

# スイッチング回数を低減する インダイレクトマトリックスコンバータの一制御法

学生員 加藤 康司, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## A Control Method of Indirect Matrix Converter for Reducing Switching Frequency

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

This paper proposes a control method of indirect matrix converter for reducing switching frequency. In the indirect matrix converter which is composed by the current source rectifier and voltage source inverter, the switching frequency of the inverter increases in comparison with rectifier side. Because the slope of inverter carrier is controlled to distribute the zero current period of the dc link current. In the proposed method, the switching frequency is reduced using a transformed asymmetry inverter carrier which is controlled the slope of inverter carrier asymmetry. The effects of the proposed method are confirmed by experimental results. Those results prove that the proposed method can decrease switching loss.

キーワード: インダイレクトマトリックスコンバータ, スwitching回数低減

Keywords: Indirect matrix converter, Reduction of switching frequency

### 1. はじめに

近年, 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<sup>(1)(2)</sup>。直接形電力変換器は従来のダイオード整流器を使ったシステムに比べ, 入力電流を正弦波にできるため入力電流高調波を低減でき, また回生動作が可能であるため, 省エネ, 高効率の面で優れている。また, 大型の電解コンデンサが不要であるため小型化, 長寿命化の面でも優れている。

直接形電力変換器に, 電流形整流器と電圧形インバータで構成され, 大型の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<sup>(1)</sup>がある。著者らは, インダイレクトマトリックスコンバータの直流リンクを利用した直流電源と交流電源の連系システムを提案し, 実験によりその有用性を検証している<sup>(3)</sup>。しかし, インダイレクトマトリックスコンバータのインバータ側で発生するゼロベクトル期間を, インバータキャリアを変形させることで整流器パルスに対して均等に割り振るため, インバータ側のスイッチング回数が増加し, スwitching損失が増大する。

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インバータ側のスイッチング回数を低減し, スwitching損失を改善する方法を提案する。提案手法は, インバータ側のキャリアを非対称の変形キャリアとし, インバータキャリアのアップ・ダウンを整流器側パルスの切り替りに同期させることで, インバータ側のスイッチング回数を低減する。ここでは, 実験により提案方式の有用性を確認したので報告する。

### 2. 回路構成とその特徴

図1にインダイレクトマトリックスコンバータの主回路構成を示す。インダイレクトマトリックスコンバータは, 電流形整流器と電圧形インバータで構成され, 直流リンクにエネルギーバッファとして, 大型の電解コンデンサを必要としないため, 小型で長寿命・高効率化をはかることができる。

インダイレクトマトリックスコンバータは, 従来のPWM整流器, インバータシステムに比べ, 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。また, マトリックスコンバータと比較し, 転流失敗がなく転流が簡単, スナバ回路の構成が容易, インバータ側を従来素子で構成可能, といった特徴を持つため, 回路構成や制御の容易さにおいて有利である。

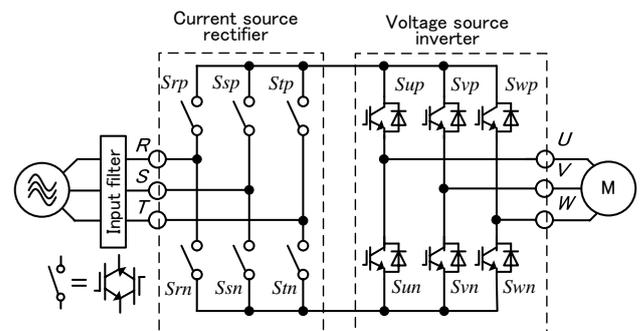


図1 インダイレクトマトリックスコンバータ

Fig. 1. Indirect matrix converter.

