

# インダイレクトマトリックスコンバータの 入力力率と電源高調波改善法

久保田 洋平\* 野口 季彦 (静岡大学)

Improved Method of Input Power Factor and Line Current of Indirect Matrix Converter  
Yohei Kubota\*, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

## Abstract

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  
(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。また将来的には直流部に複数台のインバータを接続し制御することも可能である。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。一方、ダイレクトマトリックスコンバータの場合現在までに製品化されているモジュールは存在せず、双方向スイッチを用いるため複雑な転流シーケンスを必要とする。

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

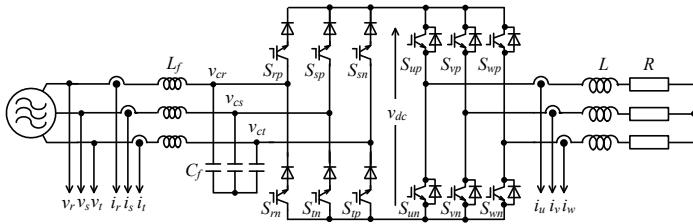


図1 インダイレクトマトリックスコンバータ  
Fig. 1. Indirect matrix converter.

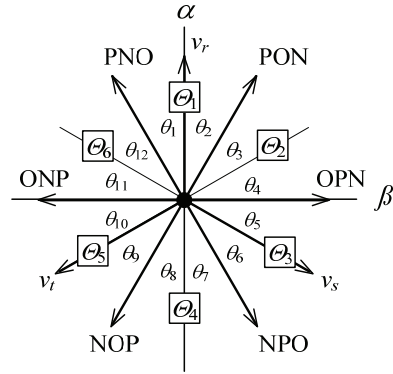
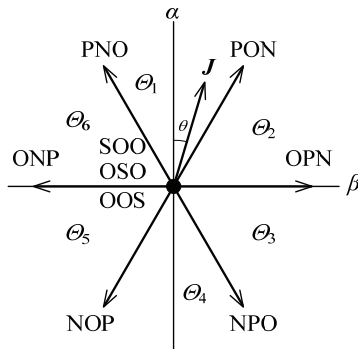


図3 電源セクターと電流ベクトルの関係  
Fig. 3. Relation between voltage sectors and current vectors.



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

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

図2 電流形整流器の電流ベクトル

Fig. 2. Current vectors of current-source rectifier.

上、本質的に不可能である<sup>(1),(2)</sup>。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。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。インダイレクトマトリックスコンバータは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〉 電流形整流器の空間ベクトル変調 入力の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。電流経路の確保と電源短絡防止を考慮すると、上下アームからそれぞれ一相ずつ ON させるスイッチを選択する。上アームのみ ON させる相を P、下アームのみ ON させる相を N、上下アームを ON (短絡) させる相を S、上下アームを OFF (開放) させる相を O と表現する。スイッチングパターンは PON, NPO, OPN, NOP, ONP, PNO, SOO, OSO, OOS の 9 つが存在する。図2に電流ベクトル図を示す。

スイッチングデューティサイクルはベクトルの射影から算出する。ここでは、出力させるベクトル  $J$  が領域  $\theta_1$  に存在するときについて述べる。 $J$  を囲むベクトルは PON, PNO, ゼロベクトルである。各電流ベクトルの大きさを  $I$ 、キャリア周期を  $T_s$  とすると、キャリア半周期におけるベ

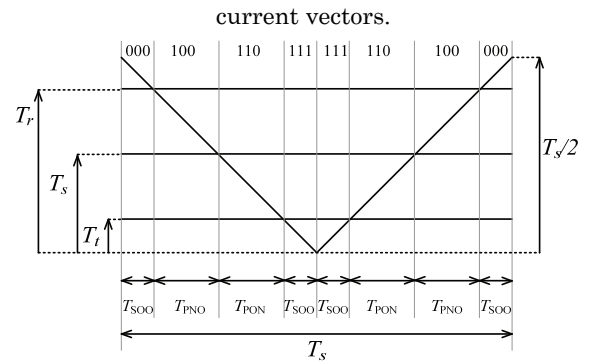


図4 デューティサイクル生成

Fig. 4. Duty cycle generation.

