PE-09-38
PSE-09-46
SPC-09-80

インダイレクトマトリックスコンバータのアクティブスナバを用いたマルチ電源連系システムの制御法

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 Active Snubber Circuit for Indirect Matrix Converter

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 indirect matrix converter. 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 space vector modulation. Therefore the proposed method can be easily zero current switching for rectifier stage.

This paper describes the multi power supplies interface system using indirect matrix converter and its control method. Moreover, this paper results analysis of control range of the output voltage. The basic operation of the proposed system is confirmed by simulation and 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，空間ベクトル変調
(Indirect matrix converter, AC and DC power supply interface, Snubber circuit, Space vector modulation)

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。従来システムでは，PWM整流器とインバータで構成される Back-To-Back(以下 BTB)システムにDC/DCコンバータを組み合わせたシステムが一般的である。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，マトリックスコンバータに代表される交流から交流へ直接電力を変換する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エネルギーバッファとして大型の電解コンデンサ持たないため小型で長寿命，高効率化をはかることができる。よって，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，直接形電力変換技術の適用が有効である。この直接形電力変換技術を電源連系システムに適用した例として，マトリックスコンバータを用いた電源連系システム[3][4]がある。マトリックスコンバータを用いるため効率は良いが，直流要素を持たないため直流電源の連系が困難であり，その結果部品点数が増加する。これに対し，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[5][6]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 直接電力変換器とキャリア比較を用いた簡単な制御法[7]を提案し，実験によりその有用性を確認している。この回路は，インダイレクトマトリックスコンバータに1アーム追加し，DC/DC コンバータとして動作する昇圧形の回路である。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[8]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用いた降圧形のシステムを提案する。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。ここでは，はじめに直流電源と交流電源の連系システムについて，従来システムとマトリックスコンバータを用いたシステム，提案システムの比較を行い，提案システムの有用性について示す。次に提案回路の直流電源と交流電源を連系する動作原理について述べ，提案回路の制御方法，及び制御範囲について示す。最後にシミュレーションと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. システム構成

＜2.1＞ 従来システム

図 1 に従来の連系システムを示す。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。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。

＜2.2＞ マトリックスコンバータを用いたシステム

マトリックスコンバータの主回路は両方向の電圧と電流を制御できる双方向スイッチ 9 個と入力フィルタから構成される。そのため，電解コンデンサのようなエネルギー蓄積要素が不要であり小型化，長寿命化の面でも優れている。

図 2 にマトリックスコンバータを用いた電源連系システムを示す。図 2(a)はダイオード整流器で構成されるマトリックスコンバータのスナバ回路をインバータに置き換え，マトリックスコンバータとインバータを時間分割で並列動作[(3)]を行う。また図 2(b)は，マトリックスコンバータの入力側にインバータを接続[(4)]し，直流電源と交流電源を連系する。入力フィルタ部分にインバータを接続することで，マトリックスコンバータの入力フィルタを省略できる。

双方のシステムともにマトリックスコンバータを用いるため，交流から交流への電力変換を高効率に行うことができる。しかし，マトリックスコンバータは直流要素を持たないため，部品点数が増加する。

＜2.3＞ 提案システム

図 3 に提案する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ックスコンバータの直流部に DC/DC コンバータを接続する。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。また，電流形整流器はインバータのゼロ電圧ベクトルに同期して制御することでゼロ電流スイッチングを達成でき，

