

# 進み電流補償による簡易形インダイレクトマトリックス コンバータの運転特性改善法

正員 野口 季彦\* 学生員 久保田洋平\*

## Operation Characteristics Improvement of Simplified Indirect Matrix Converter Based on Leading Current Compensation

Toshihiko Noguchi\*, Member, Yohei Kubota\*, Student Member

(2012年2月17日受付, 2012年8月29日再受付)

This paper describes an improved strategy for the total harmonic distortion of an input current of a simplified indirect matrix converter. The control of the current-source rectifier on the input side is based on space vector modulation, and a two-phase triangular carrier modulation technique is applied to the input and the output to prevent interference due to zero-vector collision between both the sides. In addition, this paper describes that the simplified indirect matrix converter cannot achieve a unity input power factor operation and harmonics reduction in the low-load range because it has a real DC bus. Therefore, leading current compensation is applied to solve the problem, focusing on the low-load range. The improved operation characteristics are confirmed through computer simulations and experimental tests. The total harmonic distortion improved by 31 points, whereas the total input power factor degraded slightly by 14 points.

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

空調機器は現代生活における快適な住環境に欠かせない存在となっている。この空調機器に用いられる電力変換の最も基本的な構成は、ダイオード整流回路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回路を用いる方式は、回路構成が簡単で複雑な制御も必要としないが、コンデンサ充電時に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ならず高調波を多く含んだ波形となる。一例として、直流バスに 500 $\mu$ F の電解コンデンサをもつダイオード整流回路を 1 mH の連系リアクトルを介して 200 V 商用三相交流電源に接続した場合、1 kW 負荷時に総合入力歪率はおよそ 70% にも達し、総合入力力率は 80% を超えることはできない。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。一方、空調機器で専ら使用されるロータリーコンプレッサは元来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ことが肝要とされる。また、冷媒の粘性抵抗などのため動摩擦力が大きく、回生はほとんど行なわれない。

空調機器に要求される能力指標は住環境やインバータ技術の進展により変遷しており、現代の高気密住宅では室温が設定値温度付近に近づくと長時間にわたり軽負荷での運転が続くため、定格能力時のエネルギー消費効率である COP (Coefficient Of Performance) から通年エネルギー消費効率 APF (Annual Performance Factor) へ評価基準が改正された。したがって、軽負荷領域で特に高効率かつ低入力歪な運転が要求される。また、空調機器は家電製品であるが故に回路構成の簡単さや経済性も重要である。

このような背景のもと、近年では直接 AC/AC 電力変換器であるマトリックスコンバータが盛んに研究されている<sup>(1)~(7)</sup>。マトリックスコンバータはエネルギーバッファをもたないため変換器の小型化や高信頼化が図れ、さらにイ

\* 静岡大学  
〒432-8561 浜松市中区城北 3 丁目 5-1  
Shizuoka University  
3-5-1, Johoku, Naka-ku, Hamamatsu 432-8561, Japan

ンバータとは異なり入出力の独立制御が可能であるため電源高調波の改善が期待できる。マトリックスコンバータには Fig. 1 に示したように回路構成からダイレクトマトリックスコンバータ (以下 DMC) とインダイレクトマトリックスコンバータ (以下 IMC) の 2 種類が存在する。DMC は 9 つの双方向スイッチから構成されるため転流シーケンスが必要で、スイッチングの自由度も高く複雑な制御を要求する<sup>(1)-(3)</sup>。一方、IMC は従来の整流回路とインバータを組み合わせた構成をとるため、既存の技術を応用できるというメリットがある<sup>(4)-(6)</sup>。このような IMC の例としてスイッチング素子数を低減した Sparse Matrix Converter も提案されている<sup>(7)</sup>。IMC の場合、性能や機能を若干犠牲にする代わりにスイッチング素子数をさらに低減することも可能で、例えば力行動作のみに限定して考えれば単方向スイッチのみで構成することも可能である。この場合、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でき、これまでに蓄積した技術的ノウハウを活用することができる。

以上のような背景から、本論文では空調機器にまつわる問題を解消するために電力変換器として単方向スイッチのみで構成した簡易形 IMC 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。一般に、DMC でも IMC でも入力側に 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進相電流が流れる。フィルタを含めた入力力率 1 制御を行うには、これを打ち消すように DMC または IMC 本体で遅れ電流を生成させなければならない。仮想 AC/DC/AC 電力変換システムに基づいて DMC を制御した場合、DMC では仮想直流バスに逆極性パルスを出力することで軽負荷時であっても容易に力率 1 制御を実現することができる<sup>(1)(2)</sup>。しかし、簡易形 IMC では現実に直流バスをもつ回路構成をとるが故に、本質的に逆極性パルスを出

力するような制御は不可能である<sup>(6)</sup>。そこで、軽負荷時に進み電流補償を施し、入力力率を若干犠牲とし入力電流歪低減を優先させる制御を行って運転特性を改善させる。本論文では計算機シミュレーションと実機検証により、提案法の妥当性を確認したので報告する。

## 2. 制御原理

**(2・1) 回路構成** Fig. 2 に単方向スイッチのみで構成した簡易形 IMC の回路構成を示す。入力側は電流形整流回路、出力側は電圧形インバータの構成をとる。このような構成をとる簡易形 IMC では、直流部の電圧極性が切り換わることは許されず、負の逆極性パルスを出力することは本質的にできない。

