

直接形電力変換器を用いたマルチ電源連系システムの一制御法

加藤 康司* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Control Method of Multi Power Supplies Interface System Using Direct converters

Koji Kato*, student member, Jun-ichi Itoh, member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a novel control method of multi power supplies interface system using direct converters. This system is constructed based on an indirect matrix converter which does not have a large energy buffer such as an electrolytic capacitor. A snubber circuit of the indirect matrix converter is used to interface the DC power supply. In addition, proposed control method is based on the indirect control method with a triangular carrier wave. Therefore the proposed method can be easily added to a DC/DC converter.

This paper describes the multi power supplies interface system using direct converters and its control method. Moreover, this paper results analysis of commutation error of the input current and output voltage. The basic operation of the proposed system is confirmed by experimental results.

キーワード : インダイレクトマトリックスコンバータ, 直流・交流電源連系, スナバ回路, 電圧利用率改善

(Indirect matrix converter, AC and DC power supply interface, Snubber circuit, Improvement of voltage transfer ratio)

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が注目されている。これらの電力源は大きく分けて, 太陽光発電や燃料電池のような直流電源と, 風力発電のような交流電源がある。これらの電源は, 交流電源であればPWM整流器, 直流電源であればDC/DCコンバータやチョッパ, 負荷や系統に電力を供給するためのインバータ等の電力変換器を用い, 直流を介して各電源を連系する。この場合, 直流部にはエネルギーバッファとして巨大な電解コンデンサが必要となり, 大型化・高コスト化といった問題が生じる。

一方, 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いる⁽¹⁾⁽²⁾。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, 長寿命化と保守の単純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る。また, 直接形電力変換器として電圧形インバータと電流形整流器により構成され, 直流リンクにエネルギーバッファを必要としないインダイレクトマトリックスコンバータ⁽³⁾がある。インダイレクトマトリックスコンバータは直流部があるため, 直流電源との連系が容易であり, 著者らはこれを従来の電源連系システムに応用した, 昇圧形

AC/DC/AC直接電力変換器⁽⁴⁾を提案し, 実験によりその有用性を確認している。しかし, エネルギーバッファを有さない直接形電力変換器特有の電圧利用率の問題が存在する。

インダイレクトマトリックスコンバータの出力電圧は入力電圧の0.866倍に制限される。これは, インダイレクトマトリックスコンバータは, 入力電圧を直接スイッチングして電圧を出力するので, 出力可能な電圧の範囲は入力電圧の6相包絡線の範囲内に限られるためである。例えば定格200[V]のモータを定格駆動する場合, 出力電圧が制限されるため出力電流が増加し, 変換器損失の増大やモータの過熱等が問題となる。インダイレクトマトリックスコンバータの電圧利用率を改善する方法として, 直流部に補助回路を挿入し直流リンク電圧を昇圧する方法⁽⁵⁾があるが, いずれも部品点数の増加や効率の悪化という問題がある。

また, インダイレクトマトリックスコンバータは, 過電流や過電圧時の保護動作としてゲート遮断を行った場合, 負荷の誘導性エネルギーを吸収するためのスナバ回路が直流部に必要となる。このスナバ回路はダイオードとコンデンサで構成された電圧クランプ回路が主である。このスナバ回路を応用した方法に, アクティブクランプ回路⁽⁶⁾がある。このアクティブクランプ回路は, クランプ回路のダイオードに逆並列にIGBTを接続し, スナバ回路のコンデンサを充放電させ入力電圧アンバランスの補償を行っているが, 直流電源との連系については議論されていない。

本論文では, インダイレクトマトリックスコンバータのスナバ回路を利用し, 直流電源を連系する方法を提案する。

提案回路は、直流電源とスナバ回路を一体化し、それにスイッチを設けて直流電源の充放電を行うことで、直流電源と交流電源を連系する。また、提案する制御法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⁾を応用することで簡単に制御できる。ここでは、提案する回路について、転流に伴う誤差の解析を行い、また実験により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. 回路構成とその基本的な動作

