

# インダイレクトマトリックスコンバータの 回生スナバによるマルチ電源連系システムの制御法

学生員 加藤 康司, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Control Method for Multi Power Supplies Interface System Using Regenerative Snubber

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 validity 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, 直流及び交流電源連系, 回生スナバ回路

**Keywords** : Indirect matrix converter, AC and DC power supply interface, Regenerative snubber circuit

### 1. はじめに

近年, 地球温暖化や資源の枯渇化といった問題から, 省エネルギー化が求められ, 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。従来の直流電源と交流電源を連系するシステムは, 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構成が一般的である。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, 定期的なメンテナンスの必要性といった問題が生じる。

一方, マトリックスコンバータ(以下, MC)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<sup>(1)-(4)</sup>。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を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, MC を用いた電源連系システム<sup>(5)(6)</sup>がある。MC 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(以下, IMC)<sup>(7)(9)</sup>がある。

IMC は直流部を有するため, 直流電源との連系が容易である。また, インバータ側のスイッチング素子に従来の電圧形の素子を用いることができるため, MC と比較して, 低コストでシステムを構成できる。

IMC 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よく使用される。また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<sup>(10)</sup>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。しかし, アクティブクランプ回路を用いた直流電源と交流電源の連系については議論されていない。

本論文では, IMC 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, 従来の BTB システムと MC を用いたシステム, 提案システムの比較を行い, 提案システムの特徴について示す。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> BTB システム

図 1 に従来の連系システムを示す。従来システムは、風力発電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、太陽光発電等の直流電力を制御する DC/DC コンバータを組み合わせたシステムであり、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。エネルギーバッファがあることで、各変換器を独立して制御することができるため、入出力の制御を柔軟に行うことができるが、電解コンデンサを用いることで、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> MC を用いたシステム<sup>(5)(6)</sup>

図 2 に MC 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 MC のスナバ回路をインバータに置き換え、MC とインバータを時間分割で並列動作<sup>(3)</sup>を行う。また図 2(b)は、MC の入力側にインバータを接続<sup>(4)</sup>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、MC の入力フィルタを省略できる。双方のシステムともに MC を用いるため、エネルギー蓄積要素が不要であり小型化、長寿命化の面で優れている。また、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、MC 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、IMC 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<sup>(9)</sup> (以下 ZCS)を達成でき、従来の BTB を用いたシステムより高効率である。また、複数の電力源を連系することを考えると、MC 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。

表 1 に各システムの特徴の比較を示す。BTB システムはエネルギーバッファを持つため制御が簡単であるが、電解コンデンサが必要であり、また効率の面で不利である。また MC は効率の面で優れているが、部品点数の増加や制御が複雑化する等の問題がある。一方、提案システムは BTB システムより高効率であり、MC システムよりも部品点数が少ない。よって、提案システムは、電解コンデンサが不要であり、効率や部品点数、制御の簡単さの面で MC や BTB システムよりバランスの取れたシステムであるといえる。

## 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、IMC 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を含めて 4 相入力の電流形整流器とみなして制御を行う。この

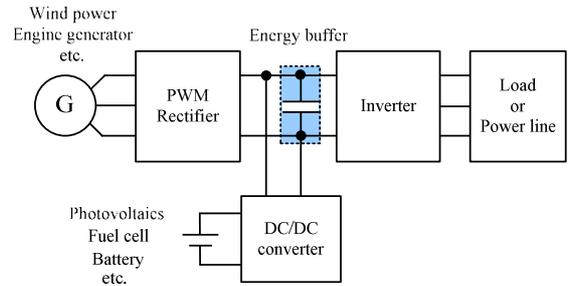
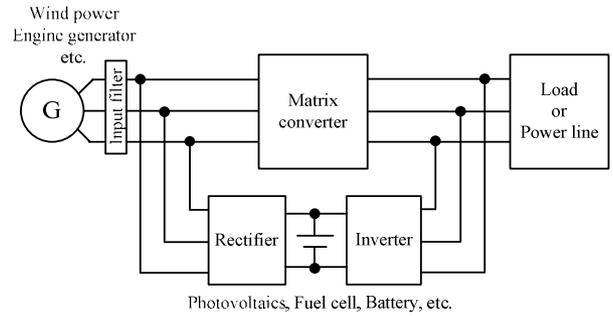
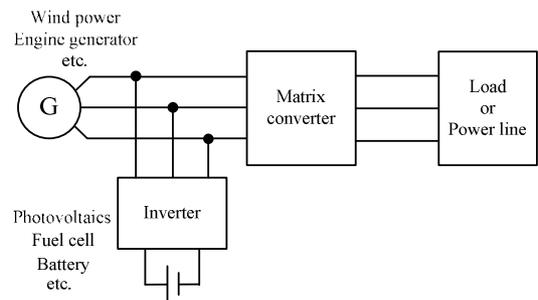