**(2・2) 整流回路の空間ベクトル変調** 電源高調波を抑制するためには入力電流の電流形整流回路の制御が重要となる。ここでは、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検討する。電流形整流回路の負荷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非ゼロベクトルである PON, NPO, OPN, NOP, ONP, PNO と、ゼロベクトルである SOO, OSO, OOS の 9 つが存在する。Fig. 3 に電流ベクトル図を示す。

空間ベクトル変調ではスイッチングデューティーサイクルを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

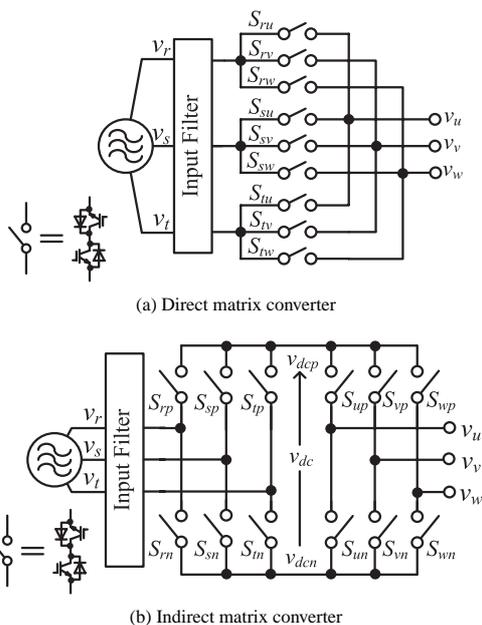


Fig. 1. Circuit configurations of matrix converters.

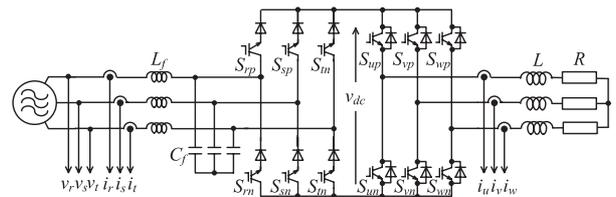
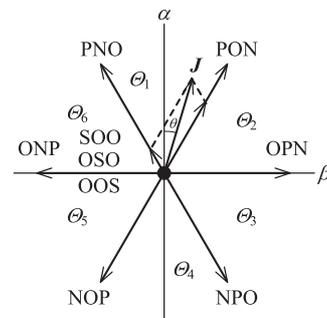


Fig. 2. Simplified indirect matrix converter.



$$\begin{aligned}
 P &= S_{mp} : 1, S_{nm} : 0 & N &= S_{mp} : 0, S_{nm} : 1 & O &= S_{mp} : 0, S_{nm} : 0 \\
 S &= S_{mp} : 1, S_{nm} : 1 & & & & \therefore m = r, s, t
 \end{aligned}$$

Fig. 3. Current vectors of current-source rectifier.

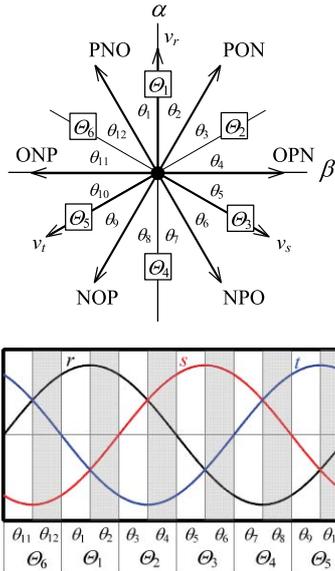


Fig. 4. Relation between voltage sectors and current vectors.

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クトルの出力時間は,

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

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

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

となる。  $T_{OOO}$  はゼロベクトル出力時間である。  
次に、このスイッチングデューティサイクルを生成するシーケンスについて述べる。デューティサイクル生成は各相の指令値をキャリアと比較することで得ており、この指令値の作成は電源電圧の三相交流波形を参考にしている。 Fig. 4 に電流形整流回路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は  $\pi/6$  のずれが生じており、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  $000 \rightarrow 100 \rightarrow 110 \rightarrow 111$  の順番で推移する。

次に量子化信号に各電流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 の場合は P, 0 の場合は N とする。前述の通り、領域  $\Theta_1$  の指令値の推移は  $000 \rightarrow 100 \rightarrow 110 \rightarrow 111$  なので、そのまま適用すると  $NNN \rightarrow PNN \rightarrow PPN \rightarrow PPP$  となる。  $NNN$  と  $PPP$  にはゼロベクトルを充てる。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、  $PNN$  を  $PNO$ ,  $PPN$  を  $PON$

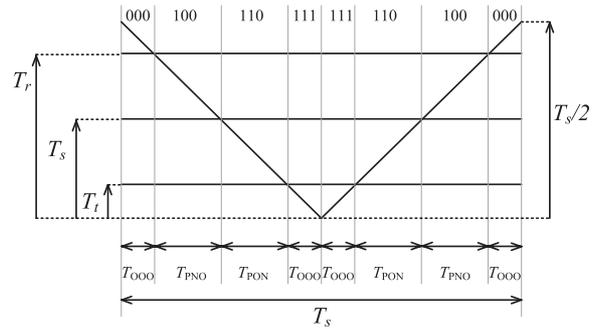


Fig. 5. Duty cycle generation.