直流電源と交流電源を連系する従来のシステムは、風力発電等で発電した交流を整流する電圧形PWM整流器、電力を負荷や系統に供給する電圧形インバータ、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DC/DCコンバータを組み合わせたシステムとなり、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に提案する直流・交流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、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クスコンバータの直流部にDC/DCコンバータを接続する。そのため、直流リンクに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。提案回路は、インダイレクトマトリクスコンバータのスナバ回路にスイッチを設け、DC/DCコンバータとして動作する。このDC/DCコンバータは整流器側に含めて4相入力の電流形整流器とみなして制御を行う。この場合、DC/DCコンバータはスナバ回路と共通になるため、直流電源の電圧は入力線間電圧のピーク値以上である必要がある。直流電源電圧を基準として、直流電源電圧と直流リンク電圧の関係に着目すると降圧形の変換器となり、以降、降圧形AC/DC/AC直接電力変換器と呼ぶ。

図3に提案回路の基本的な動作を示す。DC/DDコンバータと整流器は4相電流形整流器とみなして制御を行うため、電源短絡を防止する必要があり、上アームもしくは下アームのスイッチが2個以上同時オンしてはならない。よって、1制御周期内で整流器とDC/DCコンバータは別々にスイッチングを行う。図3(a)のように、DC/DCコンバータ側スイッチ S_{bp} がオフのとき、通常のインダイレクトマトリクスコンバータ動作となり、DC/DCコンバータはスナバ回路として動作する。また、図3(b)のように、DC/DCコンバータ側スイッチ S_{bp} がオンするとき、整流器側のスイッチはすべてオフとなるため、DC/DCコンバータは電圧源となり、通常のインバータ動作となる。このようにインダイレクトマトリクスコンバータ動作とインバータ動作を交互に行うことで、直流電源と交流電源を連系する。

また、従来のインダイレクトマトリクスコンバータは、出力電圧は入力電圧の0.866倍に制限されることから、出力

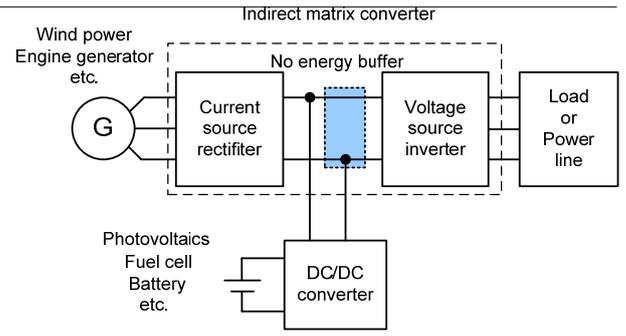


図1 電源連系システムのブロック図
Fig. 1. Block diagram of AC and DC power supply interface system