トルの出力時間は、

$$T_{PNO} = \frac{J}{I} \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{6} + \theta\right) \right\} \frac{T_s}{2} \quad (1)$$

$$T_{PON} = \frac{J}{I} \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) - \frac{1}{\sqrt{3}} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta\right) \right\} \frac{T_s}{2} \quad (2)$$

$$T_{SOO} = \left( \frac{T_s}{2} - T_{PNO} - T_{PON} \right) \frac{1}{2} \quad (3)$$

となる。なお、ゼロベクトルはスイッチ ON, OFF の切り換えが少なくなるように領域ごとに選定する。領域  $\theta_1$  は PON, PNO に囲まれており、 $r$  相の P が共通しているためゼロベクトルには SOO を充てている。

ベクトルの出力順はデューティ比とベクトルの関係が一致していれば任意でも制御可能である。しかし実際にはキャリアと指令値を比較して各ベクトルを出力するため、出力する順番を適当に定ると指令値の急峻な変化を招く。これを防止するために指令値の大小関係を予め定めておく。ここでは電源電圧の三相交流波形を参考にする。

図3に電流形整流器の電流ベクトルと電源電圧の関係を示す。電源セクターと電流ベクトルとで作られる領域に  $\pi/6$  のずれが生じている。例えば領域  $\theta_1$  では 12 領域化した場合の領域  $\theta_1, \theta_2$  で電源の大小関係が異なっている。ここでは偶数セクターの電圧を基に指令値の大小関係を決定する。領

表 1 電流形整流器スイッチングテーブル

Table 1. Switching table of current-source rectifier.

Sectors	000	100	010	110	001	101	011	111
$\theta_1$	SOO	PNO	OPN	PON	NOP	ONP	NPO	SOO
$\theta_2$	OOS							
$\theta_3$	OSO							
$\theta_4$	SOO							
$\theta_5$	OOS							
$\theta_6$	OSO							

域 $\theta_2$ での電源の大小は  $r, s, t$  の順なので領域 $\theta_1$ における指令値の大小関係も  $r, s, t$  の順とする。するとキャリア比較して得られる量子化信号の出力順も自動的に決定され 000→100→110→111 の順番で推移する。

次に量子化信号に各ベクトルを割り付ける。量子化信号から電流ベクトルへの変換則を 1 の場合 P, 0 の場合は N とする。領域 $\theta_1$ の指令値の推移は 000→100→110→111 なので、そのまま適用すると NNN→PNN→PPN→PPP となる。NNN と PPP はゼロベクトルなので SOO を充てる。残りの PNN と PPN に PON と PNO を充てるが、PPN に PNO を割り付けると  $s$  相が量子化指令と逆極性になってしまうので、PPN を PNO, PPN を PON とする。

図 4 にキャリアとベクトルの関係を示す。各相指令値の値は次の式で求められる。

$$T_r = T_{PNO} + T_{PON} + T_{SOO} \quad (4)$$

$$T_s = T_{PON} + T_{SOO} \quad (5)$$

$$T_t = T_{SOO} \quad (6)$$

この作業を全ての領域について行なうと表 1 のスイッチングパターンが得られる。

### 〈2・3〉 インダイレクトマトリックスコンバータの制御

図 5 にインダイレクトマトリックスコンバータの制御ブロック図を示す。入力側は入力電流  $i_r, i_s, i_t$  を回転座標上で制御する。三相-二相変換と回転座標変換にはそれぞれ(7)式と(8)式を用いる。

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r \\ s \\ t \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (8)$$

回転座標変換に必要な回転角は電源電圧から求める。電源電圧  $v_r, v_s, v_t$  を三相二相変換した  $v_\alpha, v_\beta$  より  $\sin\theta_m$  と  $\cos\theta_m$  は、

$$\sin\theta_m = \frac{v_\beta}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad (9)$$

$$\cos\theta_m = \frac{v_\alpha}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad (10)$$