Table 1. Switching table of current-source rectifier.

Sectors	000	100	010	110	001	101	011	111
$\theta_{12}, \theta_1$	OSO							OOS
$\theta_2, \theta_3$	OSO							OOS
$\theta_4, \theta_5$	OOS	PNO	OPN	PON	NOP	ONP	NPO	SOO
$\theta_6, \theta_7$	OOS							SOO
$\theta_8, \theta_9$	SOO							OSO
$\theta_{10}, \theta_{11}$	SOO							OSO

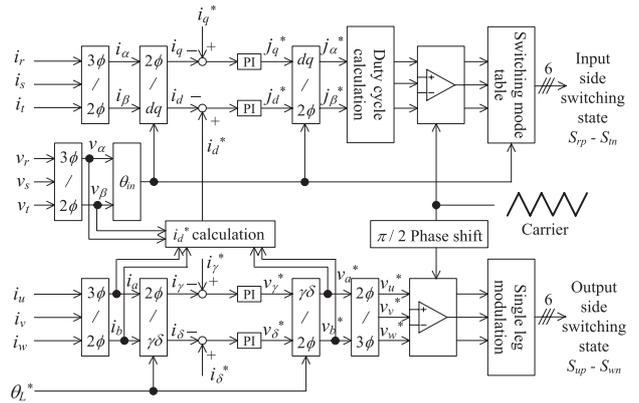


Fig. 6. Control block diagram.

とする。  
Fig. 5 にキャリアとベクトルの対応を示す。各相指令値の値は次の式で求められる。

$$T_r = T_{PNO} + T_{PON} + T_{OOO} \dots\dots\dots (4)$$

$$T_s = T_{PON} + T_{OOO} \dots\dots\dots (5)$$

$$T_t = T_{OOO} \dots\dots\dots (6)$$

この作業を全ての領域について行なうと Table 1 のスイッチングパターンが得られる。なお、ゼロベクトルは領域の切り換えでスイッチング回数が少なくなるように選択する。  
【2・3】 IMC の制御 Fig. 6 に IMC 全体の制御ブロック図を示す。前述のとおり、電流形整流回路は空間ベクトル変調を行なっており、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。三相二相変換と回転座標変換にはそれぞれ (7) と (8) を用いる。

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

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

回転座標変換に必要な回転角は電源電圧位相から求める。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  $\cos \theta_{in}$  と  $\sin \theta_{in}$  は、

$$\cos \theta_{in} = \frac{v_\alpha}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \dots\dots\dots (9)$$

$$\sin \theta_{in} = \frac{v_\beta}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \dots\dots\dots (10)$$

のように求められる。一般にマトリクスコンバータは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。したがって、入力電流振幅指令値に相当する  $i_d^*$  は、次式のように出力電力指令値  $P_L^*$  を入力線間電圧実効値  $V_{rms}$  で除して求めることができる。

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

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、簡易形 IMC 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 Fig. 3 に示した電流ベクトルの振幅  $|J|$  に相当するので、

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

となる。また、(9), (10) 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。出力側の電圧形インバータは電流  $i_u, i_v, i_w$  を回転座標上で制御し、その後一相変調する。一相変調は電圧指令最大出力相は上アームが常に ON, 最小相は下アームが常に ON となり、中間相のみスイッチングを行う。これにより、電圧指令最大相と最小相のスイッチで直流バスの電流経路が常に確保されるため、電流形整流回路の入力電流歪を軽減することができる。変調するキャリアは、Fig. 7(a) のように整流回路とインバータで位相をそろえた同相三角波キャリアとすると、整流回路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) の干渉が起こり所望の電圧を出力できず出力波形が歪む。そこで同図 (b) のように二相三角波キャリアを用いることでこの衝突を簡易的に回避し、出力電流の歪を軽減する。一般にエネルギーバッファをもたない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するため、出力電流歪の軽減は結果的に入力電流歪の改善につながる。

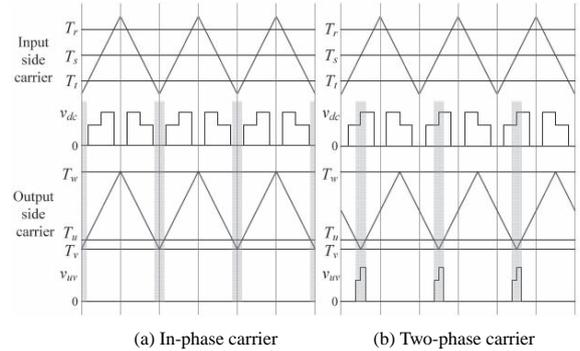


Fig. 7. In-phase and two-phase triangular carriers.

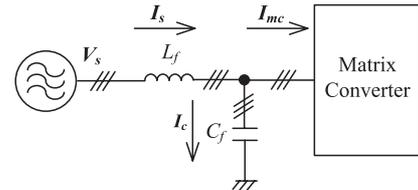


Fig. 8. Filter and input currents of matrix converter.