### 3. 制御方法

図 2 にインダイレクトマトリクスコンバータ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<sup>(2)</sup>。

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  $v_{out}^* = [v_{uout}^* \ v_{vout}^* \ v_{wout}^*]$  とすれば、補正した電圧指令  $v_{out}^{**}$  は(1)式ようになる。

$$v_{out}^{**} = \frac{1}{dc\_rip} v_{out}^* \quad (1)$$

インダイレクトマトリクスコンバータの整流器側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にするには、(2)式のように直流リンク電流ゼロ期間を各整流器パルスに対して均等に配置する必要がある。

$$\frac{T_{r0}}{T_r} = \frac{T_{s0}}{T_s} = \frac{T_{r0} + T_{s0}}{T_r + T_s} \quad (2)$$

図 3 にインバータキャリアの発生原理を示す。図 3(a)は従来方式のインバータキャリア原理であり、(2)式の条件を満たすために、インバータ側のキャリアを変形三角波とし、*r* 相、*s* 相それぞれのオン期間  $T_r$ 、 $T_s$  において、 $i_r$ 、 $i_s$ 、 $i_t$  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。この場合、インバータ側のスイッチング回数は、整流器側に比べ 2 倍になるため、インバータ側のスイッチング損失が増大する。一方、図 3(b)は提案する制御方法におけるインバータキャリアの発生原理であり、インバータキャリアを非対称の変形三角波とする。従来方式では、インバータ側キャリアは、整流器キャリアの谷で対称になっているが、提案方式では、インバータキャリアのアップ・ダウンを整流器側パルスの切り替りに同期させることでスイッチング回数を低減し、なおかつ(2)式に示すように電流ゼロ期間の割合を各相に対して均等に配置する。提案方式を用いることで、スイッチング回数は従来方式の 1/2 倍に低減できる。

### 4. 実験結果

提案する制御方式について、実験により効果の検証を行った。表 1 に実験条件を示す。

図 4 に提案回路の実験波形を示す。図 4(a)は従来方式、図 4(b)は提案方式を用いた場合の実験結果である。提案方式に

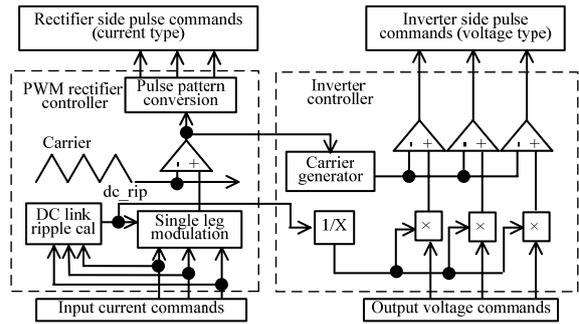
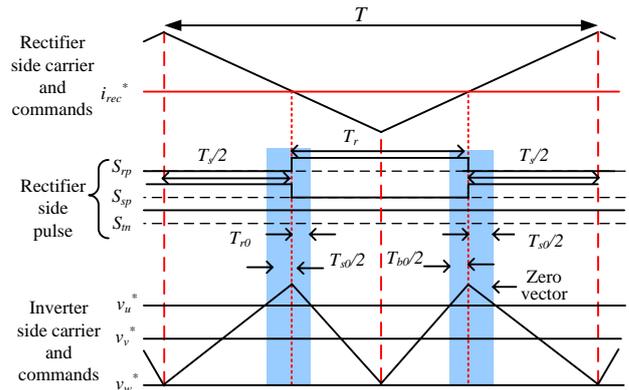
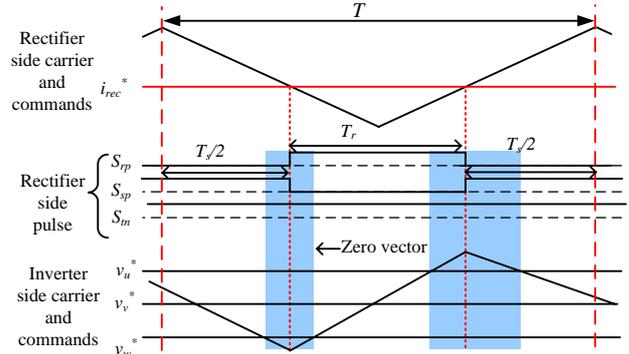


図 2 制御ブロック図  
Fig. 2. Control block diagram.