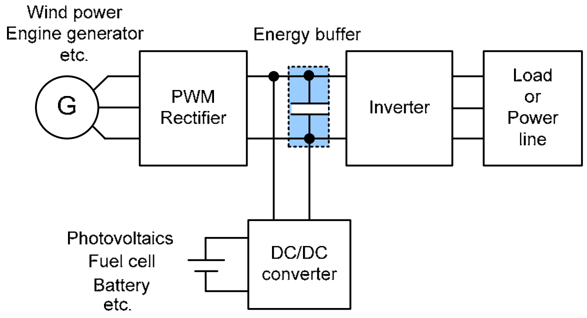
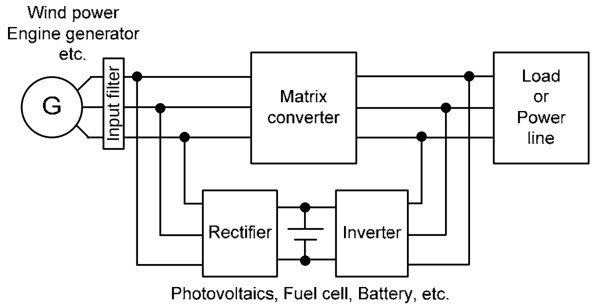
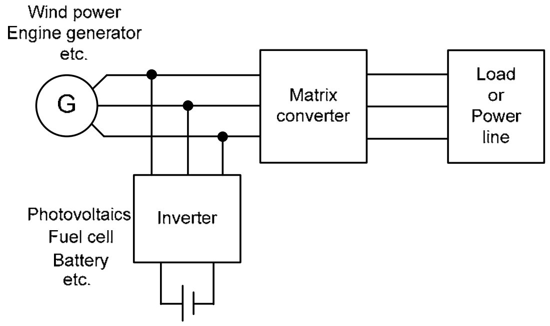


図 1 従来システム
Fig. 1. Block diagram of conventional AC and DC power supply interface system



(a) Ref.(3) system



(b)
Ref. (4) system

図 2 マトリックスコンバータを用いたシステム
Fig. 2. Block diagram of AC and DC power supply interface system using matrix converter

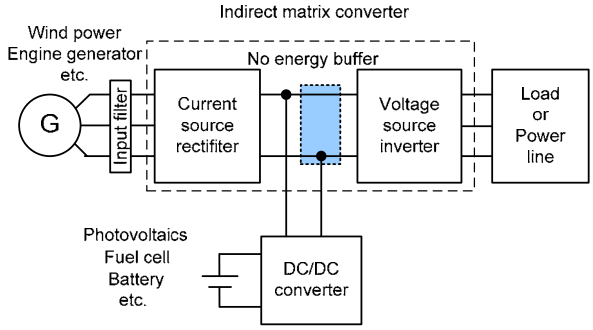


図 3 提案システムブロック図
Fig. 3. Block diagram of proposed system

従来の BTB を用いたシステムより高効率であり，マトリックスコンバータを用いたシステムより部品点数が少ない。また，複数の電力源を連系することを考えると，マトリックスコンバータで構成するより大幅に部品点数が少なくなる利点がある。

3. 提案回路と基本的な動作

図 4 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ッ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 5 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 5(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ッ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 5(b)のように，DC/DC コンバータ側スイッチ S_{bp} がオンのとき，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ッ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ックスコンバータは，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ッ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出力電圧範囲を向上できる。

4. 制御方法

著者らは今までにマトリッ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[9]を実際の AC/DC/AC 変換器に立ち返って適用する制御法を提案してきた。提案回路は整流器のスイッチングをインバータのゼロ電圧ベクトル期間に同期させることで，整流器をゼロ電流スイッチング(以下 ZCS)するため高効率である。しかし，インバータの変調率を上げると ZCS に必要なゼロ電圧ベクトルが不足し，ZCS が出来なくなり，それに起因して入出力波形がひずむ問題がある。キャリア比較方式ではゼロベクトルを任意に配置できないため，ZCS に使用できるゼロベクトル期間は 2/3 になる。一方，空間ベクトルを用いる提案手法はゼロベクトル期間を 100%転流に使用できるため，より有用である。以下に制御方法と制御範囲について示す。

