

インダイレクトマトリックスコンバータの 電源高調波改善に関する検討

学生員 久保田 洋平 正員 野口 季彦 (静岡大学)

Study on Line Current Harmonics Improvement of Indirect Matrix Converter

Yohei Kubota, Student Member, Toshihiko Noguchi, Member (Shizuoka University)

This paper describes an improved strategy of an input power factor and a total harmonic distortion of an indirect matrix converter input. The control of the input side current-source rectifier is based on a space vector modulation and two-phase triangular carrier modulation techniques are applied to the input and the output to prevent interference with zero vectors of the both sides, respectively. In addition, this paper describes that the indirect matrix converter can not achieve a unity input power factor operation at a low-load range because it has a real DC bus. Then, the leading current compensation is applied at the low-load range. The improved operation characteristics are confirmed through computer simulations.

キーワード : インダイレクトマトリックスコンバータ, 入力力率, 電源高調波

Keywords : indirect matrix converter, input power factor, line current harmonics

1. はじめに

空調機器に用いられる電力変換の最も基本的な構成は、ダイオード整流器とインバータを組み合わせた AC/DC/AC 二段変換システムである。直流バスに電解コンデンサ等のエネルギーバッファを挿入し、入力側と出力側の電力バランスを調整している。このようなコンデンサインプット形ダイオード整流器を用いて直流を生み出す方式は、回路構成が簡単で制御も必要としないが、コンデンサ充電時のみ電源側から電流が流れ込むため、入力電流は正弦波とはならず高調波を多く含んだ波形となる。高調波電流が増大すると電力系統に配線の発熱、ブレーカの誤作動、進相コンデンサの発熱、トランスのうなり等様々な障害をもたらすため、厳しい高調波規制が定められている。さらに電解コンデンサには寿命や体積にまつわる問題が存在する。

これらの問題を解決する技術としてマトリックスコンバータがある。マトリックスコンバータは AC/AC 直接変換可能な電力変換装置であり入出力の制御が可能である。マトリックスコンバータには 9 つの双方向スイッチをマトリックス状に並べたダイレクトマトリックスコンバータと、中間に直流部をもつインダイレクトマトリックスコンバータの 2 種類が存在する。インダイレクトマトリックスコンバータは直流部が存在するため全てのスイッチを単方向素子として構成でき、出力部には従来のインバータモジュールをそのまま用いることが可能である。このようにインダイレクトマトリックスコンバータは既存の技術を応用できる

というメリットがある。

このような背景から、本稿では空調機器に適した電力変換器としてインダイレクトマトリックスコンバータを採り挙げ、その電源高調波を改善する制御法について検討する。空調機器で専ら使用されるロータリー方式コンプレッサは脈動負荷であるため、負荷側の精密な制御よりも入力側の高調波低減を優先させる制御が必要とされる。一般にマトリックスコンバータは入力側に LC フィルタを挿入するが、このフィルタにより常に入力側に無効電流が流れる。これを打ち消すようにマトリックスコンバータで電流を生成し入力力率 1 制御を行なう。また、ダイレクトマトリックスコンバータでは軽負荷時において仮想直流バスに逆極性パルスを出力することにより容易に制御することができるが、インダイレクトマトリックスコンバータは回路構成上、本質的に不可能である^{(1),(2)}。そこでインダイレクトマトリックスコンバータでは、軽負荷時に進み電流補償を施し、力率よりも入力電流歪低減を優先させる制御を行う⁽²⁾。本稿では、計算機シミュレーションにより、提案する制御法の運転特性を検証したので報告する。

2. 制御原理

〈2・1〉 回路構成 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を示す。中間に直流バスが存在するので、全てのスイッチを単方向化できる。入力側は電流形整流器、出力側は電圧形インバータの構成をとる。

〈2・2〉 インダイレクトマトリックスコンバータの制御

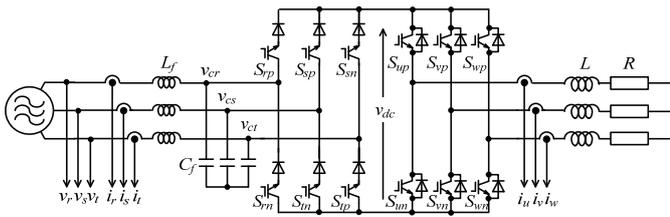
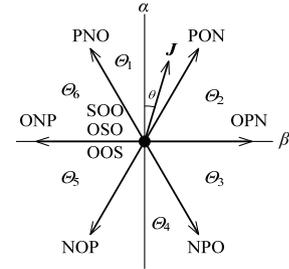


図 1 インダイレクトマトリクスコンバータ
Fig. 1. Indirect matrix converter.



$$P = S_{mp} : 1, S_{nm} : 0 \quad N = S_{mp} : 0, S_{nm} : 1 \quad O = S_{mp} : 0, S_{nm} : 0$$

$$S = S_{mp} : 1, S_{nm} : 1 \quad \therefore m = r, s, t$$

図 3 電流形整流器の電流ベクトル

Fig. 3. Current vectors of current source rectifier.