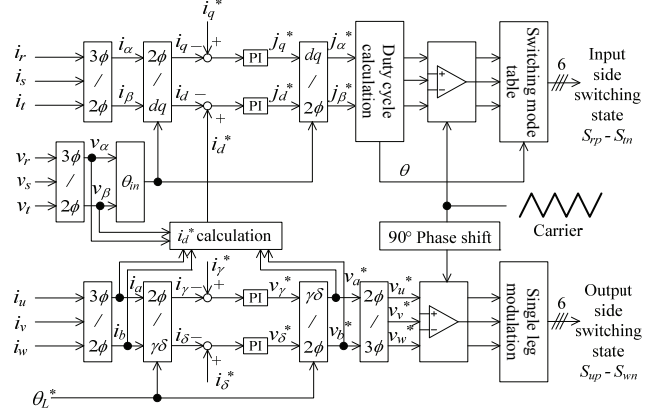
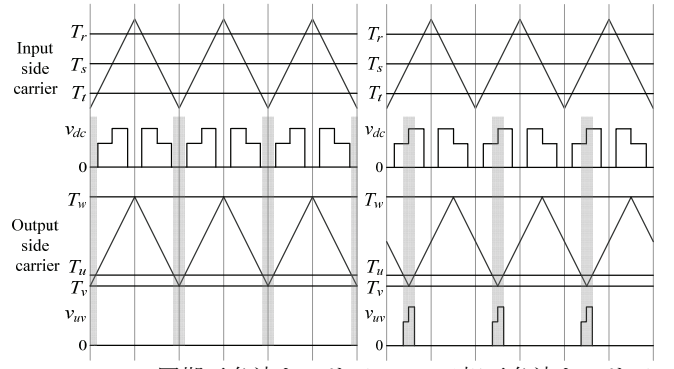


図 5 制御ブロック図

Fig. 5. Control block diagram.



(a) 同期三角波キャリア (b) 二相三角波キャリア

図 6 同期三角波キャリアと二相三角波キャリア

Fig. 6. Synchronized and two-phase triangular carriers.

となる。マトリックスコンバータは中間にエネルギーバッファをもたないため、入力側と出力側の有効電力が常に等しくなる。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。

$$i_d^* = \frac{P_L^*}{V_{rms}} = \frac{v_a^* i_a + v_b^* i_b}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad (11)$$

入力率 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、マトリックスコンバータで作り出す電流指令値  $j_\alpha^*$  と  $j_\beta^*$  が得られる。この電流指令値の大きさが図 2 に示した電流ベクトルの振幅  $J$  に相当するので、

$$J = \sqrt{j_\alpha^{*2} + j_\beta^{*2}} \quad (12)$$

となる。また、(9)式、(10)式と同様にこの電流指令値から  $\theta$  の情報も求めることができるので、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 6 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

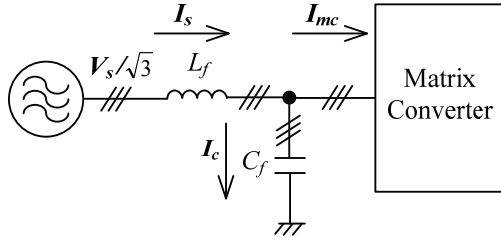


図7 マトリックスコンバータ入力部  
Fig. 7. Input part of matrix converter.

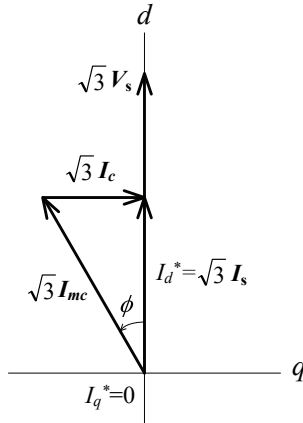


図8 入力力率1制御  
Fig. 8. Unity input power factor control.