図 1 BTB システム

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



(a) System configuration of Ref. (3).



(b) System configuration of Ref. (4).

図 2 MC を用いたシステム

Fig. 2. Block diagram of the AC and DC power supply interface system using matrix converter.

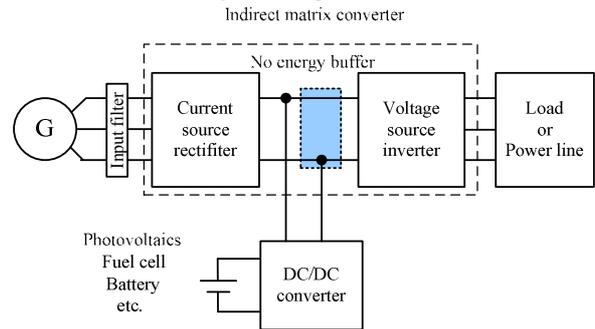


図 3 提案システムブロック図

Fig. 3. Block diagram of the proposed system.

表 1 各システム比較

Table1. Comparison with each system.

	Simple control	Volume of capacitor	Number of components	Efficiency
BTB system	◎	×	○	×
MC system	×	◎	×	◎
Proposed system	△	◎	○	○

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/DC 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る、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 IMC 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 IMC 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 IMC の出力電圧は入力電圧の 0.866 倍に制限される。よって、この領域で同じ出力電力を得るには出力電流が増加し、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、IMC 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拡大できる。

#### 4. 制御方法

IMC は昇圧リアクトルが入力になく、整流器側は電流形、インバータ側は電圧形変換器として動作する。本制御法は文献(9)の制御法を応用し、整流器側は電流形変換器として扱い、インバータ側の制御には空間ベクトル制御法を用いて制御する。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。

図 6 に提案法の制御ブロック図を示す。入力電圧  $v_r$ ,  $v_s$ ,  $v_t$ ,  $v_b$  と出力電圧  $v_u$ ,  $v_v$ ,  $v_w$  とすると、入出力関係は(1)式のようになる。ただし、スイッチング関数  $S=1$  でオン、 $S=0$  でオフと定義する。

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

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 ZCS できるため高効率である。しかし、インバータの変調率を高くすると 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。また、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全体の 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

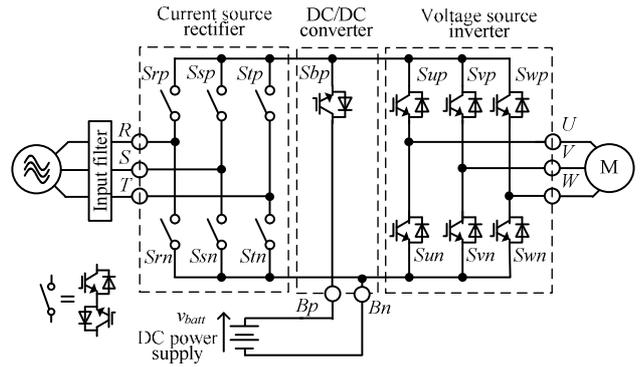


図 4 提案回路  
Fig. 4. Proposed circuit with active snubber.