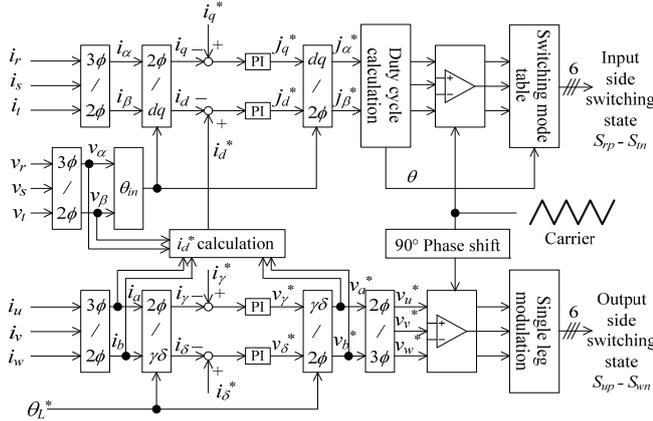
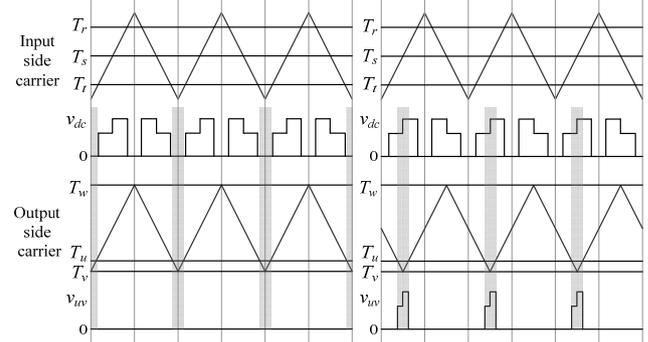


図 2 制御ブロック図
Fig. 2. Control block diagram.



(a) 同期三角波キャリア (b) 二相三角波キャリア

図 4 同期三角波キャリアと二相三角波キャリア

Fig. 4. Synchronized and two-phase triangular carriers.

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。電流形整流器は入力電流ベクトルの把握の容易さから空間ベクトル変調を行なう。入力電流 i_r, i_s, i_t を電源電圧の位相情報を基に同期回転座標上で制御する。入力電流振幅指令値に相当する i_d^* は出力電力を入力電圧で除することにより求めることができる。

$$i_d^* = \frac{P_L^*}{V_{rms}} = \frac{v_a^* i_a + v_b^* i_b}{\sqrt{v_a^2 + v_b^2}} \quad (1)$$

入力力率 1 制御を行なうには i_q^* を 0 とする。dq 各軸の偏差を PI 制御器に入力することにより、マトリクスコンバータで作り出す電流指令値 j_a^* と j_b^* が得られる。この電流指令値の大きさが図 3 に示した電流ベクトル振幅 J に相当し、ベクトルの射影からスイッチングデューティサイクルを算出して空間ベクトル変調を行なう。

出力側も電流 i_u, i_v, i_w を回転座標上で制御する。入力側の電流形整流器の電流経路を常に確保し、入力電流の高調波を抑制するために一相変調を行う。図 4 のように整流器側とインバータ側で位相を $\pi/2$ ずらした二相三角波キャリアを用いることにより、整流器側のゼロ電流出力モード（直流バス還流モード）とインバータ側のゼロ電圧出力モード（負荷還流モード）の衝突を回避し、出力電流の歪を軽減する⁽⁴⁾。マトリクスコンバータは出力の影響がそのまま入力側に反映されるため、結果的に入力電流歪の改善につながる。

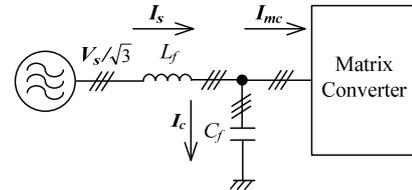


図 5 マトリクスコンバータ入力部
Fig. 5. Input part of matrix converter.