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<sup>(4), (5)</sup>。マトリッ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。

### 3. 進み電流補償

#### (3-1) マトリックスコンバータの入力力率1制御

図7にマトリックスコンバータ入力部の構成を示す。マトリッ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、

$$I_s = I_{mc} + I_c \quad (13)$$

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

$$I_c = \frac{V_s/\sqrt{3}}{j\left(\omega L_f - \frac{1}{\omega C_f}\right)} \quad (14)$$

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<sup>(9)</sup>。図8は入力力率1制御を行なっている場合の各電流の関係を示したベクトル図である。

表2 電流ベクトルと直流バス出力電圧極性の関係

Table 2. Relation between current vector 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)		
$\theta_{12}, \theta_1$	PNO	PON	ONP	NPO	NOP	OPN
$\theta_2, \theta_3$	PON	PNO	OPN	NOP	NPO	OPN
$\theta_4, \theta_5$	OPN	NPO	PON	ONP	PNO	NOP
$\theta_6, \theta_7$	NPO	OPN	NOP	PNO	ONP	PON
$\theta_8, \theta_9$	NOP	ONP	NPO	PON	OPN	PNO
$\theta_{10}, \theta_{11}$	ONP	NOP	PNO	OPN	PON	NPO

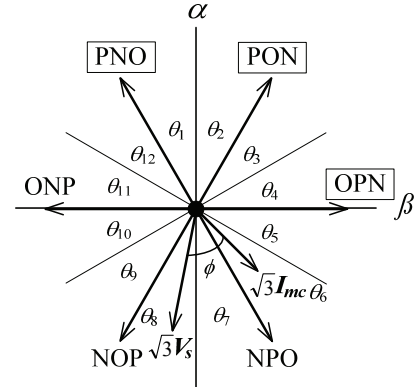


図9 入力力率1制御の限界  
Fig. 9. Limit of unity input power factor control.

(3-2) 進み電流補償 表2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9に静止座標上で入力力率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  $\theta_8$  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。マトリッ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  $\phi$  遅れた領域  $\theta_6$  に存在することにより入力力率1制御が行なえらとする。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。ダイレクトマトリッ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ッ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ックスコンバータで入力力率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  $\phi$  は次式で求めることができる。

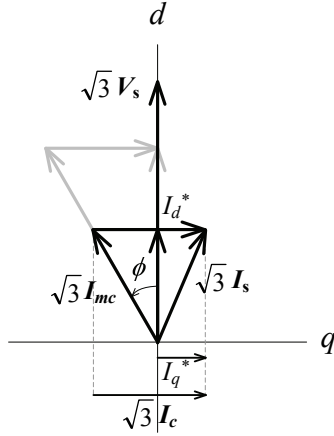


図 10 進み電流補償

Fig. 10. Leading current compensation.

表 3 主回路の電氣的パラメータ  
Table 3. Electric parameters of main circuit.

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

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{\sqrt{3}I_c}{I_d^*} \right) \quad (15)$$

$I_d^*$ は入力電流振幅指令値であり、(11)式で示したように負荷電力によって変化する。よって、 $\phi$ 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 10 に示すように、

$$I_q^* = \sqrt{3}I_c - \frac{1}{\sqrt{3}}I_d^* \quad (16)$$

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電流の調波改善につながる。以上をまとめると  $I_q^*$ は、

$$I_q^* = \begin{cases} 0 & \left( \phi \leq \frac{\pi}{6} \right) \\ \sqrt{3}I_c - \frac{1}{\sqrt{3}}I_d^* & \left( \phi > \frac{\pi}{6} \right) \end{cases} \quad (17)$$

のように与えることとなり、重負荷時は入力力率 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 3 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かけなければならないが、 $L_f$ と並列にダンピング抵抗 30  $\Omega$

