである。このときの入出力電圧関係を(4)式を用いて表すと(5)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_u^* + \Delta D_u & 1-D_u^* - \Delta D_u \\ D_v^* + \Delta D_v & 1-D_v^* - \Delta D_v \\ D_w^* + \Delta D_w & 1-D_w^* - \Delta D_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_{rp}^* + \Delta D_{rp} & D_{sp}^* + \Delta D_{sp} & 0 \\ 0 & 0 & D_{tm}^* + \Delta D_{tm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (5)$$

ここで、インバータ側デッドタイム誤差 $\Delta D_m = D_d \text{sign}(i_m)$ 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。(5)式より、たとえば出力電圧 v_u を求めると(6)式となる。

$$\begin{aligned} v_u = & \underline{v}_u^* + \Delta D_u (D_{rp}^* v_r + D_{sp}^* v_s - D_{tm}^* v_t) \\ & + \Delta D_u (\Delta D_{rp} v_r + \Delta D_{sp} v_s - \Delta D_{tm} v_t) \\ & + \left\{ D_u^* (\Delta D_{rp} v_r + \Delta D_{sp} v_s) + (1-D_u^*) \Delta D_{tm} v_t \right\} \end{aligned} \quad (6)$$

ただし、第 1 項目はすべて指令値であるため、 $D_u^* (D_{rp}^* v_r + D_{sp}^* v_s - D_{tm}^* v_t) = \underline{v}_u^*$ と置いている。

(6)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、(6)式の第 2 項から第 4 項までの電圧誤差を電圧指令に加算することで補償を行う。(6)式の電圧誤差項を直流リンク電圧で除算し、補償デューティを求めると(7)式ようになる。直流リンク電圧 e_{dc} は整流器側のデューティと入力電圧より求められる。

$$\begin{aligned} D_{ucomp} = & \Delta D_u + \left\{ D_u^* (\Delta D_{rp} v_r + \Delta D_{sp} v_s) + (1-D_u^*) \Delta D_{tm} v_t \right\} / e_{dc} \\ = & \Delta D_u + \Delta D_{rucomp} \end{aligned} \quad (7)$$

(7)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、(7)式を(5)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。

一方、入力電流 $[i_r, i_s, i_t]$ と出力電流 $[i_u, i_v, i_w]$ の関係は(8)式の転置行列により以下のように求められる。

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{rp}^* + \Delta D_{rp} & 0 \\ D_{sp}^* + \Delta D_{sp} & 0 \\ 0 & D_{tm}^* + \Delta D_{tm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (8)$$

(8)式より、入力電流 i_r は、(9)式のように求められ、入力電流の指令値と電流誤差の項に分けられる。(9)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。

$$\begin{aligned} i_r = & \underline{i}_r^* + \Delta D_{rp} (D_u^* i_u + D_v^* i_v + D_w^* i_w) \\ & + \Delta D_{rp} (\Delta D_u i_u + \Delta D_v i_v + \Delta D_w i_w) \\ & + \Delta D_u (D_{rp}^* i_u + D_{rp}^* i_v + D_{rp}^* i_w) \end{aligned} \quad (9)$$

ただし、第 1 項目はすべて指令値であるため、 $D_{rp}^* (D_u^* i_u + D_v^* i_v + D_w^* i_w) = \underline{i}_r^*$ と置いている。

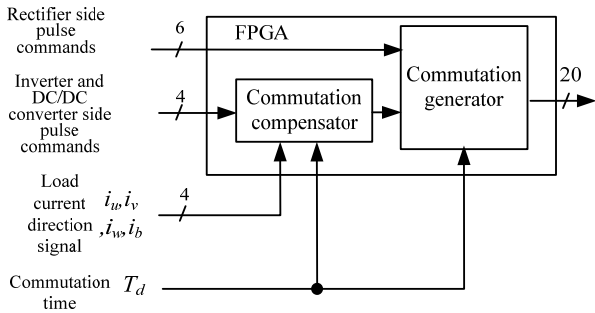
次に、従来の電圧誤差補償を用いた場合の入力電流について考える。(7)式で求めた補償量を(8)式のインバータ側デューティ指令に加算し、出力電圧誤差を補償した場合の入力電流 i_r は(10)式ようになる。

$$\begin{aligned} i_r = & \underline{i}_r^* + \Delta D_{rp} (D_u^* i_u + D_v^* i_v + D_w^* i_w) \\ & - \Delta D_{rucomp} (D_{rp}^* i_u - \Delta D_{rp} i_u) \\ & - \Delta D_{rucomp} (D_{rp}^* i_v - \Delta D_{rp} i_v) \\ & - \Delta D_{rucomp} (D_{rp}^* i_w - \Delta D_{rp} i_w) \end{aligned} \quad (10)$$