### 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

Fig. 8 に一般的な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。これらのベクトルの間には、

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

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

$$I_c = \frac{V_s}{j\left(\omega L_f - \frac{1}{\omega C_f}\right)} = \text{const.} \dots\dots\dots (14)$$

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一定のベクトルである。軽負荷時は  $I_{mc}$  が小さくなるため、 $I_s$  のうち  $I_c$  が支配的となり  $V_s$  と  $I_{mc}$  の角度  $\phi$  が大きくなる。入力力率 1 制御を行うには、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>。Fig. 9 は入力力率 1 制御を行なっているときの各電流の関係を示したベクトル図である。

#### 〈3・2〉 進み電流補償 電流形整流回路で各電流ベクトルを選択したときに、

電源電圧位相により直流バスに出力される電圧は変化する。Table 2 に各領域における電流ベクトルと直流バス出力電圧極性の対応を示す。

Fig. 10 は静止座標上で入力力率 1 制御を行なっている様子を示したものである。電源電圧ベクトル  $V_s$  が領域  $\theta_2$  にある場合、Table 2 より直流バスが負極性電圧となるモードは NOP, NPO, ONP である。入力力率 1 を達成するには電流ベクトル  $I_{mc}$  は  $V_s$  に対して遅れ位相とすればよいので角度  $\phi$  遅れた領域  $\theta_{12}$  に存在すると仮定する。 $I_{mc}$  を実現するためベクトル PNO と ONP を選択して空間ベクトル

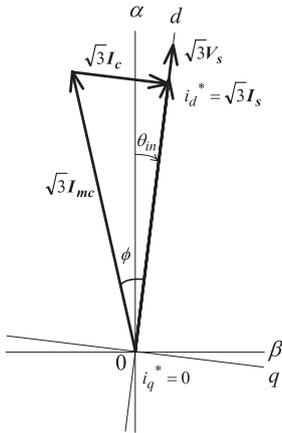


Fig. 9. Unity input power factor control.

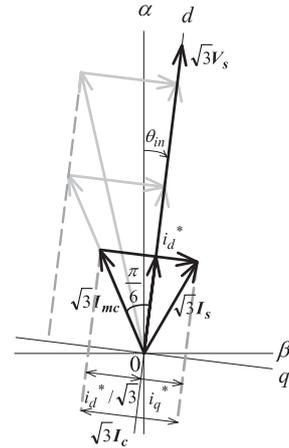


Fig. 11. Leading current compensation.

Table 2. Relation between current vectors and DC-bus voltage polarity.

Voltage Sectors	Positive DC-bus voltage mode (max-min) (max-mid) (mid-min)			Negative DC-bus voltage 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	ONP
$\theta_4, \theta_5$	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

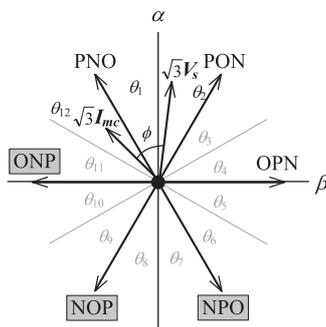


Fig. 10. Limit of unity input power factor control.

変調により入力電流制御を行なうが、ONP は負極性電圧出力モードなので直流バスに負の電圧を出力しようとする。DMC の場合であれば直流バスが仮想的であるため、そのまま制御しても支障はない。しかし、単方向スイッチのみで構成した簡易形 IMC の場合は、直流バスが実在するため負極性電圧を出力することはできない。負極性モードが選択されたときには出力側の還流ダイオードによって直流バス電圧が強制的にゼロとなり、ベクトルをうまく生成できなくなるため入力電流に歪を及ぼす。Fig. 10 に示した 1 領域の角度は  $\pi/6$  であり、 $\phi > \pi/6$  となる軽負荷時にこのような問題が発生する。隣接するベクトル以外を用いることも可能であるが、同図のように正極性電圧出力モード PNO, PON, OPN のみで電流ベクトル  $I_{mc}$  を合成することは不可能である。逆に  $\phi \leq \pi/6$  となれば負極性モードが選択されなくなるため簡易形 IMC でも入力力率 1 制御が可能であ

る。角度  $\phi$  は Fig. 9 より次式で求めることができる。

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

$i_d^*$  は入力電流振幅指令値であり、(11) で示したように負荷電力により変化する。したがって、 $\phi$  が大きくなるのは  $i_d^*$  が小さくなる軽負荷領域であり、入力電流歪を低減するための対策を講じなければならない。そこで Fig. 11 に示すように、

$$i_q^* = \sqrt{3}|I_c| - \frac{1}{\sqrt{3}}i_d^* \dots \dots \dots (16)$$

で表される制御則をつくり、 $i_d^*$  に応じて軽負荷時は常に負極性モードが選択されない限界値である  $\phi = \pi/6$  に固定するように  $i_q^*$  を与える。このように電流指令値を与えることで、入力基本波力率は若干犠牲になるが、直流バスに負極性電圧を発生させるモードが選択されなくなり電源電流の歪を防止することができる。以上をまとめると、簡易形 IMC における  $i_q^*$  の制御則は、

$$i_q^* = \begin{cases} 0 & (\phi \leq \frac{\pi}{6}) \\ \sqrt{3}|I_c| - \frac{1}{\sqrt{3}}i_d^* & (\phi > \frac{\pi}{6}) \end{cases} \dots \dots \dots (17)$$