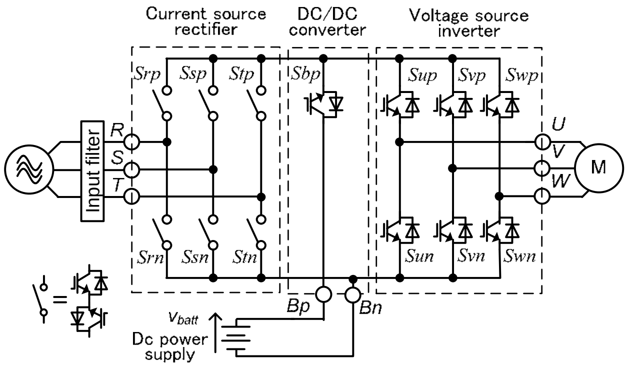
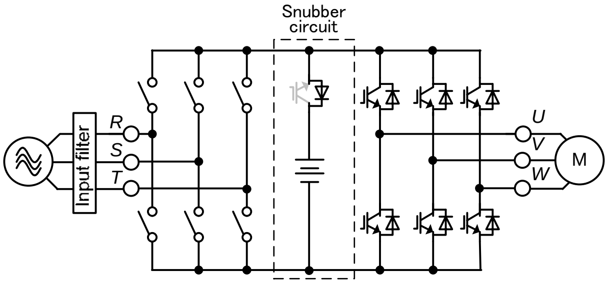
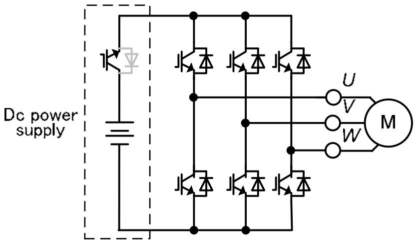


図 4　提案回路
Fig. 4.　Proposed circuit



(a) Sbp is turn off



(b) Sbp is turn on

図 5 提案回路の基本的な動作
Fig. 5. Basic operation of proposed circuit

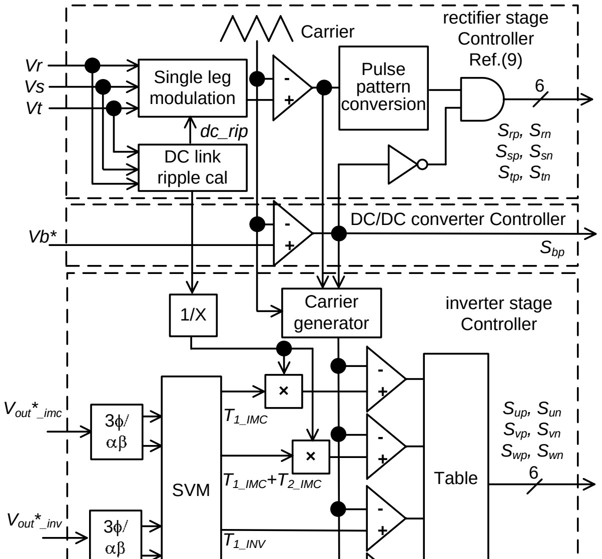


図 6 制御ブロック図
Fig. 6. Control block diagram

〈4.1〉整流器側制御方法

図 6 に提案法の制御ブロック図を示す。整流器側の制御に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[9]を応用する。文献(9)の制御法の仮想整流器の制御を実際の電流形整流器に立ち返って制御する。また 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)式のようになる。

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

図 7 に提案回路の 1 制御周期中の動作を示す。提案回路は 1 制御周期中にインダイレクトマトリッ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ため，直流リンクの 1 制御周期 T_s 中の平均電圧 E_{dc} は IMC 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^* すると，(2)式のように表せる。

$$E_{dc} = D_{rec}^{**} v_{in} + D_b^{*} v_b \qquad (2)$$

図 8 にインダイレクトマトリッ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ッ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，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。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ッ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，インバータ側で正弦波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ッ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，出力電圧範囲を改善できる。

〈4.2〉インバータ側制御方法及び制御範囲

図 9 にキャリア半周期の整流器側とインバータのスイッチングモードを示す。インバータの出力電圧は，(2)式に示す直流電圧をスイッチングして得るため，理想的には(2)式の範囲で出力電圧を制御できる。しかし，インバータの変調率を高くすると，整流器の転流に必要なゼロ電圧ベクトル期間が不足し，ZCS ができなくなる。その結果，転流失敗による波形ひずみや効率の悪化を引きおこす。空間ベクトル制御方式は，ゼロ電圧ベクトルを直接制御でき，また 1 キャリア中にゼロベクトルを任意に配置できるため，整流器の転流時間を確保することが比較的容易であり，整流器の転流失敗による波形ひずみが低減できる。以下に ZCS 可能な制御範囲について検討する。