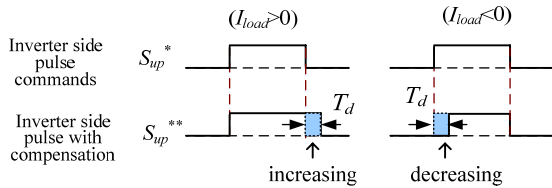
(9)式と(10)式の誤差項を比較すると、電圧指令の補償を行うことでインバータ側の電流誤差は打ち消されるが、新たな誤差が生じている。また、整流器側は電圧指令を補償しても電流誤差は補償できないことがわかる。電流誤差の原因は、インバータの電圧指令の大きさとは無関係にデッドタイム期間によって整流器側のパルス幅が増減することにより、整流器側のデューティの比率が変化するためである。たとえば、図 4 において、電圧指令 v_u^* を補償のために減少させると、ゼロベクトル出力期間は T_A に近づけることができるが、 s_{rp} と s_{sp} のデューティの比率に誤差が生じる。加えて、出力電圧はデッドタイム誤差により減少しているため、これを補償するには、電圧指令に誤差電圧を加算しなくてはならない。しかし、入力側の誤差を考えると電圧指令を減少させなくてはならず、矛盾が生じる。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。

<4.2> 提案する転流誤差補償方法

前述のように従来の誤差補償方式では、インバータの電圧指令に誤差電圧を加算しても、入力電流の誤差を補償できないことを示した。よって誤差補償するには、整流器側のデューティの比率を保ったまま、インバータ側のデッドタイム誤差補償を行う必要がある。そこで、提案する誤差補償方式は、ハードウェアによりインバータ側の PWM パル



(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.

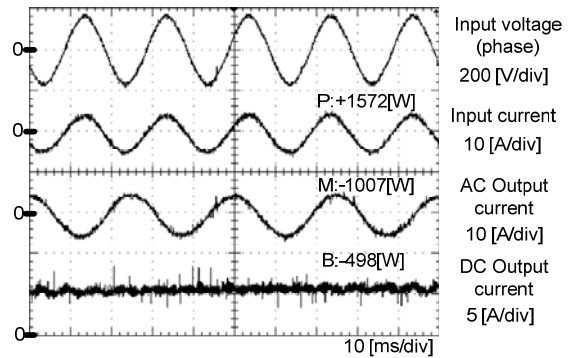
スに誤差分を加算し、PWM パルス幅を補正する。たとえば、図4においてA地点とB地点に現れる整流器側の誤差は、インバータ側の下アームパルスに誤差分を加算し、パルス幅を延長することで、Aで生じている誤差をA'で補償し、Bで生じている誤差をB'で補償する。この結果、整流器側のデューティの比率を保ったまま、インバータ側のデッドタイム誤差を補償できるため、入力電流と出力電流に生じる誤差を同時に補償できる。

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、(5)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。

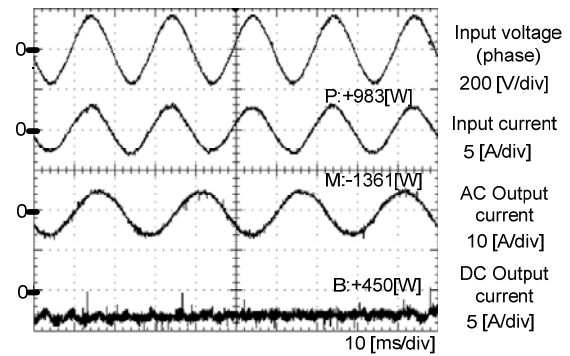
従来のインバータではデッドタイム以下の短いパルスに対してはパルス欠けが生じ、補償することが困難である。本提案方式でも同様に、1転流時間(T_d)以下の短いパルスに対しては補償することは困難であり、ここでは考慮していない。しかし細かいパルスが発生するのは、変調率が高い状態であり、出力電圧は大きくなるので、転流誤差による影響は相対的に小さくなる。