のように表される。

#### 4. シミュレーションによる検証

Table 3 に示すパラメータを用いて計算機シミュレーションを行った。ここで、 $\phi$  が  $\pi/6$  を上回って進み電流補償が必要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、

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

この値を用いて力率 1 制御の限界である負荷は、

Table 3. Electric parameters of power 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	$R = 12$ $\Omega$ , $L = 3.7$ mH
Output Frequency	40 Hz
Carrier Frequency	10 kHz

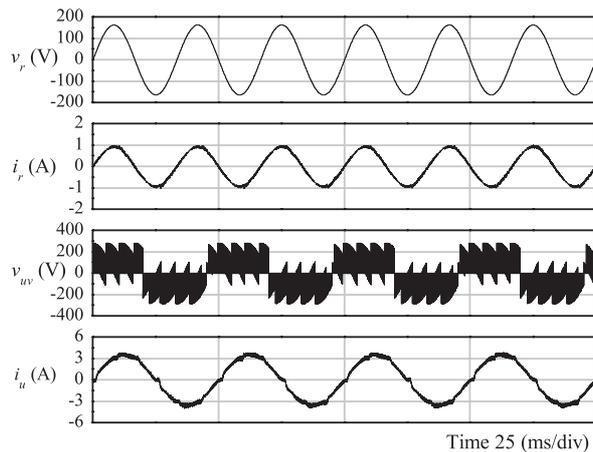
$$\frac{\sqrt{3}|I_c|}{i_d^*} = \tan \frac{\pi}{6} \quad \therefore i_d^* = 3|I_c| = 2.62\text{A} \dots\dots (19)$$

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

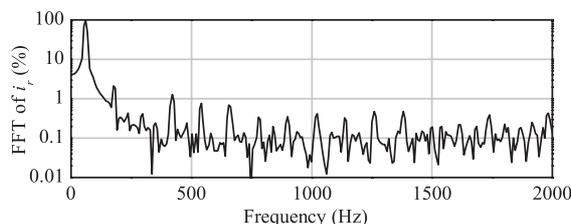
と求められる。つまり、この簡易形 IMC において 524 W 以下を出力する場合には、進み電流補償を施さなければ入力電流歪が発生する。Fig. 12 から Fig. 14 に 230 W 出力時におけるシミュレーション結果を示す。Fig. 12 には比較のため仮想 AC/DC/AC 方式に基づく DMC の動作波形を示した<sup>(1)(2)</sup>。DMC は軽負荷時でも仮想直流バスに負極性電圧を出力し入力率 1 制御を行なうことができる。一方、Fig. 13 に示したように簡易形 IMC で同様に率 1 制御を行なうと、実在する直流バスに負極性電圧を出力しようとするが現実には不可能であるため入力電流歪が大幅に悪化する。また、FFT 結果より  $6n \pm 1$  次高調波が突出していることがわかる。そこで、進み電流補償を施すと Fig. 14 に示したように基本波率率は若干悪化するものの、出力電圧波形を犠牲にすることなく、低歪な入力電流波形を実現できることがわかる。Fig. 15 と Fig. 16 に DMC ならびに簡易形 IMC に入力率 1 制御を行なった場合と、簡易形 IMC に提案する進み電流補償を施した場合の総合入力率と総合入力歪率 (THD) を比較した結果を示す。DMC は全負荷範囲にわたり入力率 1 を保ったまま低歪な入力電流波形が得られるのに対し、簡易形 IMC では軽負荷時に THD が大幅に悪化する。一方、提案する進み電流補償を施すと入力率率は犠牲となるが THD は大幅に改善される。負荷 230 W 出力時において率 1 制御を行なったとき、未補償時の入力率率は 88.3%, THD (30 次まで) は 48.8% であるが、補償を施すと入力率率は 80.3% と 8 ポイントほど低下するものの、THD は 1.89% 以下と劇的に改善される。

5. 実験結果

実験に使用した電氣的パラメータはシミュレーションと同一で Table 3 の通りである。本実験では三相交流電源と入力 LC フィルタの間で計測した有効電力と、簡易型 IMC の出力で計測した有効電力の比を効率と定義し、簡易型 IMC 本体だけでなく LC フィルタの損失も含めて効率が計算されている。また、電力測定には 0.06% の確度で 1 MHz の帯域をもったデジタルパワーメータを使用し、これと同時にデジタルオシロスコープを用いて取得した入力電流波形を計算機で FFT 解析した。三相交流電源には歪率 0.3%,

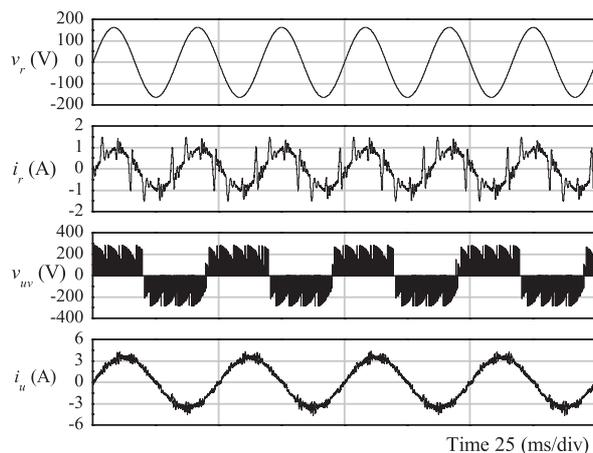


(a) Waveforms of  $v_r, i_r, v_{uv}, i_u$

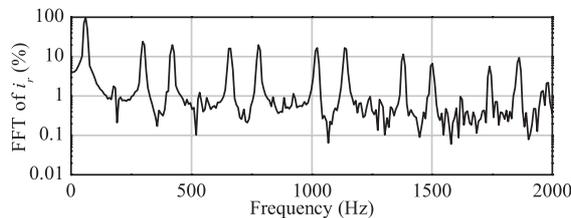


(b) Frequency spectra of  $i_r$

Fig. 12. Simulation result of DMC at 230-W output.