3. 進み電流補償

〈3・1〉 マトリクスコンバータの入力力率 1 制御

図 5 にマトリクスコンバータ入力部の構成を示す。マトリクスコンバータが生成する電流ベクトルを I_{mc} 、フィルタにより発生する無効電流ベクトルを I_c 、入力電流ベクトルを I_s とする。これらの電流の間には、

$$I_s = I_{mc} + I_c \quad (2)$$

の関係がある。 $I_{mc} = 0$ のとき $I_s = I_c$ となり、

$$I_c = \frac{V_s / \sqrt{3}}{j \left(\omega L_f - \frac{1}{\omega C_f} \right)} \quad (3)$$

この電流ベクトルは LC フィルタの定数と電源電圧で決まる。軽負荷時は I_{mc} が小さくなるため、 I_s は I_c が支配的となる。入力力率 1 制御を行う場合は、本質的に発生するこの進み電流分を含めて制御しなければならない⁽³⁾。

〈3・2〉 進み電流補償

表 1 に各領域における電流ベクトルと直流バス出力電圧の対応を示す。各領域で、直流

表 1 電流ベクトルと直流バス出力電圧極性の関係

Table. 1. Relation between current vectors and DC-bus output voltage polarity.

Sectors	Positive output mode (max-min) (max-mid) (mid-min)			Negative output mode (min-max) (min-mid) (mid-max)		
	PNO	PON	ONP	NPO	NOP	OPN
θ_{12}, θ_1	PNO	PON	ONP	NPO	NOP	OPN
θ_2, θ_3	PON	PNO	OPN	NOP	NPO	ONP
θ_4, θ_5	OPN	NPO	PON	ONP	PNO	NOP
θ_6, θ_7	NPO	OPN	NOP	PNO	ONP	PON
θ_8, θ_9	NOP	ONP	NPO	PON	OPN	PNO
θ_{10}, θ_{11}	ONP	NOP	PNO	OPN	PON	NPO

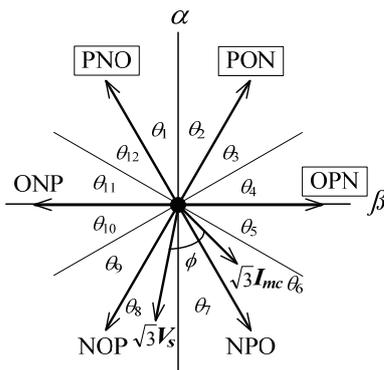


図 6 入力率 1 制御の限界

Fig. 6. Limit of unity input power factor control.

バスに正極性電圧を出力するモードと負極性電圧を出力するモードがそれぞれ 3 つずつ存在する。

図 6 に静止座標上での入力率 1 制御を行なっている様子を示す。電源電圧ベクトル V_s が領域 θ_8 にある場合、表 1 より直流バスが負極性電圧となるモードは OPN, PON, PNO である。マトリクスコンバータが作り出す電流ベクトル I_{mc} は V_s から角度 ϕ 遅れた領域 θ_6 に存在することにより入力率 1 制御が行なえるとする。空間ベクトル変調を行なっているのでベクトル NPO と OPN を選択することにより入力電流制御を行なうが、OPN は負極性電圧出力モードなので直流バスに負の電圧が出力される。ダイレクトマトリクスコンバータの場合は直流バスが仮想的なため、そのまま制御しても支障ない。しかし、インダイレクトマトリクスコンバータの場合は、実際に直流バスが存在するため負極性電圧を出力することは不可能である。負極性電圧モードが選択されたときには直流バス電圧がゼロとなり、その影響で入力電流に歪を及ぼす。電源位相を 12 領域化すると、1 領域の角度は $\pi/6$ となるため、 $\phi \leq \pi/6$ まではインダイレクトマトリクスコンバータで入力率 1 制御を行なうことができる。隣接する電流ベクトルから選択せずとも制御できるが、この例では正極性電圧出力モードである ONP, NOP, NPO のみで電流ベクトル I_{mc} を再現することは不可能である。

V_s と I_{mc} のなす角 ϕ は次式で求めることができる。

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{3} I_c}{I_d^*} \right) \quad (4)$$

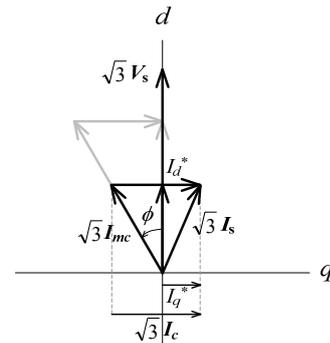


図 7 進み電流補償

Fig. 7. Leading current compensation.