5. 実験結果

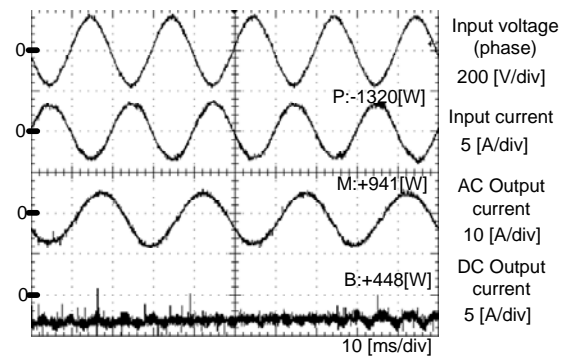
本論文で提案する昇圧形AC/DC/AC直接電力変換器の動作を確認するため、整流器側に系統、インバータ側に1.5[kW]誘導発電機、DC/DCコンバータにバッテリーへの充電



(a) Mode I (P: generation, B: charge, M: motoring)



(b) Mode III (P: generation, B: discharge, M: motoring)



(c) Mode VI (P: regeneration, B: discharge, M: generating)

図6 動作波形

Fig. 6. Experimental results.

表1 実験条件

Table1. Experimental parameters.

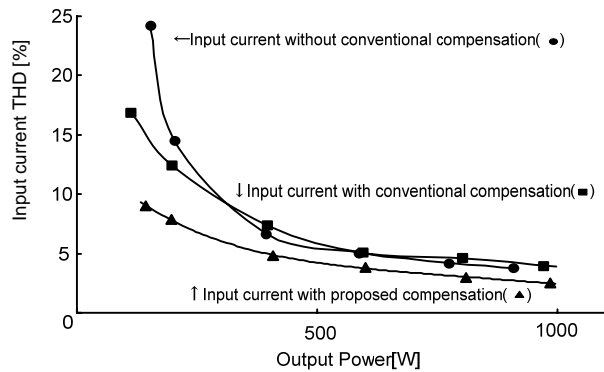
Input voltage	200[V]	LC filter	2 [mH]
Input frequency	50[Hz]		6.6 [μ F]
Carrier frequency	10[kHz]	Cut-off frequency	1.3[kHz]
Output frequency	40[Hz]	DC load	R-L
AC load	1.5[kW] motor	DC source	DC power supply

を模擬するため R-L 負荷, 放電を模擬するため直流電源を用いて実験を行った。実験パラメータは表 1 に示すとおりである。

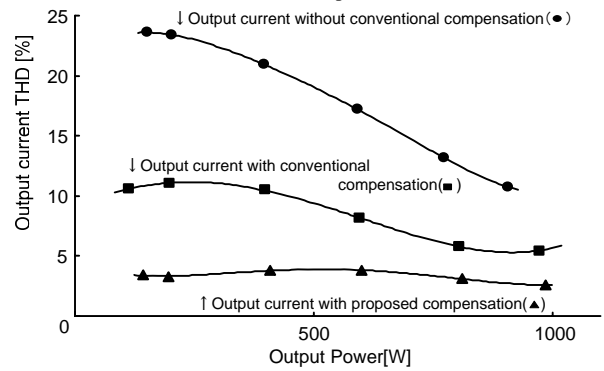
提案回路は, 系統(P), バッテリ(B), 誘導発電機(M)の 3つのエネルギーポートを持つため, 以下に示すような 6通りの動作モードが存在する。

- I : 系統 : 力行, バッテリ : 充電, 誘導発電機 : 駆動
- II : 系統 : 力行, バッテリ : 充電, 誘導発電機 : 発電
- III : 系統 : 力行, バッテリ : 放電, 誘導発電機 : 駆動
- IV : 系統 : 回生, バッテリ : 充電, 誘導発電機 : 発電
- V : 系統 : 回生, バッテリ : 放電, 誘導発電機 : 駆動
- VI : 系統 : 回生, バッテリ : 放電, 誘導発電機 : 発電

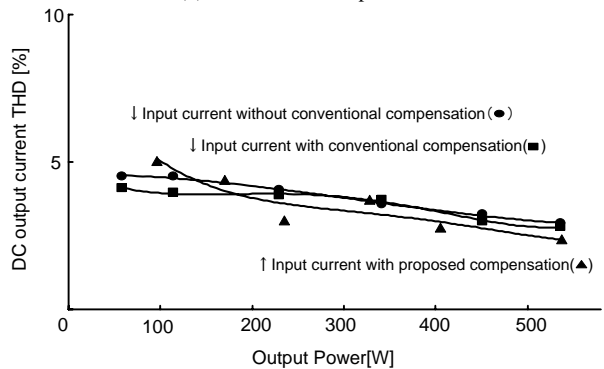
図 6 に本回路の代表的な動作波形として, 動作モード I, III, VI の波形と入出力電力を示す。図中の各ポート入出力電力の符号は, 変換器に入力するエネルギーフローをプラ



(a) THD of input current.



(b) THD of AC output current.