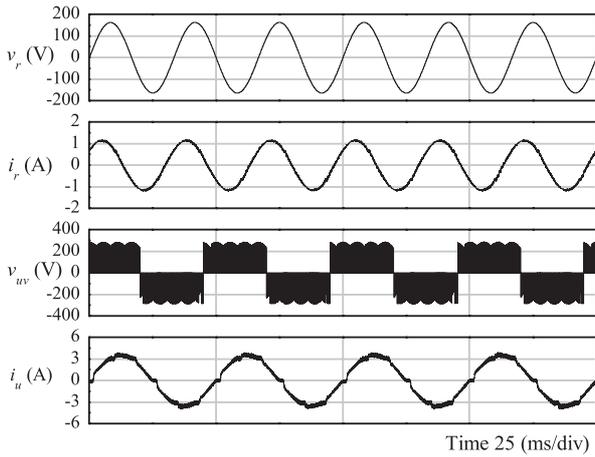
(a) Waveforms of  $v_r, i_r, v_{uv}, i_u$



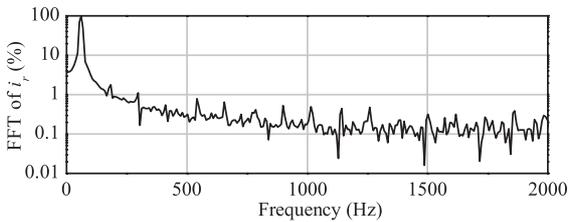
(b) Frequency spectra of  $i_r$

Fig. 13. Simulation result of simplified IMC at 230-W output (conventional).

6 kVA のリニアアンプ形交流電源装置を使用し、電源周波数 60 Hz の 30 次に対応する 1800 Hz までを有効な FFT データと捉えて各次数 (主として  $6n \pm 1$  次) の高調波振幅を読み取って真の実効値計算に利用した。Fig. 17 と Fig. 18 に従来法と提案法の 200 W 出力時における実験結果を示す。

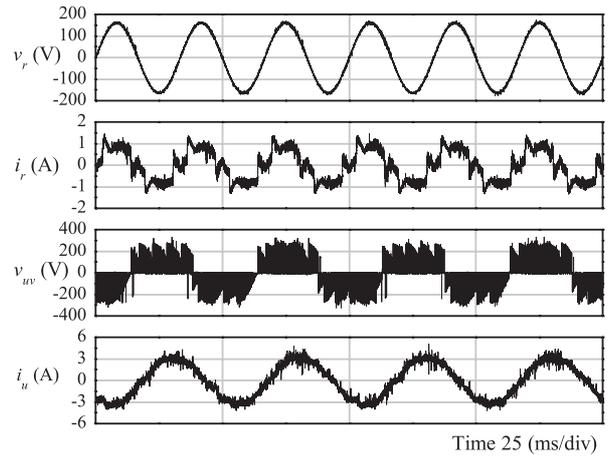


(a) Waveforms of  $v_r$ ,  $i_r$ ,  $v_{uv}$ ,  $i_u$

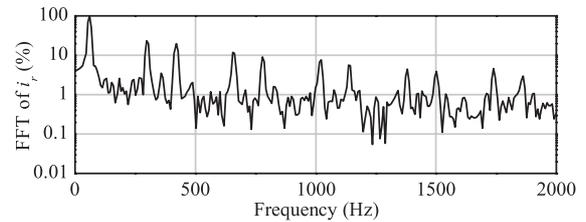


(b) Frequency spectra of  $i_r$

Fig. 14. Simulation result of simplified IMC at 230-W output (proposed).



(a) Waveforms of  $v_r$ ,  $i_r$ ,  $v_{uv}$ ,  $i_u$



(b) Frequency spectra of  $i_r$

Fig. 17. Experimental result of simplified IMC at 200-W output (conventional).

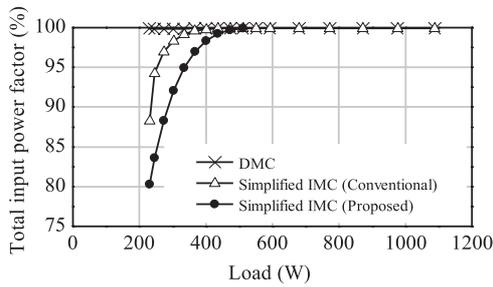


Fig. 15. Total input power factor (simulation results).