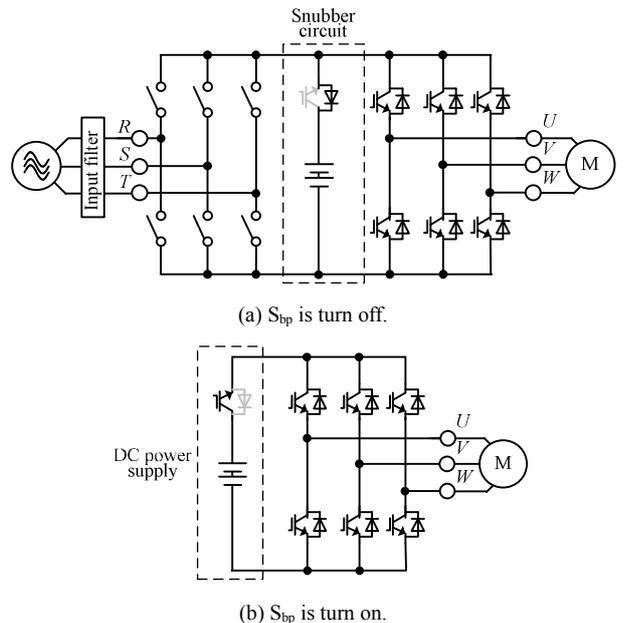


図 5 提案回路の等価回路

Fig. 5. Equibarent circuit of the proposed circuit

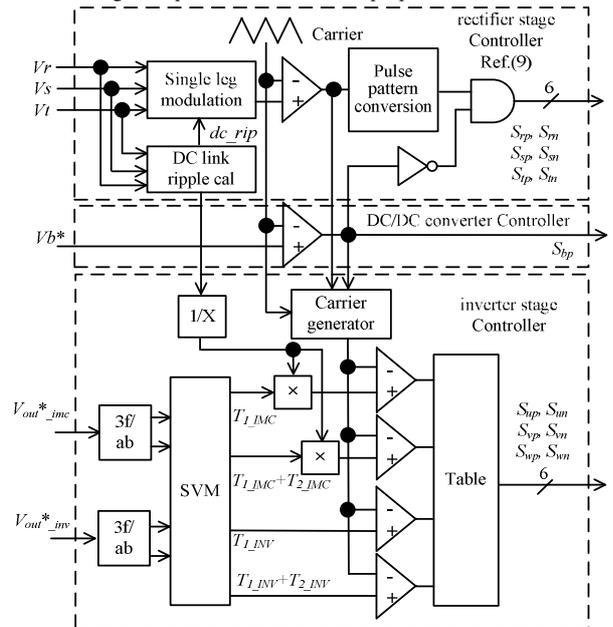


図 6 制御ブロック図

Fig. 6. Control block diagram.

クトル期間をすべて転流に使用できるため、制御性を向上できる。以下に制御方法と制御範囲について示す。

#### 4.1) 整流器側制御方法

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 IMC 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  $D_b^*$  とすると、(2)式のように表せる。

$$E_{dc} = D_{rec}^{**} v_m + D_b^* v_b \quad (2)$$

図 8 に IMC 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、IMC 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は直流リンク電圧ピーク値と同じである。IMC 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、IMC とインバータの交互動作となるため、直流リンク電圧は IMC 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 にインバータ側の空間ベクトル図を示す。提案回路のインバータ側の制御法に空間ベクトル変調を適用する。IMC 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<sup>9)</sup>があるが、本回路では、整流器側のスイッチング、DC/DC コンバータと整流器の切り替えを、インバータ側で発生するゼロベクトル期間中に行う。このためインバータ側のゼロベクトルの配置が重要となる。

図 10 にキャリア半周期の整流器側とインバータ側のスイッチングモードを示す。図中の整流器側スイッチングモードにおいて、B, R-T, S-T はそれぞれ、バッテリー電圧、入力 R-T の線間電圧、入力 S-T の線間電圧が直流リンクに出力されていることを示す。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ひきおこす。以下に ZCS 可能な制御範囲について検討する。