(a) Conventional method.



(b) Proposed method.

図 3 インバータキャリア発生原理

図 3. Relation between inverter carrier and rectifier pulse.

表 1 実験パラメータ

Table 1. Experimental parameter.

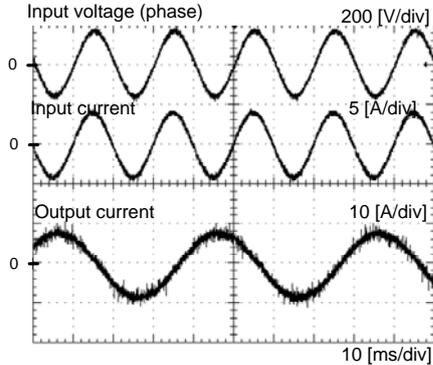
Input voltage	200 V	LC filter	2 mH
Input frequency	50 Hz	Cut-off frequency	6.6 μF
Carrier frequency	10 kHz	load	1.3 kHz
Output frequency	25 Hz		R-L
Commutation time		2.5 μs	

において従来方式と同様に入力力率ほぼ 1, 入出力電流は良好な正弦波電流を得られている。このときの従来方式の入力電流と出力電流のひずみ率はそれぞれ、1.9%, 1.8 %である。また、提案方式における入力電流と出力電流のひずみ率はそれぞれ、1.3%, 1.3%であり、従来方式と同様の良好

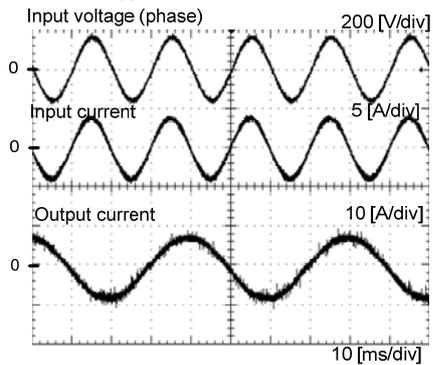
な波形が得られることが確認できる。

図 5 に入力電流と出力電流の 25 次までのひずみ率を示す。従来方式と提案方式を比較すると、双方ともに大きな差異はなく、良好な結果が得られている。これより、インバータ側キャリアを非対称にして、スイッチング回数を低減した場合においても、良好な制御を確認できる。

図 6 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。従来方式、提案方式の双方において入力力率はほぼ 1



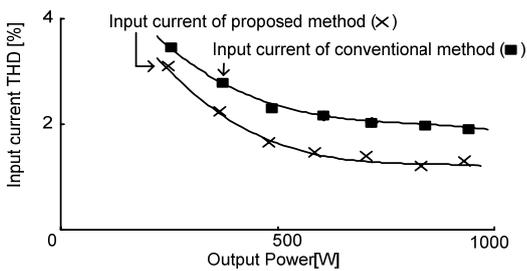
(a) Conventional method.



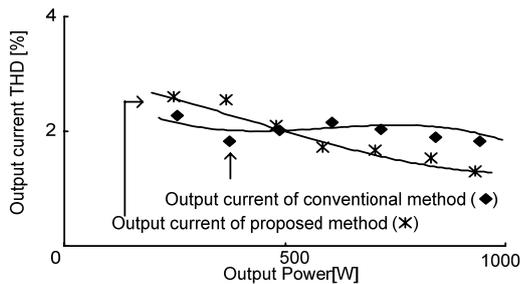
(b) proposed method.

図 4 実験波形

Fig. 4. Experimental results.



(a) Input current THD.



(b) Output current THD.

図 5 入出力電流ひずみ率

Fig. 5. THD of input and output current.