(c) THD of DC output current.

図 7 入出力電流ひずみ率

Fig.7. THD of input and output current.

スとする。波形は上から, 系統相電圧(Input voltage), 系統電流(Input current), 発電機電流(AC Output current), バッテリ電流(DC Output current)である。

図 6(a)は動作モード I の波形であり, 系統からエネルギーを供給し, バッテリを充電, 発電機を駆動している。入力電圧と入力電流の位相はほぼ一致しており, 力率 1 で動作している。入出力電流ともに正弦波状の良好な電流が得られており, 直流出力電流も低周波のリプルのない直流出力を得られている。

図 6(b)は, 動作モード III の波形であり, 系統とバッテリーからエネルギーを供給し, 発電機を駆動している。入力電圧と入力電流の位相はほぼ一致しており, 力率 1 で動作している。また, 入出力電流ともに正弦波状の電流が得られており, 直流出力電流も低周波のリプルのない直流出力を得られている。

図 6(c)は動作モード VI の波形であり, 発電機とバッテリーからエネルギーを供給し, 系統に回生を行っている。入力電圧と入力電流の位相が反転しており, 系統にエネルギーが回生しているのが確認できる。また, 入出力電流ともに正弦波状の電流が得られており, 直流出力電流も低周波のリプルのない直流出力を得られている。ここでは, 紙面の都合により割愛するが, 動作モード II, IV, V についても, 実験により確認している。以上より, 系統からの力行と回

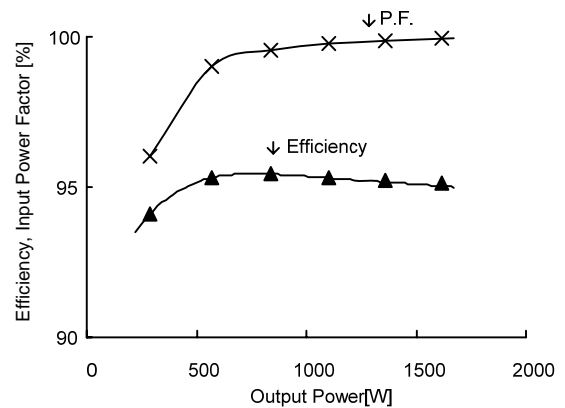


図 8 動作モード I の効率及び入力力率

Fig.8. Efficiency and input power factor.

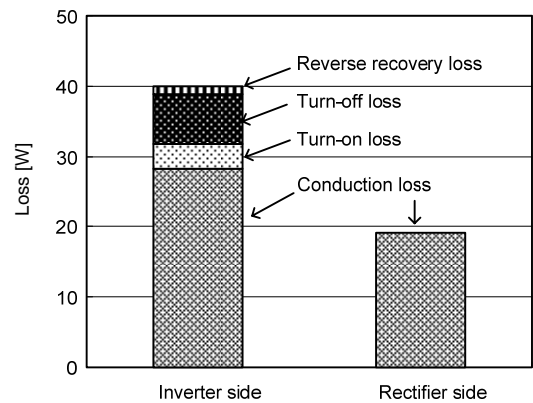


図 9 損失分離

Fig.9. Analysis of converter loss.

生、バッテリーの充放電動作、発電機の駆動と発電動作が確認でき、提案する変換器は 6 種類のエネルギーフローを実現できることを実証した。

図 7 に動作モード I の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 1/2 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。また、軽負荷時は入力電流がほとんど流れず基本波成分が少ないが、転流によって発生する高調波成分は負荷にかかわらず一定であるため、相対的に入力電流ひずみ率が高くなる。

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 1/2 以下、提案方式では 1/3 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は電流制御を適用しているためである。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。また、動作モード I 以外でも提案方式の入出力波形改善効果を確認している。

図 8 に出力電力に対する効率及び入力力率の測定結果を示す。なお、直流出力電力の割合に応じて効率が変化するため、ここでは、DC/DC コンバータなしでインダイレクトマトリックスコンバータとして効率を測定している。提案する変換器の最高効率は定格出力付近で 96.3%を達成し、入力力率はほぼ 1 である。従来の三相インバータ、整流器を用いたシステムではこのクラスの容量であれば、効率は 93%程度であることから、損失を約 2/3 にできることを意味し、有効性が確認できる。

図 9 に出力 1.5[kW], DC/DC コンバータなしでインダイレクトマトリックスコンバータ動作時の損失分離の結果を示す。ここでは、PSIM(Powersim Inc.)により回路シミュレーションを行い、スイッチの両端の電圧と電流より DLL ブロックを用いて損失を解析した⁽¹²⁾。