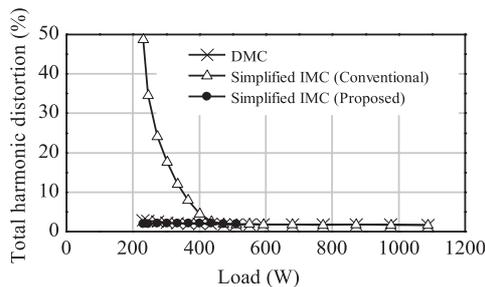
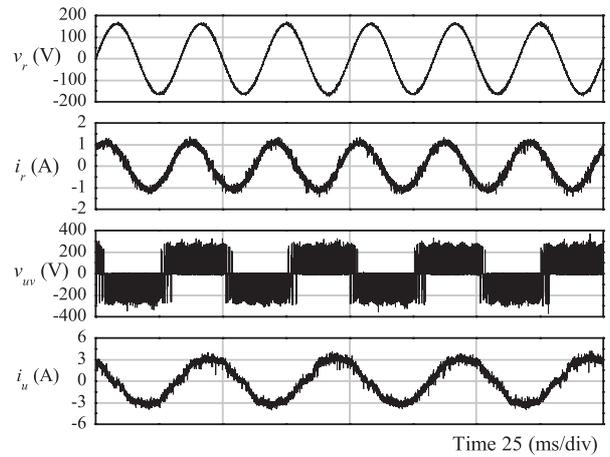
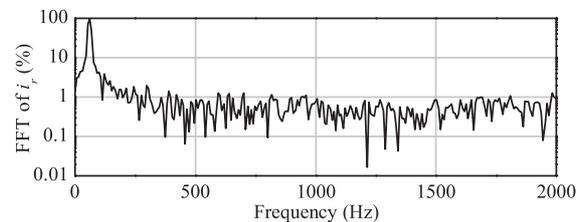


Fig. 16. Total harmonic distortion of input current (simulation results).



(a) Waveforms of  $v_r$ ,  $i_r$ ,  $v_{uv}$ ,  $i_u$



(b) Frequency spectra of  $i_r$

Fig. 18. Experimental result of simplified IMC at 200-W output (proposed).

実験では進み電流補償を適用する負荷条件は電力変換器自身の損失が含まれるため、入力電力がシミュレーションで示した 230 W となる条件で示している。シミュレーションと同様に補償を施さないと、入力電流に  $6n \pm 1$  次高調波が多く含有されるが、提案する進み電流補償により歪みが大幅に軽減される。Fig. 19 は簡易形 IMC でも補償なしで力

率 1 制御を達成できる重負荷 (1.1 kW) 時の動作波形である。このように、入力 LC フィルタによって常時流入する進相電流が簡易型 IMC に流入する電流よりも十分に小さな場合は、同等の動作特性が得られる。

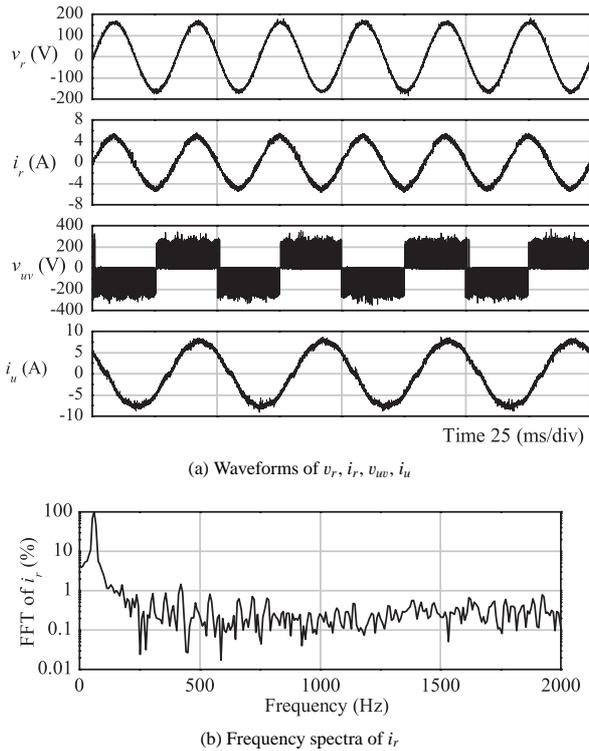


Fig. 19. Experimental result of simplified IMC at heavy load (1.1 kW).

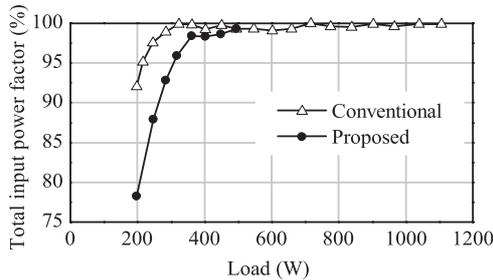


Fig. 20. Total input power factor (experimental results).