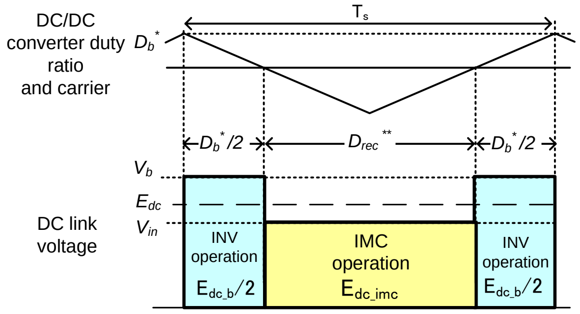


図 7　提案回路の動作原理

Fig. 7.　Principle of proposed converter

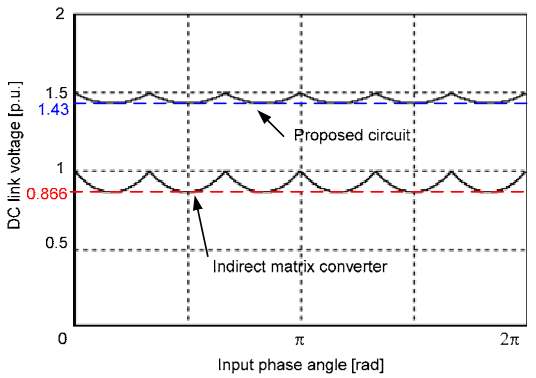


図 8 直流リンク電圧波形

Fig. 8. DC link voltage waveform

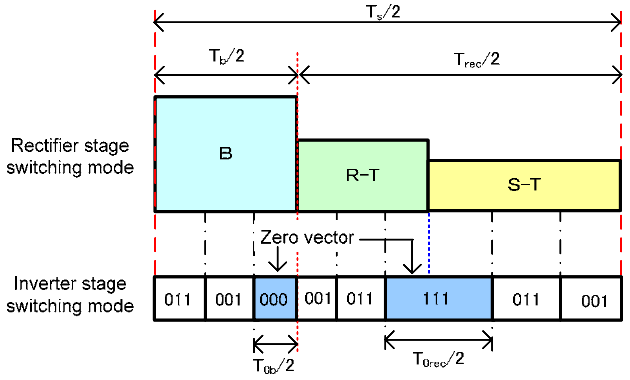


図 9　インバータ側と整流器側のスイッチングモード

Fig. 9.　Switching mode for inverter and rectifier stage.

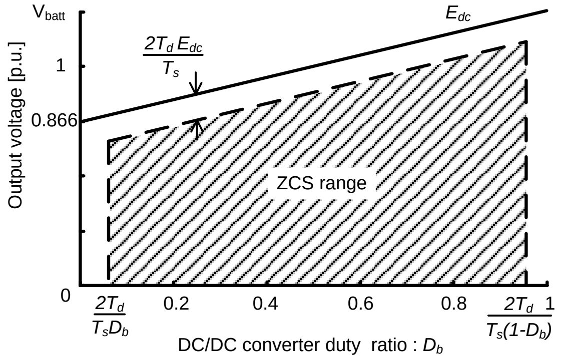


図 10　提案回路の ZCS 範囲

Fig. 10.　ZCS range of proposed circuit.

図 9 の整流器側とインバータのスイッチングモードより，整流器側で ZCS を行うために必要となるゼロベクトルの時間は(3)，(4)式で表される。ここで，整流器の ZCS に必要な時間はインバータのデッドタイム時間 T_d 以上とする。

$$\frac{T_{0rec}}{2} > \frac{T_d}{(1-D_b^*)/2} \quad (3),\quad \frac{T_{0b}}{2} > \frac{T_d}{D_b^*/2} \qquad (4)$$

(3)，(4)式の条件を満たすように，インバータの変調率 λ を求めると(5)，(6)式となる。ここで，λ_{inv} はインバータ動作時，λ_{imc} は IMC 動作時の変調率である。

$$\lambda_{inv} \le 1 - \frac{2T_d}{T_s D_b^*} \quad (5),\quad \lambda_{imc} \le 1 - \frac{2T_d}{T_s(1-D_b^*)} \qquad (6)$$