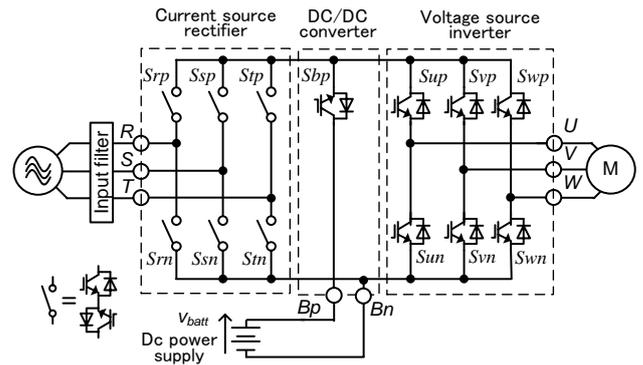


図2 提案回路
Fig. 2. Proposed circuit

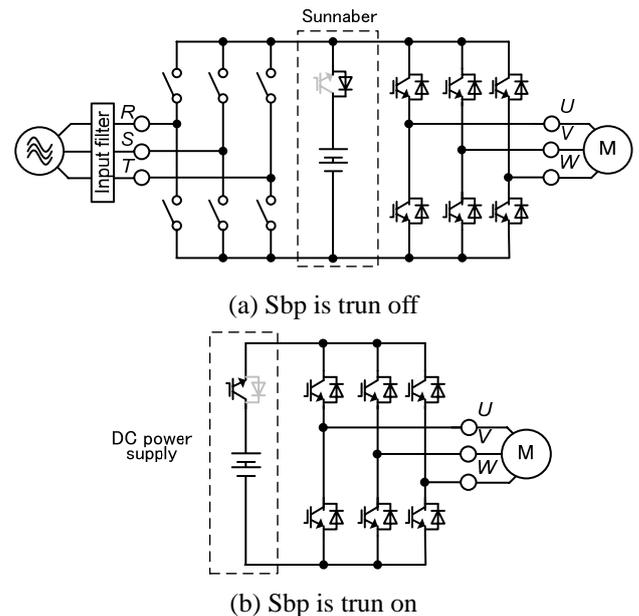


図3 提案回路の基本的な動作
Fig. 3. Baic operation of proposed circuit

電流が増加し、変換器損失の増大やモータの過熱等が問題となる。一方、提案回路は直流電源の電圧は入力線間電圧のピーク値以上であり、インダイレクトマトリクスコンバータとインバータの交互動作を行うため、直流電源の電圧と S_{bp} のオン時間の設定により電圧利用率を改善できる。

しかし、各変換回路の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。また、DC/DCコンバータスイッチ S_{bp} がオンする間、整流器側はす

すべてのスイッチがオフになるため入力電流が流れない期間があり、この場合においても正弦波の入力電流を得る方法などの課題がある。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⁽⁷⁾を応用することで簡単に制御できる。詳細な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あるキャリア比較方式に基づく仮想 AC/DC/AC 変換方式を実際の AC/DC/AC 変換器に立ち返って適用する。これは従来のインダイレクトマトリクスコンバータの制御法と同じであるが、従来では空間ベクトル変調方式が主流であるため、4相での取り扱いが難しい。変形キャリアを適用する仮想 AC/DC/AC 変換方式では、相数が増えるだけで扱えるので便利である。

〈3.1〉 整流器側制御方法

図4に降圧形 AC/DC/AC 直接電力変換器の制御ブロック図を示す。マトリ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、整流器側に含めて、4相入力の電流形変換器として動作する。入力電圧 v_r, v_s, v_t, v_b と出力電圧 v_u, v_v, v_w 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 は電源中性点を基準電位とした v_{batt} である。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} & S_{bp} \\ S_{rn} & S_{sn} & S_{tn} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \\ v_b \end{bmatrix} \quad (1)$$

提案回路は1制御周期中にインダイレクトマトリクスコンバータ動作とインバータ動作を交互に繰り返す。DC/DC コンバータが動作する間は、整流器側のスイッチはすべてオフになるため、入力電流が流れない期間がある。この場合においても、整流器で正弦波の入力電流を得るため、DC/DC コンバータの入力電流指令に応じて、整流器の入力電流指令を変換する。整流器の入力電流指令を $i_{rec}^* = [i_{rrec}^* \ i_{srec}^* \ i_{trec}^*]$ とし、DC/DC コンバータの電流指令を i_b^* とすると、変換した整流器の入力電流指令は(2)式ようになる。

$$i_{rec}^{**} = i_{rec}^* \cdot (1 - i_b^*) \quad (2)$$

図5にインダイレクトマトリクスコンバータと提案回路の直流リンクの平均電圧波形を示す。ここでは、インダイレクトマトリクスコンバータの直流リンク電圧のピーク値を 1[p.u.]としている。また、整流器側は昇圧できないため入力線間電圧のピーク値と直流リンク電圧ピーク値は同じである。インダイレクトマトリクスコンバータの直流リンク電圧は電源周波数の6倍で脈動するため、正弦波