を得られる。また、従来方式の最高効率率は 94.4[%]である。一方、提案方式の最高効率率は 94.9[%]を達成し、従来方式に比べ、0.5 ポイント効率を改善できる。

図 7 に出力 1.5kW, 100W 時のインダイレクトマトリックスコンバータ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<sup>(4)</sup>。インバータ側の損失を比較すると、従来方式の 3 相変調時にくらべ、2 相変調時はスイッチング損失が約 2/3 に低減する。また提案方式を用いることで、スイッチング損失が約 1/2 に低減している。これは、2 相変調を用いる

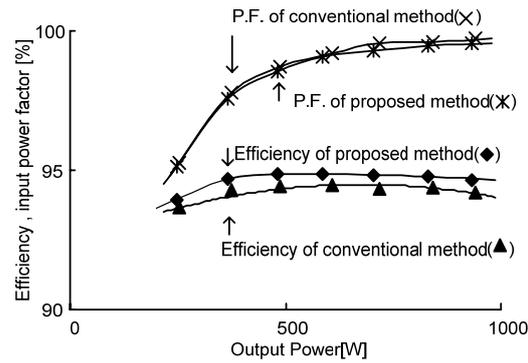
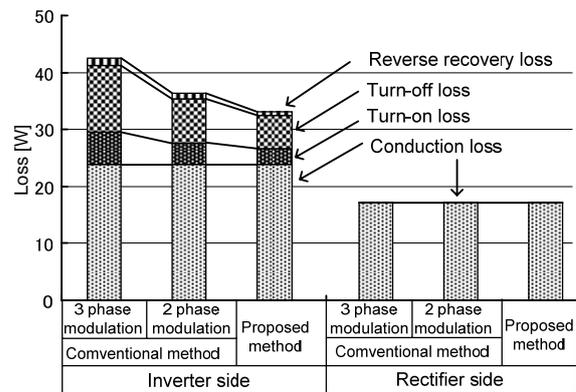


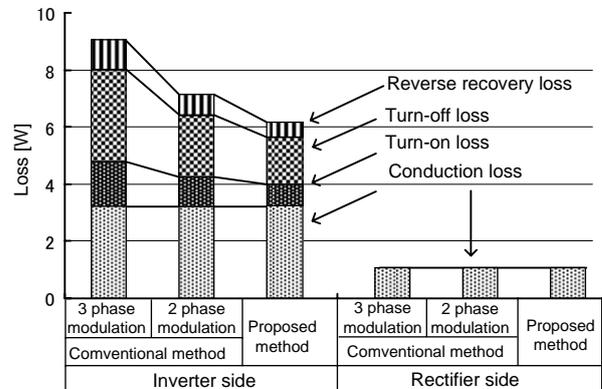
図 6

入力力率及び効率

Fig. 6. Efficiency and input power factor.



(a) Loss analysis of heavy load.



(b) Loss analysis of light load.

図 7 損失解析

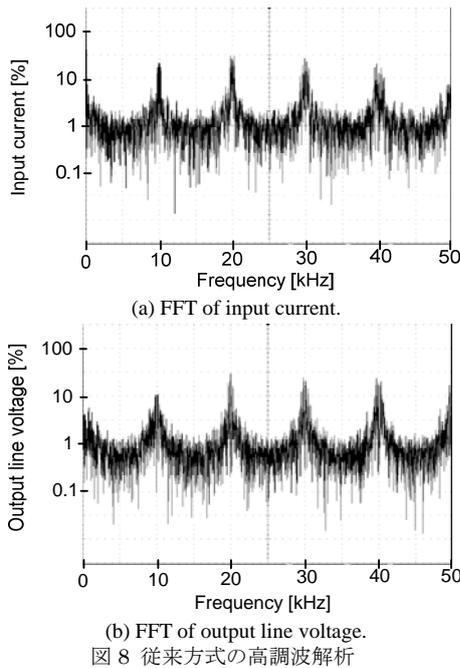


Fig. 8. Harmonic analysis of conventional method.