図 10 に提案回路の出力電圧範囲を示す。図中の実線部は理想状態の出力電圧範囲であり，斜線部が提案回路の ZCS 範囲である。(5)，(6)式より出力電圧は(7)式で表される。この範囲において提案回路は安定に ZCS 動作が可能である。

$$v_{out} = \lambda_{inv} D_b^* \frac{E_{dc_b}}{2} + \lambda_{imc}(1-D_b^*)\frac{E_{dc_inc}}{2} \qquad (7)$$

従来法は，キャリア比較方式を用いているためゼロベクトルを任意に配置できない。その結果，ZCS に使用できるゼロベクトル期間は 2/3 になる。一方，提案法はゼロベクトル期間を 100%転流に使用できるため，より有用である。

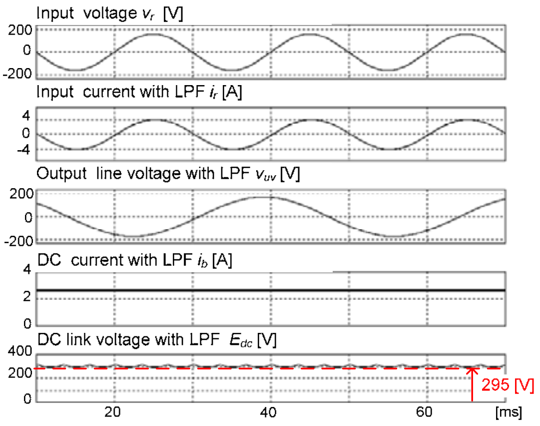
5. 実験結果

図 11 に提案回路のシミュレーション結果を示す。シミュレーション条件として，DC/DC コンバータデューティ D_b^* : 0.33，インバータ動作時の変調率 λ_{inv} : 0.4，IMC 動作時の変調率 λ_{imc} : 0.6，また理想条件とするため，入力は系統を模擬した電圧源，バッテリを模擬した直流電圧源，負荷は電流源を用いる。図 11(a)は系統とバッテリから負荷への電力供給を模擬している。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，直流出力が得られている。このときの電流ひずみ率はそれぞれ 1%以下である。このときの直流リンク電圧は 295[V]であり，(1)式のとおりである。また出力電圧は 125[V]であり，(6)式のとおり制御できる。また，図 11(b)は負荷がエネルギーを回生し，系統とバッテリへの電力供給を模擬している。入力電圧と入力電流の位相が反転しており，また，直流電流が負方向に流れているため，系統とバッテリにエネルギーが回生しているのが確認できる。以上の結果より，提案する制御方式の基本的な動作を確認した。

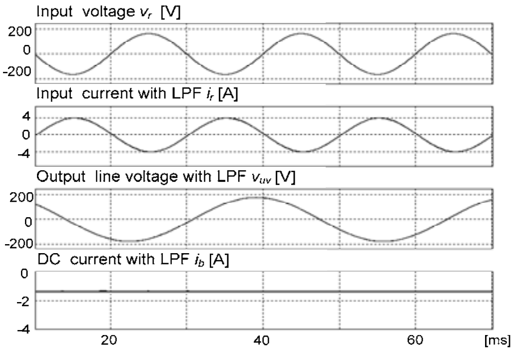
図 12 に提案回路の実験動作波形を示す。提案回路の動作を確認するため，整流器側に系統，DC/DC コンバータに直流電源，インバータ側に R-L 負荷を用いて実験を行った。実験パラメータは表 1 に示すとおりである。ここでは，系統と直流電源より，R-L 負荷にエネルギーを供給している。このときの系統と直流電源の電力比は 2 : 1 とする。図 12(a)はキャリア比較方式の波形，図 12(b)は空間ベクトル方式の波形である。キャリア比較方式では整流器側の ZCS に必要なゼロベクトル期間が不足することに起因して，図中の○印に示すように波形ひずみが発生し，また直流電流が脈動している。一方，空間ベクトル方式では，キャリア比較方式より変調率を高く設定しているが，良好な入出力波形が得られる。以上の結果より，提案方式は，整流器側の ZCS に必要なゼロベクトル期間が不足することに起因する波形ひずみを低減できる。また，このときの入力力率ほぼ 1，交流入出力電流は正弦波状の良好な電流，直流電流が得られる。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，7.9[%]，9.6[%]，3.4[%]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。なお，直流電流のひずみ率 I_{dc_THD} は下記の式で定義している。ここで，Idc は直流実効値，Idc_H は直流電流の高調波実効値であり，1[kHz]までの高調波成分を計算している。

$$I_{dc_THD} = \frac{I_{dc_H}}{I_{dc}} \qquad (8)$$

図 13 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(2)式のとおりの直流リンク電圧が出力され，出力電圧範囲を改善できる。