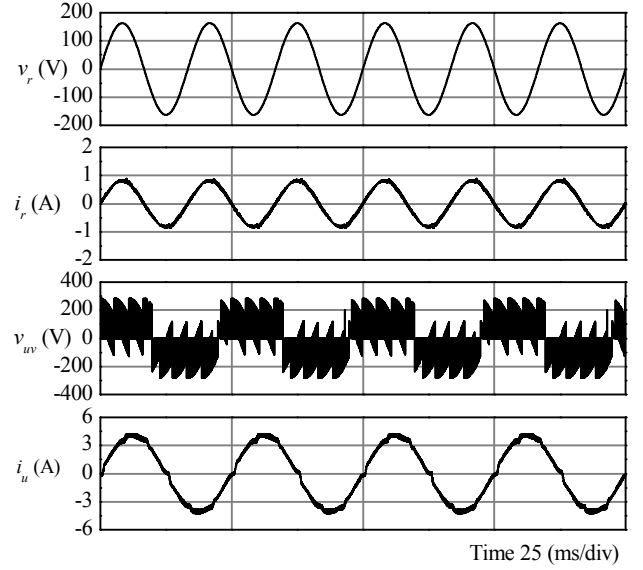


図 11 0.2 kW 出力時のダイレクトマトリックスコンバータ各部波形 (シミュレーション結果)

Fig. 11. Operation waveforms of direct matrix converter at 0.2-kW output (simulation result).

を接続して実現している。

ここで表 3 のパラメータを用いた場合の  $\phi$  が  $\pi/6$  以上となる負荷条件を求めてみる。まず、LC フィルタによって流れる進相電流  $I_c$ は、

$$I_c = \frac{200/\sqrt{3}}{j \left( 2\pi \times 60 \times 1.2 \times 10^{-3} - \frac{1}{2\pi \times 60 \times 20 \times 10^{-6}} \right)} = j0.87A \quad (18)$$

この値を用いて力率 1 制御の限界である負荷を求める。

$$\frac{\sqrt{3}I_c}{I_d^*} = \tan \frac{\pi}{6} \quad \therefore I_d^* = 3I_c = 2.62A \quad (19)$$

$$I_d^* = \frac{P_L^*}{V_{rms}} \quad \therefore P_L^* = V_{rms} I_d^* = 524W \quad (20)$$

つまり、このインダイレクトマトリッ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 11 から図 13 に 0.2 kW 出力時におけるシミュレーション結果を示す。図 11 は比較のため仮想 AC/DC/AC 方式に基づくダイレクトマトリックスコンバータの動作波形である<sup>(1), (2)</sup>。ダイレクトマトリックスコンバータの場合は軽負荷時でも仮想直流バスに負極性電圧を出力し入力力率 1 制御を行なえる。一方、図 12 に示したようにインダイレクトマトリックスコンバータで同様に力率 1 制御を行なうと、ベクトルがうまく選択できないため入力電流歪が大幅に悪化する。しかし、進み電流補償を施すと図 13 に示したように基本波力率は悪化するが、低歪な入力電流波形を実現できることがわかる。

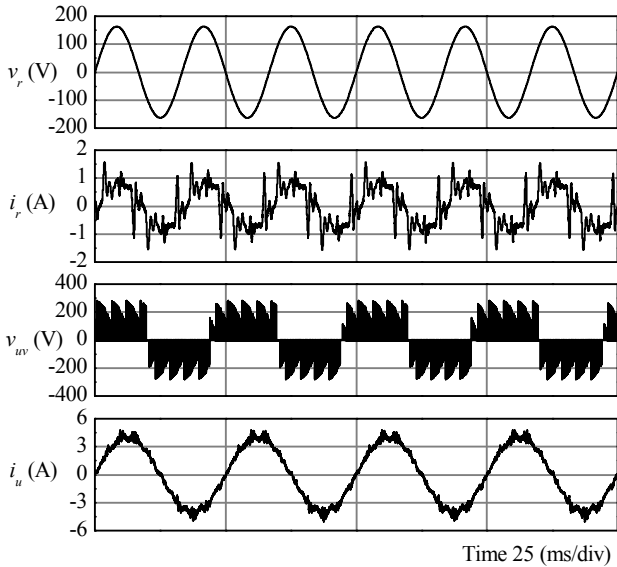


図 12 0.2 kW 出力時のインダイレクトマトリクスコンバータ各部波形 (シミュレーション結果)  
Fig. 12. Operation waveforms of indirect matrix converter at 0.2-kW output (simulation result).