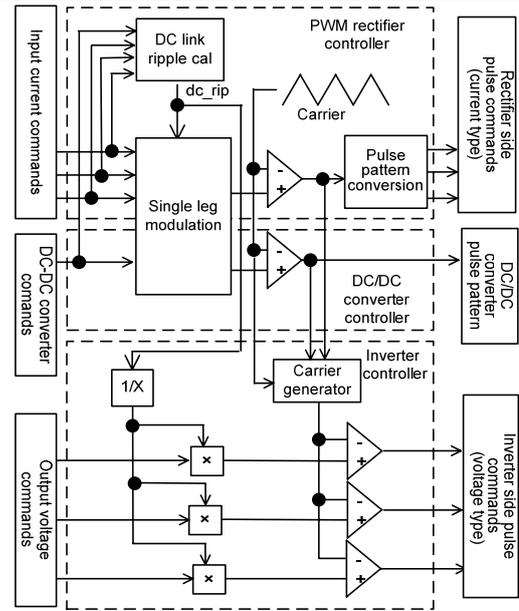


図4 制御ブロック図

Fig.4. Control block diagram.

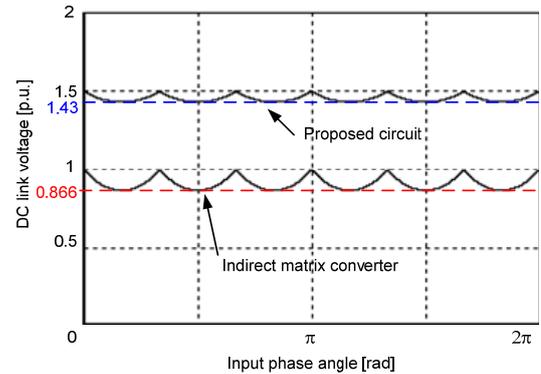


図5 直流リンク電圧波形

Fig.5. DC link voltage waveform

を出力できる範囲は、直流リンク電圧ピーク値の0.866倍に制限される。一方、提案回路では、インダイレクトマトリクスコンバータとインバータの交互動作となるため、直流リンクの1制御周期中の平均電圧 E_{dc} はインダイレクトマトリクスコンバータの整流器側のデューティを D_{rec}^* とし、DC/DC コンバータのデューティを D_b^* とすると、(3)式のように表せる。

$$E_{dc} = D_{rec}^* v_{in} + D_b^* v_b \quad (3)$$

図5中の提案回路の直流リンク電圧は D_b^* を 0.5、 v_b を 2 としたときの波形である。このときの提案回路の直流リンク電圧はインダイレクトマトリクスコンバータの直流リンク電圧の1.43倍となり、電圧利用率を改善できる。また、整流器デューティとDC/DC デューティの比は入力電力比と同じである。

〈3.2〉 インバータ側制御方法

4相整流器は電流形の変換器として動作させるため、直流リンク電流は連続であると仮定している。しかし、インバ

ータ側でゼロ電圧ベクトル期間中、負荷電流はインバータのアーム間で還流するため、直流リンクに流れる電流はゼロとなる。整流器の入力電流を正弦波、DC/DC コンバータの電流をリップルのない直流にするには、直流リンク電流ゼロ期間を整流器パルスと DC/DC コンバータパルスに対して均等に配置する必要がある。