提案回路の整流器側はゼロ電流スイッチングを行っているため、スイッチングロスなくすることができる。インバータ側は、直流リンク電流ゼロ期間を入力側に均等に割り振るために変形キャリアを用いており、スイッチング周波数は従来インバータの 2 倍となるためスイッチング損失が増加することが予想されるが、提案回路のインバータ側では、2 相変調を用いているため出力 1 周期中でのトータルのスイッチング回数は従来インバータの 4/3 倍となる。また、スイッチング時の電圧落差は従来インバータより小さい。そのため、提案回路のインバータ側のスイッチング損失は従来のインバータとほぼ同様になると考える。よって、従

来の PWM 整流器-インバータシステムと比較すると、整流器側の損失を大幅に低減できるため、効率は従来回路より高くなる。

6. まとめ

本論文では、キャリア比較方式に基づく仮想 AC/DC/AC 変換方式を応用し、直流電力と交流電力を同時に扱える直接電力変換器の制御法を提案した。また転流に伴う入出力の電圧電流誤差を解析し、入出力波形を同時に補償できる誤差補償方法を提案した。実験により提案する昇圧形 AC/DC/AC 直接電力変換器の動作を検証し、以下の結果を得た。

- (1) 系統からの力行と回生動作、バッテリーへの充放電動作、発電機の駆動及び発電動作を行い、6 種類のエネルギーフローを実験により確認した。
- (2) 入力力率ほぼ 1, 最高変換効率 96.3%を確認した。
- (3) 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 1/2 以下、出力電流ひずみ率を 1/3 以下に低減した。

以上のことから、提案する制御方式とシステムの有用性を確認した。

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。

(平成×年×月×日受付, 平成×年×月×日再受付)

文 献

- (1) 富士電機資料:「究極の交流電力変換器マトリックスコンバータ」, システムコントロールフェア 2003 資料, 2003
- (2) J.Itoh, T.Takesita, Y.Sato, N.kimura, M.saito: "Matrix Converter Topology from a view point of Utility Power Line Interface" Proc. of IEEJapan IAS 2006, pp.I-17-22 (I-S3-4), 2006 (in Japanese)
伊東・竹下・佐藤・木村・斉藤:「マトリックスコンバータによる交流電源連系技術」平成 18 年産業応用部門大会, pp.I-17-22 (I-S3-4), 2006
- (3) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review" IEEE Transactions on Industry Electronics Vol. 49, No. 2, pp274-288, 2002
- (4) J.Itoh, I.Sato, H.Ohguchi, K.Sato, A.Odaka, N.Eguchi: 「A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method」 IEEJ Vol.124-D No.5,2004(in Japanese)
伊東・佐藤・大口・佐藤・小高・江口:「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」電学論 D, 124 巻 5 号, 457-463, 2004
- (5) 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
- (6) P. W. Wheeler, J. C. Clare, N. Mason. "Space Vector Modulation for a 4-Leg Matrix Converter" IEEE PESC 2005
- (7) L.Weï, Y.Matsusita, T.A.Lipo: "Investigation of Dual-bridge Matrix Converter Operating under Unbalanced Source Voltage" IEEE PESC2003, 1293(2003)
- (8) J.W.Kolar, M.Baumann, F.Schafmeister, H.Ertl: "Novel Three Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter", IEEE APEC 2002
- (9) S.Round, F.Schafmeister, M.Heldwein, E.Pereira, L.Serpa, J. Kolar,;"

Comparison of Performance and Realization Effort of a Very Sparse Matrix Converter to a Voltage DC Link PWM Inverter with Active Front End " The 2005 International Power Electronics Conference, pp.558-567, 2005

- (10) 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
- (11) 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
- (12) T.Iida, J. Itoh.: 「Effects of High-Frequency AC Link Converter by Using Reverse Blocking IGBT」 SPC-05-47 IEA-05-2, 2005(in Japanese)
飯田・伊東:「高周波 AC リンクコンバータにおける逆阻止 IGBT の効果」 SPC-5-47 IEA-05-2 2005
- (13) 電気学会 半導体電力変換調査専門委員会編:「半導体電力変換回路」オーム社 1987

加藤 康司



(学生員) 1983年生。2008年3月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻修了。同年4月同大学大学院工学研究科博士後期課程エネルギー・環境工学専攻に進学。日本学術振興会特別研究員。主に電力変換回路に関する研究に従事。

伊東 淳一



(正員) 1972年生。1996年3月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、富士電機(株)入社。2004年4月長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路、電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気学術振興賞 進歩賞受賞。IEEE 会員。