と、インバータのスイッチング回数が  $2/3$  になり、また提案方式ではスイッチング回数が  $1/2$  になるためである。また、各損失の割合を比較すると、出力  $1.5 \text{ kW}$  時は導通損失が支配的である。一方、 $100 \text{ W}$  の軽負荷時にはインバータのスイッチング損失が支配的となり、提案方式の損失改善効果が高い。よって、低速軽負荷領域等の  $2$  相変調を用いることが出来ない場合において、提案方式はより有用である。

図 8, 9 に従来制御方式と提案方式の入力電流と出力線間電圧の高調波解析結果を示す。従来方式と提案方式を比較すると、従来方式にくらべ、提案方式ではキャリア周波数( $10 \text{ kHz}$ )付近に鋭いピークが現れる。従来手法では、インバータキャリアは対称な三角波であり、これを用いてキャリア比較を行うため、出力パルスはダブルエッジ変調となり、キャリア周波数の  $2$  倍付近にスペクトルが現れる。一方、提案方式は整流器側デューティに応じてインバータキャリアの傾きを変化させるため、インバータキャリアは非対称になる。例えば、整流器デューティが  $0.5$  のとき、インバータキャリアは対称な三角波であるが、整流器デューティが  $1$  又は  $0$  付近では、のこぎり波状になる。このときの出力パルスは、のこぎり波キャリアを用いてキャリア比較した場合と同様のシングルエッジ変調となり、キャリア周波数付近にスペクトルが現れる。よって提案方式は従来方式に比べ、キャリア周波数付近の周波数成分を多く含むため、鋭いピークが現れる。以上の結果より、提案方式は入出力高調波の点で不利となるが、損失改善の点では有効である。

## 5. まとめ

本論文では、インバータ側のキャリアを非対称の変形キャリアとし、インバータキャリアのアップ・ダウンを整流器側パルスの切り替りに同期させることで、インバータ側のスイッチング回数を低減し、スイッチング損失を改善す

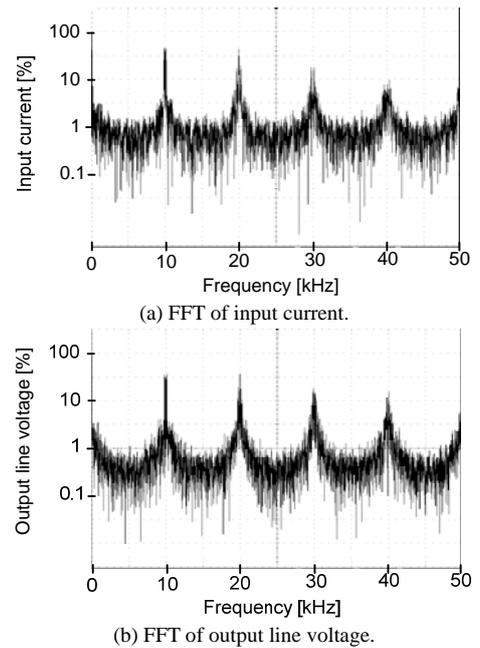


Fig. 9. Harmonic analysis of proposed method.

る手法を提案した。実験により提案制御法の動作を検証し、以下の結果を得た。

- (1) 提案方式を用いることで、従来方式と比較し、スイッチング損失を  $50\%$  低減できる。
- (2) 力率ほぼ  $1$ 、最高変換効率  $94.9\%$  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  $1.3\%$ 、 $1.3\%$  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。また、提案方式は  $2$  相変調を用いることができない低速軽負荷時により有用である。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.limori, 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) 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
- (3) K.kato, J.Itoh: " A Control Method of Multi Power Supplies Interface System Using Direct converters", SPC-08-11, 2008 (in Japanese)  
加藤・伊東:「直接形電力変換器を用いたマルチ電源連系システムの制御法」半導体電力変換研究会 SPC-08-11, 2008
- (4) 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