図 6 にインバータキャリアの発生原理を示す。ここでは 4 相入力電流形整流器側は r 相と s 相と b 相で電流を転流しており、 t 相から電流が戻る場合の動作例である。直流リンク電流ゼロ期間が、 r 相、 s 相、 t 相、 b 相に対し、それぞれ均等に作用するために、図 6 のようにインバータ側のキャリアを変形三角波とし、 r 相、 s 相、 b 相がそれぞれのオン期間 T_1 、 T_2 、 T_3 において、 i_r 、 i_s 、 i_t 、 i_b の平均電流が一致するようにゼロ電圧ベクトルの発生期間を制御する。図 6 中 i_r 、 i_s 、 i_b のハッチング部分は本来の整流器 PWM パルスによって得られる電流が直流リンク電流ゼロ期間によって削られる部分を示している。この削られる部分は、インバータ側のキャリアを変形することによって、各相の電流通流期間に対し、電流ゼロ期間が同一の割合で作用する。すなわち、 r 相、 s 相、 b 相に作用する電流ゼロ期間を T_{r0} 、 T_{s0} 、 T_{b0} とすると、キャリアを変形することにより(4)式が成立する。

$$\frac{T_{r0}}{T_1} = \frac{T_{s0}}{T_2} = \frac{T_{b0}}{T_3} = \frac{T_{r0} + T_{s0} + T_{b0}}{T_1 + T_2 + T_3} \quad (4)$$

〈3.3〉 転流方法

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⁽⁶⁾があるが、本回路では、整流器側のスイッチングのほかに、DC/DC コンバータと整流器の切り替えは、インバータ側で発生するゼロベクトル期間中に行う。そのため、整流器と DC/DC コンバータはゼロ電流スイッチングとなり、整流器のスイッチングロスと DC/DC コンバータのスイッチングロスをなくすることができる。インバータ側では、デッドタイム(T_d)を付加し転流を行う。また、インバータ側のデッドタイムで生じる出力電圧誤差を補償するため、負荷電流極性を判別し、誤差電圧をフィードフォワード補償する。

4. 実験結果

提案回路の動作を確認するため、整流器側に系統、DC-DC コンバータに直流電源、インバータ側に R-L 負荷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。

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 [μ F]
Carrier frequency	10[kHz]	Cut-off frequency	1.3[kHz]
Output frequency	30[Hz]	load	R-L
DC power supply	300[V]	Commutation time	2.5 [μ s]
Power ratio (AC:DC)	2:1		

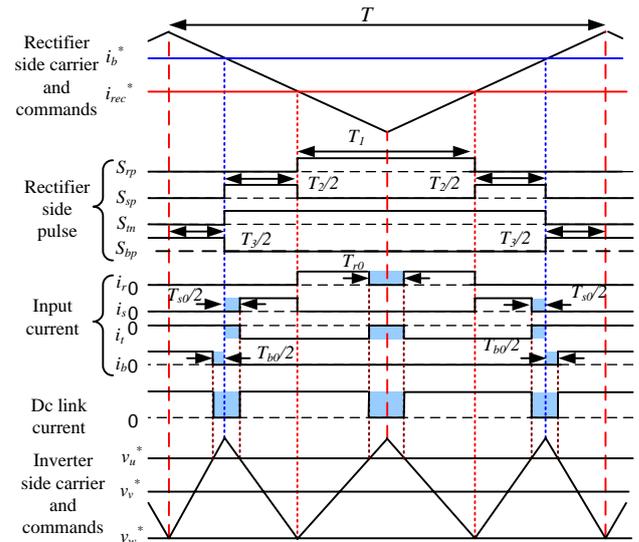


図 6 インバータキャリアと整流器パルスの関係

Fig.6. Relation between inverter carrier and rectifier pulse.

ここでは、系統と直流電源より、R-L 負荷にエネルギーを供給している。このときの系統と直流電源の電力比は 2 : 1 としている。

図 7(a)に提案回路の動作波形を示す。入力力率ほぼ 1、交流入出力電流は正弦波状の良好な電流、また提案回路の直流リンク電圧は入力電圧の 6 倍で脈動しているが、直流出力電流は低周波のリップ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出力電流、直流入力電流のひずみ率はそれぞれ、8.8[%]、3.4[%]、1.8[%]である。これより、インダイレクトマトリックスコンバータを用いた直流電源と交流電源の連系動作が確認できる。