表 2 主回路の電氣的パラメータ

Table 2. Electric parameters of main circuit.

Input Power Source	3 ϕ , 200 V, 60 Hz
Input Filter	$L_f = 1.2$ mH, $C_f = 20$ μ F (0.03 p.u., 0.10 p.u.)
Load	$R = 8$ Ω , $L = 3.7$ mH
Output Frequency	40 Hz
Carrier Frequency	10 kHz

I_d^* は入力電流振幅指令値であり、(1)式で示したように負荷電力によって変化する。よって、 ϕ が大きくなるのは軽負荷となった場合であり、 $\phi > \pi/6$ のときには入力電流の歪を低減するために I_q^* を積極的に調整する必要がある。そこで、図 7 に示すように、

$$I_q^* = \sqrt{3} I_c - \frac{1}{\sqrt{3}} I_d^* \quad (5)$$

と軽負荷時は常に $\phi = \pi/6$ となるように I_q^* を与える。このように電流指令値を与えることにより、入力基本波力率は犠牲になるが、直流バス負極性電圧が選択されなくなり電源高調波を改善することができる。以上をまとめると I_q^* は、

$$I_q^* = \begin{cases} 0 & \left(\phi \leq \frac{\pi}{6} \right) \\ \sqrt{3} I_c - \frac{1}{\sqrt{3}} I_d^* & \left(\phi > \frac{\pi}{6} \right) \end{cases} \quad (6)$$

のように与えることとなり、重負荷時は入力率 1 制御を行い、軽負荷時は電源高調波の改善を優先的に行なう制御を実現する。

4. シミュレーションによる検証

表 2 に示すパラメータを用いてシミュレーションを行った。入力 LC フィルタの共振を抑制するためにダンピングを付けなければならないが、 L_f と並列にダンピング抵抗 30 Ω を挿入して実現している。

ここで、表 2 のパラメータを用いたとき、 ϕ が $\pi/6$ 以上となる負荷条件は 524W 以下となる場合である。つまり、このインダイレクトマトリクスコンバータにおいて 524W 以下の出力を得たい場合には、進み電流補償を施さなければ入力電流歪が増大する。

図 8 と図 9 に 0.2 kW 出力時におけるシミュレーション結

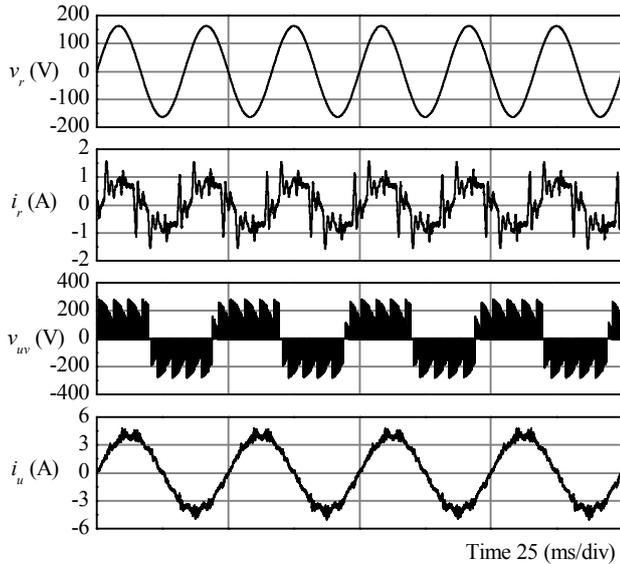


図 8 0.2 kW 出力時のインダイレクトマトリックスコンバータ各部波形 (シミュレーション結果)
Fig. 8. Operation waveforms of indirect matrix converter at 0.2-kW output (simulation result).