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  $T_{0rec}/2$ ,  $T_{0inv}/2$  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。

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

$$\frac{T_{0b}}{2} > \frac{T_d}{D_b^*/2} \quad (4)$$

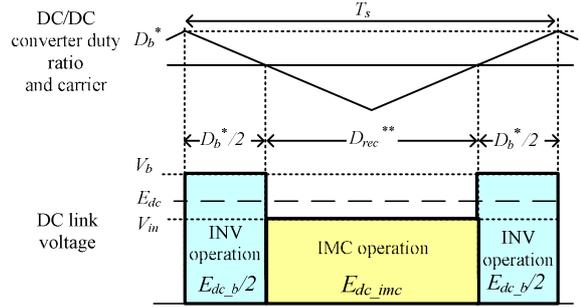


図 7 提案回路の動作原理  
Fig. 7. Principle of the proposed converter.

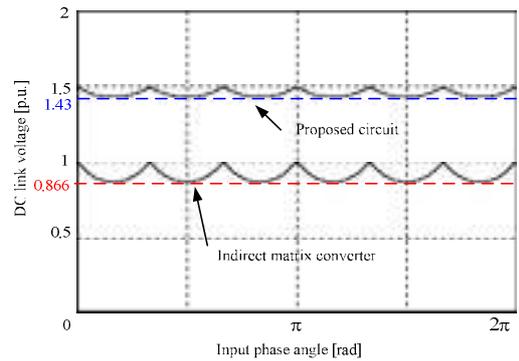


図 8 直流リンク電圧波形  
Fig. 8. DC link voltage waveforms.

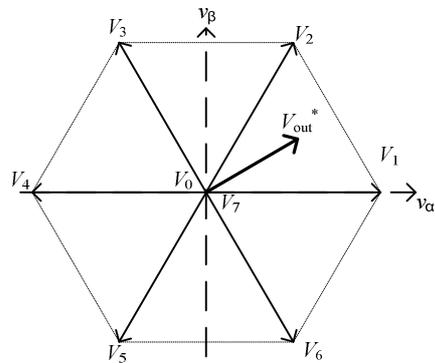


図 9 提案回路の動作原理  
Fig. 9. Principle of the proposed converter.

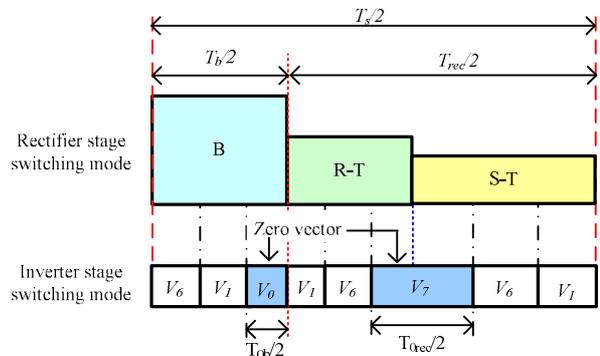


図 10 インバータ側と整流器側のスイッチングモード  
Fig. 10. Switching mode for the inverter and rectifier stage.

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

$$\lambda_{inv} \leq 1 - \frac{2T_d}{T_s D_b^*} \dots\dots\dots (5)$$

$$\lambda_{imc} \leq 1 - \frac{2T_d}{T_s (1-D_b^*)} \dots\dots\dots (6)$$

図 11 に提案回路の出力電圧範囲を示す。提案回路の出力電圧は(7)式で表せるため、理想的には図中の実線部に示す範囲の電圧が出力できる。しかし、各指令値の変調率は(5), (6)式の条件より制限されるため、ZCS 可能な出力電圧は図中の斜線部の範囲となる。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。

$$v_{out} = \lambda_{inv} D_b^* \frac{E_{dc-b}}{2} + \lambda_{imc} (1-D_b^*) \frac{E_{dc-imc}}{2} \dots\dots\dots (7)$$