図 7(b)に提案回路の直流リンク電圧波形を示す。提案回路の直流リンク電圧は整流器と DC/DC コンバータが交互に動作しているため、入力電圧をスイッチングした電圧とスナバ電圧が交互に出力しているのが確認できる。また、このときの直流リンク電圧は 260[V]である。一方、通常のインダイレクトマトリックスコンバータでは 245[V]であり、提案回路では(4)式のとおり直流リンク電圧が出力され、電圧利用率を改善できる。

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。提案する変換器の最高効率は 93.8%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、DC チョップ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 90%程度であることから、本システムの効率への有効性が確認できる。今回の実験では整流器側の双方向スイッチを従来スイッチで構成しているが、逆阻止 IGBT を用いることで効率が 2%ほど向上可能である。また、提案制御法ではインバータ側のスイッチング回数が増加するため、今後スイッチング方法を工夫する予定である。

図 9 に出力電力に対する入出力電流の 25 次以下のひずみ率、直流出力電流の 1[kHz]以下のひずみ率の測定結果を示す。電圧誤差補償ありとなしの場合を比較すると、出力電

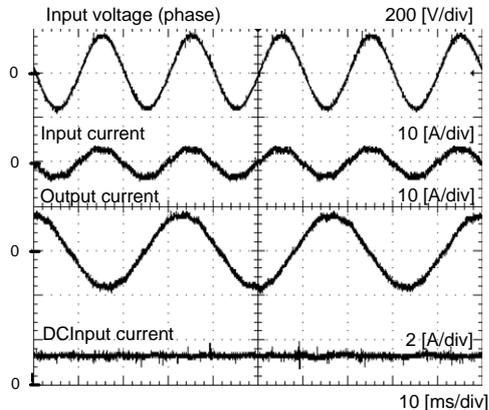
流ひずみ率は出力 1[kW]付近で 2.2 ポイント低減しており、波形改善効果が確認できる。一方、直流入力ひずみ率には大きな差異は見られない。さらに、入力電流ひずみ率は補償ありとなしの場合を比較すると、補償することによってひずみ率が悪化することがわかる。この理由について次章に考察を示す。

5. 転流に伴う誤差の解析

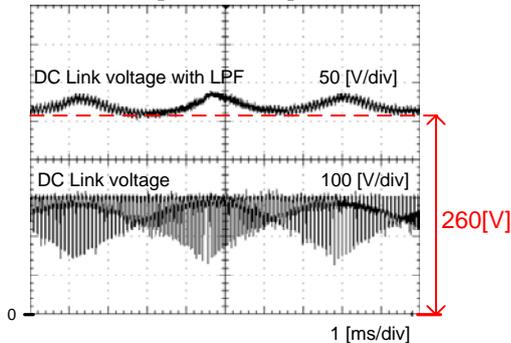
提案回路の転流によって生じる誤差について解析する。提案回路の入出力関係は(1)式で表せるが、(1)式では入出力電圧関係はスイッチング関数 s を用いて表しており、これにデューティ D を用いると、提案回路の入出力電圧関係は(5)式ようになる。

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

図 10 に提案回路における転流例と、それによって発生する電圧誤差の関係を示す。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_{tn} はオンの状態の動作例を示す。このとき、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(5)式を用いて



(a) Input and output waveform



(b) DC link voltage waveform

図 7 実験波形

Fig. 7. Experimental results

表すと(6)式となる。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_u^* + \Delta D_u & 1 - D_u^* - \Delta D_u \\ D_v^* + \Delta D_v & 1 - D_v^* - \Delta D_v \\ D_w^* + \Delta D_w & 1 - D_w^* - \Delta D_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \\ v_b \end{bmatrix} \quad (6)$$