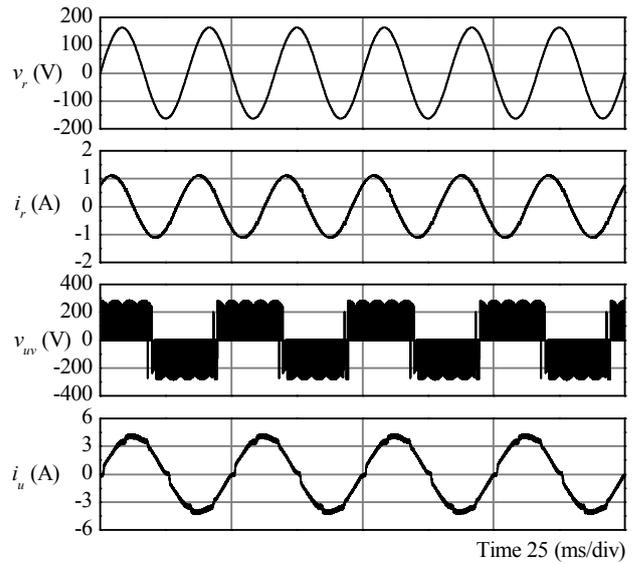


図 9 進み電流補償を施した場合の各部波形 (シミュレーション結果)
Fig. 9. Simulation waveforms at 0.2-kW output with leading current compensation.

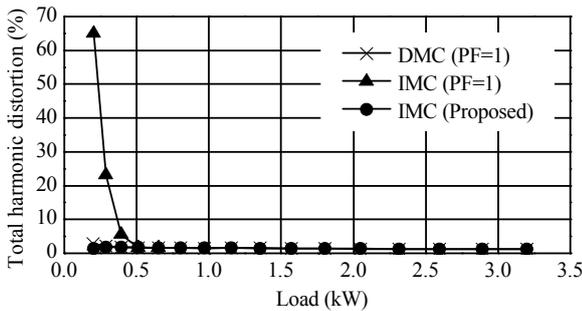


図 10 入力電流の総合歪率
Fig. 10. Total harmonic distortion of input current.

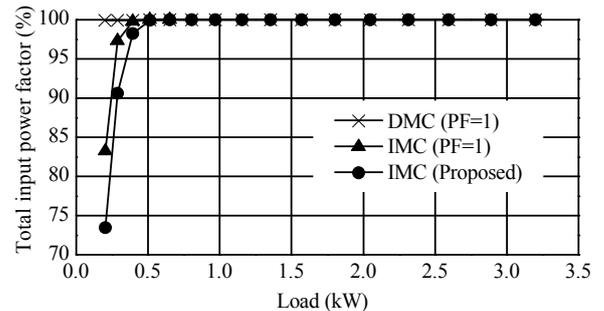


図 11 総合入力力率
Fig. 11. Total input power factor.

果を示す。インダイレクトマトリックスコンバータで軽負荷時に入力力率 1 制御を行なうと、ベクトルが適切に選択できないため入力電流歪が増大する。進み電流補償を施した場合には基本波力率は悪化するものの、低歪な入力電流波形を実現できることがわかる。

入力力率と入力電流総合歪率 (THD) を比較したものを図 10 と図 11 に示す。比較のため仮想 AC/DC/AC 変換方式に基づくダイレクトマトリックスコンバータ (DMC) のシミュレーション結果も示した^{(1), (2)}。ダイレクトマトリックスコンバータは全負荷範囲にわたり入力力率 1 を保ったまま低歪な入力電流波形を実現できるのに対し、インダイレクトマトリックスコンバータ (IMC) では軽負荷時に THD が悪化する。一方、進み電流補償を施すと入力力率は犠牲となるが THD は大幅に改善される。インダイレクトマトリックスコンバータの負荷 0.2 kW 出力時において力率 1 制御を行なった場合の入力力率は 83.2%、THD (30 次まで) は 64.9% であるが、補償を施した場合は入力力率が 73.4% と 10 ポイントほど低下するものの、THD は 1.52% 以下に改

善される。

5. まとめ

本稿ではインダイレクトマトリックスコンバータにおいて軽負荷時に入力力率 1 制御が行なえなくなることを示した。しかし、進み電流補償を施すことにより入力電流の THD を改善することができる。シミュレーション結果より、軽負荷時においても入力電流 THD を抑制できる (負荷 0.2 kW で THD 1.52%) ことを確認した。

文 献

- (1) 伊藤・高橋:「マトリックスコンバータにおける入出力無効電力の非干渉制御法」半導体電力変換研究会, SPC-01-121 (2001)
- (2) 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, p.p.457-463 (2004)
- (3) 石川・竹下:「三相/三相マトリックスコンバータの入力力率制御法」電学論 D, 129 巻, 3 号, p.p.258-266 (2009)
- (4) 久保田・野口:「マトリックスコンバータの入力電流波形改善に関する検討」電気学会全国大会, 4-015 (2011)