従来法は、キャリア比較方式を用いると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全体の2/3になる。一方、提案法はゼロベクトル期間をすべて転流に使用できるため、制御範囲が向上する。

### 5. 実験結果

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。なお、インバータ側はデッドタイムを用いて電流を転流しているため、デッドタイム誤差が発生する。これより IMC では、出力電圧と入力電流に誤差が生じるため、著者らの提案する文献(11)の方法を用いてデッドタイム誤差を補償している。実験条件は表 2 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 1:2 としている。

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、2.4%、1.9%、1.9%である。これより、IMC 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、 $I_{dc}$  は直流電流実効値、 $I_{dc\_H}$  は直流電流の高調波実効値であり、1kHz までの高調波成分を計算している。

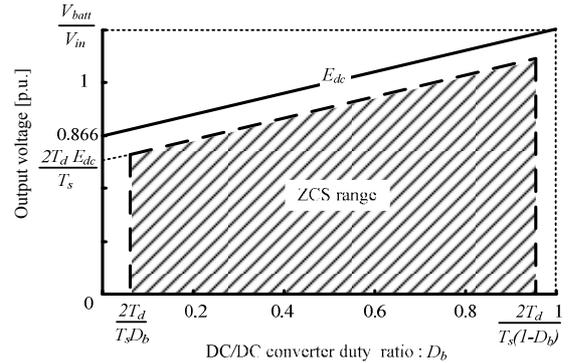
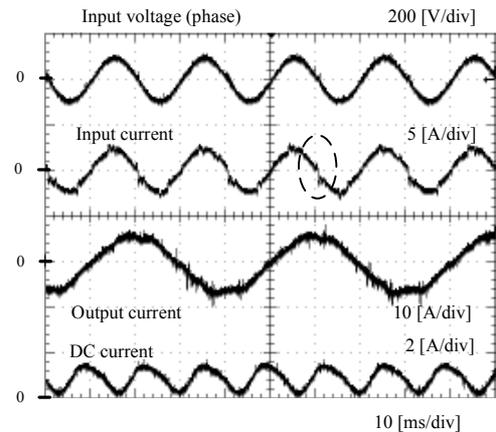


図 11 提案回路の ZCS 範囲  
Fig. 11. ZCS range of the proposed circuit.

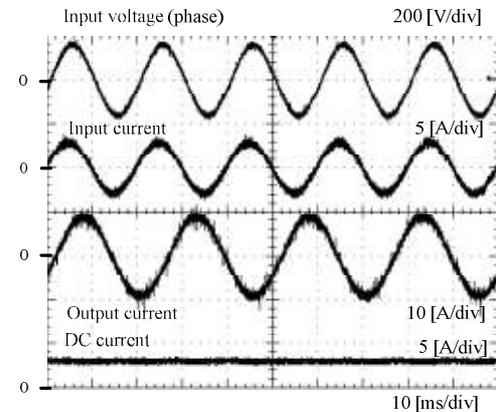
表 2 実験パラメータ

Table2 Experimental parameter.

Input voltage	200[V]	LC filter	2 [mH]
Input frequency	50[Hz]		13.2 [μF]
Carrier frequency	7.5[kHz]	Cut-off frequency	1[kHz]
Output frequency	40[Hz]	load	R-L
DC power supply	350[V]	Commutation time	2.5 [μs]
Power ratio (AC:DC)	1:2		



(a) Carrier comparison method.  
(output frequency:25Hz, modulation index:0.5)



(b) Space vector method.  
(modulation index  $\lambda_{imc} : 0.8, \lambda_{inv} : 0.8$ )

図 12 提案回路の実験波形  
Fig. 12. Experimental waveform of proposed circuit.

$$I_{dc\_THD} = \frac{I_{dc\_H}}{I_{dc}} \dots\dots\dots (8)$$

図 13 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 1kHz 以下のひずみ率の測定結果を示す。入力電流と出力電流, 直流電流のひずみ率は 1.5kW 出力付近でそれぞれ, 2.4%, 1.9%, 1.9% であり, 良好な結果を得ている。