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。(6)式より、たとえば出力電圧 v_u を求めると(7)式となる。

$$\begin{aligned} v_u = v_u^* + \frac{\Delta D_u (D_{rp}^* v_r + D_{sp}^* v_s - D_{rn}^* v_t + D_b^* v_b)}{D_u^* (\Delta D_{rp} v_r + \Delta D_{sp} v_s + \Delta D_b v_b) + (1 - D_u^*) D_{rn}^* v_t} \\ + \frac{\Delta D_u (\Delta D_{rp} v_r + \Delta D_{sp} v_s - \Delta D_{rn} v_t + \Delta D_b v_b)}{D_u^* (\Delta D_{rp} v_r + \Delta D_{sp} v_s + \Delta D_b v_b) + (1 - D_u^*) D_{rn}^* v_t} \end{aligned} \quad (7)$$

(7)式で第 1 項は出力指令電圧、第 2 項はインバータ側電圧誤差、第 3 項は 4 相整流器側とインバータ側双方の電圧誤差、第 4 項は 4 相整流器側電圧誤差を意味する。

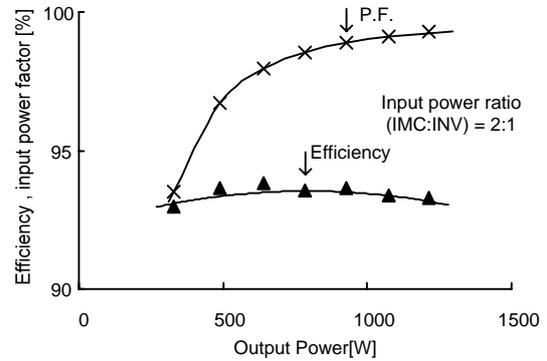


図 8 効率及び入力力率

Fig.8. Efficiency and input power factor.

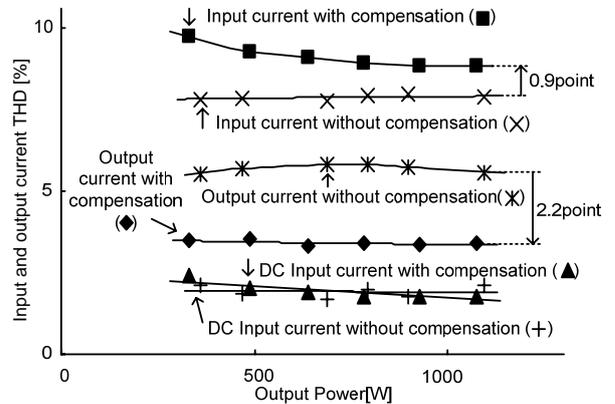


図 9 入出力電流ひずみ率

Fig.9. THD of input and output current.

一方,入力電流 $\{i_r, i_s, i_t, i_b\}$ と出力電流 $\{i_u, i_v, i_w\}$ の関係は(5)式の転置行列により以下のように求められる。

$$\begin{bmatrix} i_r \\ i_s \\ i_t \\ i_b \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_{rp}^* + \Delta D_{rp} & 0 \\ D_{sp}^* + \Delta D_{sp} & 0 \\ 0 & D_m^* + \Delta D_m \\ D_b^* + \Delta D_b & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} D_u^* + \Delta D & D_v^* + \Delta D_v & D_w^* + \Delta D_w \\ 1 - D_u^* - \Delta D_u & 1 - D_v^* - \Delta D_v & 1 - D_w^* - \Delta D_w \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (8)$$

(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4相整流器側の電流誤差,第3項は4相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。

$$i_r = \underbrace{i_r^* + \Delta D_{rp} (D_u^* i_u + D_v^* i_v + D_w^* i_w)}_{\text{整流器側電流誤差}} + \underbrace{\Delta D_{rp} (\Delta D_u i_u + \Delta D_v i_v + \Delta D_w i_w)}_{\text{整流器側とインバータ側電流誤差}} + \underbrace{\Delta D_u (D_{rp}^* i_u + D_{rp}^* i_v + D_{rp}^* i_w)}_{\text{インバータ側電流誤差}} \quad (9)$$