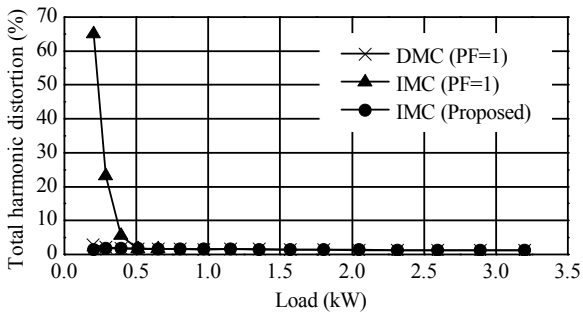


図 14 入力電流の総合歪率  
Fig. 14. Total harmonic distortion of input current.

図 14 と図 15 にダイレクトおよびインダイレクトマトリクスコンバータに入力力率 1 制御を行なった場合と、インダイレクトマトリクスコンバータに提案する進み電流補償を施した場合の入力力率と入力電流総合歪率 (THD) を比較したものを示す。ダイレクトマトリクスコンバータ (DMC) 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クスコンバータ (IMC) では軽負荷時に THD が大幅に悪化する。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 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クスコンバータにおい

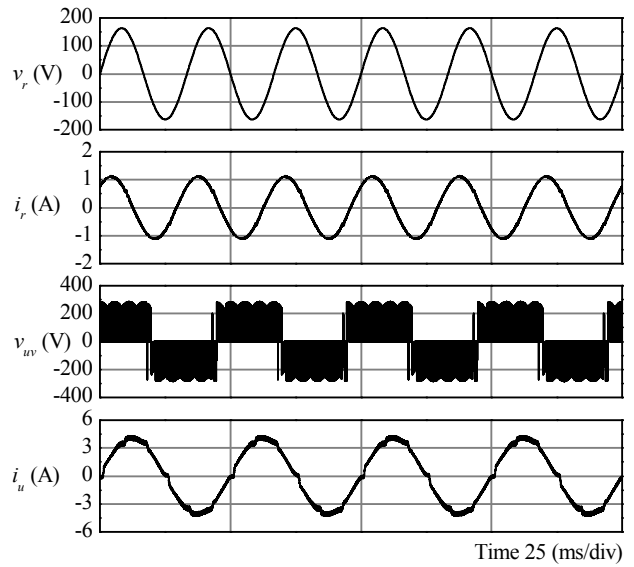


図 13 進み電流補償を施した場合の各部波形 (シミュレーション結果)  
Fig. 13. Simulation waveforms at 0.2-kW output with leading current compensation.

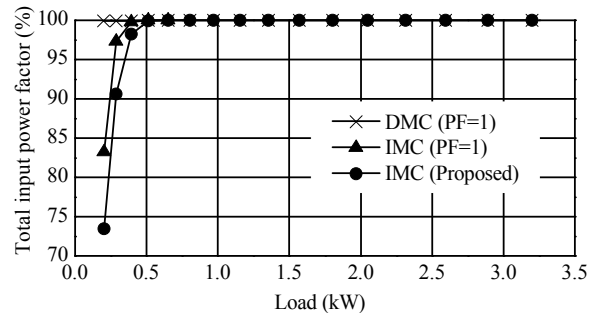


図 15 総合入力力率  
Fig. 15. Total input power factor.

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:「二相三角波キャリアを用いたインダイレクトマトリクスコンバータの簡易制御法」電気関係学会東海支部連合大会, C4-2 (2010)
- (5) 久保田・野口:「マトリ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)