図 14 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 95.2% を達成し, 入力力率はほぼ 1 である。なお, 軽負荷時に力率が低下するが, 本実験において, フィルタリアクトルを小さくするために, フィルタコンデンサの容量を大きく設計している。そのため, 重負荷時と比較し, 軽負荷時はフィルタコンデンサに流入する電流が相対的に増大するため, 力率が低下する。

従来の三相インバータ, 整流器, DC チョッパ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, 本システムが効率向上手段として有効であることが確認できる。今回の実験では整流器側の双方向スイッチに従来スイッチを逆直列に接続することで構成しているが, 逆阻止 IGBT を用いることで更なる高効率化が期待できる。

## 6. まとめ

本論文では, IMC 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, 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) IMC のスナバ回路を用いた直流電源と交流電源の連系を実現した
- (2) 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 2.4%, 1.9%, 1.9% を確認した
- (3) 入力力率ほぼ 1, 最高変換効率 95.2% 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。

## 文 献

(1) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review" IEEE Transactions on Industry Electronics Vol. 49, No. 2, pp.274-288, 2002

(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.1-17-22 (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 年産業応用部門大会, pp.1-17-22 (1-S3-4), 2006

(3) Katuji Shinohara, Kichiro Yamamoto: "Technical Trends of Direct AC/AC Converters", IEEJ Trans. IA, Vol. 126, No.9, pp.1161-1170, 2006 (in Japanese)  
篠原 勝次, 山本 吉朗:「直接形交流電力変換回路の技術動向」, 電

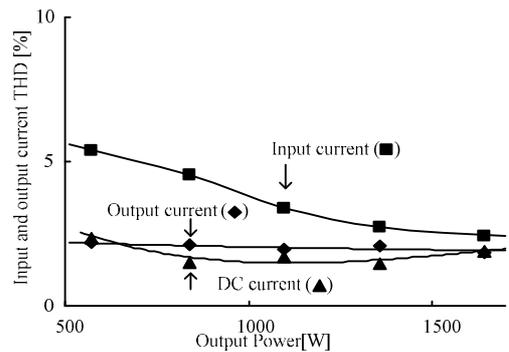


図 13 入出力電流ひずみ率  
Fig.13. THD of input and output current.

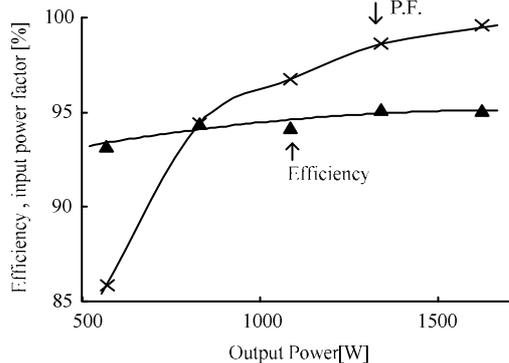


図 14 効率及び入力力率  
Fig. 14. Efficiency and input power factor.

学論 D, 126 巻, 9 号, pp.1161-1170, 2006

(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) 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

(6) 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 田村方式

(7) J. W. Kolar, T. Friedli, F. Krismer and S. D. Round: "The Essence of Three-Phase AC/AC Converter Systems" Power Electronics Motion Control Conference 2008 pp.27-42

(8) L. Wei, Y.Matsusita, T.A.Lipo: "Investigation of Dual-bridge Matrix Converter Operating under Unbalanced Source Voltage" IEEE Power Electronics Specialist Conference 2003, 1293(2003)

(9) 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

(10) 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

(11) Koji Kato, Jun-ichi Itoh: "Development of AC and DC Power Supply Direct Interface Converter", IEEJ Trans. IA, Vol.128, No.5, pp.623-630, 2008 (in Japanese)  
加藤 康司, 伊東 淳一:「交流及び直流電源連系用昇圧形直接電力変換器の開発」, 電学論 D, 128 巻, 5 号, pp.623-630, 2008