(a) simulation waveform for generation mode



(b) simulation waveform for regeneration mode

図 11 提案法のシミュレーション結果

Fig. 11. Simulation result of proposed method

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。また，ゼロ電圧ベクトルを任意に配置可能な空間ベクトルを用いた制御法を提案し，ZCS 可能な範囲の検討と制御範囲の明確化を行った。本提案法について，シミュレーションと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) 空間ベクトル変調を用いることで，整流器側の ZCS に必要なゼロベクトル期間が不足することに起因する波形ひずみを低減できる。

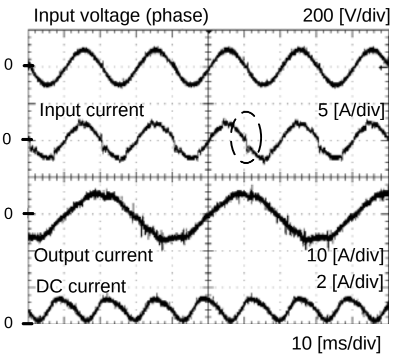
(3) 入力電流，出力電流及び直流出力電流ひずみ率はそれぞれ 7.9 [%]，9.6[%]，3.4[%]を確認した。

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。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。

表 1 実験パラメータ

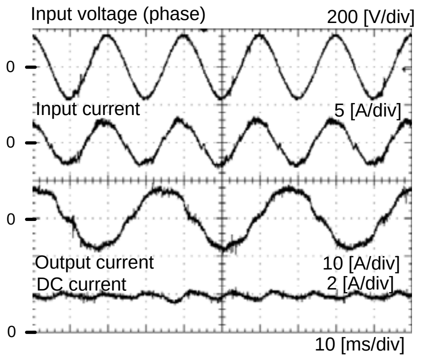
Table1 Experimental parameter.

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]	load	R-L
DC power supply	300[V]	Commutation time	2.5 [µs]
Power ratio (AC:DC)		2:1	



(a) Carrier comparison method

(output frequency:25Hz, modulation index:0.5)

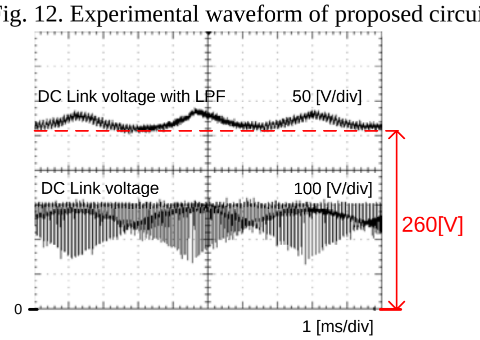


(a) Space vector method

(modulation index λ_{imc} : 0.7, λ_{inv} : 0.5)

図 12 提案回路の実験波形

Fig. 12. Experimental waveform of proposed circuit



(b) DC link voltage waveform

図 13 実験波形

Fig. 13. Experimental results

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.I-17-22 (1-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，pp.I-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) H.Tamura, J.Itoh:" An Input Current Control Strategy for a Combined System Using Both Matrix Converter and Inverter" Proc. of IEEJapan IAS 2008, (I-201), 2008 (in Japanese)
田村・伊東：「マトリックスコンバータと電圧形インバータの連系システムの入力電流の正弦波化」平成 20 年産業応用，(I-201)，2008

(4) S. Goto, S. Ogasawara, and H. Funato, "A New Power Converter Circuit Combining an Inverter with a Matrix Converter," IEEJ SPC-06-101, 2006.
後藤，小笠原，船渡：「インバータとマトリックスコンバータを組み合わせた新しい電力変換回路」 半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会 SPC-06-101, 2006

(5) J.W.Kolar, M.Baumann, F.Schafmeister, H.Ertl: "Novel Three Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter", IEEE APEC 2002

(6) 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

(7) 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

(8) 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

(9) 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