以上より,インバータ側で発生する出力電圧誤差は従来のデッドタイム誤差と同様であるが,4相整流器側で発生する入力電流誤差は,インバータ側のデッドタイムにより,実際に出力するゼロベクトルが負荷電流極性に応じて変化し,(4)式に示す各相の電流通流期間の割合に対し,電流ゼロ期間が同一の割合で作用しなくなることに起因する。よって,出力電圧を補償しても,各相の電流通流期間の割合は補償できないため,入力電流は改善できない。本制御法では,インバータ側のスイッチング回数が増加し,デッドタイム誤差が増えるため補償が困難になる。入力電流と出力電圧を同時に補償するには,(4)式の条件を満たしながら,インバータ側のデッドタイム誤差補償を行わなければならないため,ゲートパルスの出力方法に工夫が必要である。

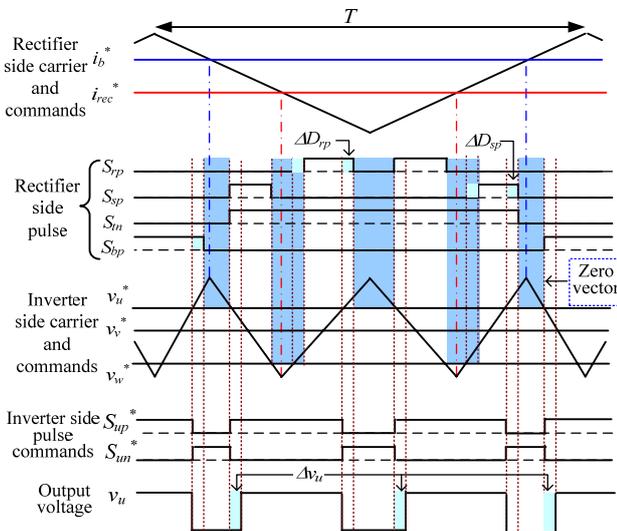


図10 提案回路の転流動作例
Fig.10. Commutation example.

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のスナバ回路を利用し,直流電源を連系する制御法を提案した。提案回路は,直流電源とスナバ回路を一体化し,それにスイッチを設けて直流電源の充放電を行うことで,直流電源と交流電源を連系する。本制御法について,実験により提案回路の動作を検証し,以下の結果を得た。

- (1) インダイレクトマトリックスコンバータのスナバ回路を用いた直流と交流電源の連系を実現した。
- (2) 力率ほぼ1,最高変換効率93.8%を確認した。
- (3) 入力電流,出力電流及び直流出力電流ひずみ率はそれぞれ8.8 [%], 3.4 [%], 1.8 [%]を確認した。
- (4) 入力電流と出力電流を同時に補償するには入力各相の電流通流期間の割合を保ったまま電圧誤差を補償する必要がある。

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。今後は,転流に伴う誤差の補償を行い入出力電流波形の改善とインバータ側のスイッチングを工夫し,効率の改善を行う予定である。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) 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.1-17-22 (1-S3-4), 2006 (in Japanese)
伊東・竹下・佐藤・木村・齊藤:「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, pp.1-17-22 (1-S3-4), 2006
- (2) 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
- (3) J.W.Kolar, M.Baumann, F.Schafmeister, H.Ertl: "Novel Three Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter", IEEE APEC 2002
- (4) 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
- (5) S. Mariethoz, T. Wijekoon, P. Wheeler: "Analysis, control and comparison of hybrid two-stage matrix converters for increased voltage transfer ratio and unity power factor", PCC-NAGOYA 2007
- (6) C. Klumpner, T. Wijekoon, P. Wheeler: "Active Compensation of Unbalanced Supply Voltage for Two-Stage Direct Power Converters Using the Clamp Capacitor" PESC'05, pp.2376 - 2382, 2005
- (7) 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
- (8) 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