Fig. 20 から Fig. 22 に総合入力力率, 総合入力歪率, 総合効率の比較を示す。シミュレーションに比べ従来法での軽負荷領域における THD が全体的に減少したのは、配線のインダクタンスにより歪が軽減されたものと考えられる。負荷 200 W 出力時において従来法の入力力率は 92.1%, THD は 36.9% であるが、補償を施した場合は入力力率 78.2% と 14 ポイントほど低下するものの、THD は 5.95% に改善される。同時に、効率は従来法が 89.4% に対し提案法では 90.3% と 0.9 ポイント改善した。

入力電流の FFT 解析と実効値計算を行った結果、進み電流補償を行わない場合は基本波実効値が 0.298 A, 30 次までの高調波を含む真の実効値は 0.317 A であるのに対し、進み電流補償を適用した場合は入力力率を犠牲にするため両者とも 0.353 A と増加した。これより、補償することによって 20% 程度の銅損が悪化して、LC フィルタも含めた

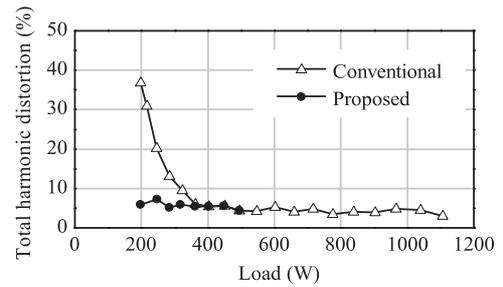


Fig. 21. Total harmonic distortion of input current (experimental results).

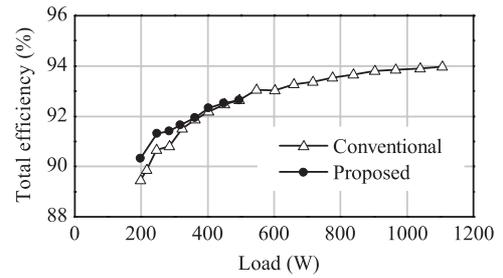


Fig. 22. Total efficiency (experimental results).

電力変換器全体の効率も改善しないように思われる。しかし、実験で提案法の効率が若干改善したのは次の理由によるものと考えられる。

- (1) 進み電流補償により  $6n \pm 1$  次の高調波が見られなくなり、リアクトルにおける鉄損が低減した。
- (2) 進み電流補償により  $6n \pm 1$  次高調波に起因した表皮効果が抑制された。
- (3) 進み電流補償により簡易型 IMC に流入する電流が小さくなり、簡易型 IMC 本体における導通損が低減した。

なお、重負荷 (1.1 kW) 時には、補償の有無によらず入力力率 99.9%, THD 3.03%, 効率 94.0% を確認した。

## 6. まとめ

本論文では空調機器の電源高調波改善を目的として、単方向スイッチのみで構成された簡易形インダイレクトマトリクスコンバータを検討し、優先的に入力高調波電流を低減する進み電流補償法を提案した。ここでは、直流バスと入力部の電流ベクトルの選択に基づき軽負荷領域で入力電流歪の低減と入力力率の改善が両立できないことを明らかにするとともに、入力力率を若干犠牲にすることによって入力電流歪が劇的に改善されることを示した。さらに計算機シミュレーションと実験により提案手法の有効性を確認した。

実験検証では 200 W の軽負荷時に、入力力率は 14 ポイントほど低下するものの、THD は 31 ポイント、効率は 0.9 ポイント改善することを確認した。

文 献

- (1) R. Itoh and I. Takahashi: "Decoupling control of input and reactive power of the matrix converter", *IEEJ*, SPC-01-121 (2001) (in Japanese)  
伊藤里絵・高橋 勲:「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) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka, and N. Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Converter Using Carrier Comparison Method", *IEEJ Trans. IA*, Vol.124, No.5, pp.457-463 (2004-5) (in Japanese)  
伊東淳一・佐藤以久也・大口英樹・佐藤和久・小高章弘・江口直也:「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, Vol.124, No.5, pp.457-463 (2004-5)
- (3) S. Ishikawa and T. Takeshita: "Input Power Factor Control of Three-Phase to Three-Phase Matrix Converters", *IEEJ Trans. IA*, Vol.129, No.3, pp.258-266 (2009-3) (in Japanese)  
石川秀太・竹下隆晴:「三相/三相マトリクスコンバータの入力率制御法」, 電学論 D, Vol.129, No.3, pp.258-266 (2009-3)
- (4) K. Iimori, K. Shinohara, M. Muroya, and H. Kitanaka: "Characteristics of New Current Controlled PWM Rectifier-Voltage Source Inverter without DC Link Components for Induction Motor Drive", *T. IEE Japan*, Vol.119-D, No.2, pp.133-141 (1999) (in Japanese)  
飯盛憲一・篠原勝次・室屋光宏・北中英俊:「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, Vol.119, No.2, pp.133-141 (1999)
- (5) K. Kato and J. Itoh: "Development of AC and DC Power Supply Direct Interface Converter", *IEEJ Trans. IA*, Vol.128, No.5, pp.623-630 (2008-5) (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, Vol.128, No.5, pp.623-630 (2008-5)
- (6) Y. Kubota and T. Noguchi: "Improved method of input power factor and line current of indirect matrix converter", *IEEJ*, SPC-11-111 (2011) (in Japanese)  
久保田洋平・野口季彦:「インダイレクトマトリクスコンバータの入力率と電源高調波改善法」, 半導体電力変換/モータドライブ合同

研究会, SPC-11-111 (2011)

- (7) J.W. Kolar, M. Baumann, F. Schafmeister, and H. Ertl: "Novel Three-Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter", *Proceedings of the 17th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, Texas* (2002-3)

**野口季彦** (正員) 1959年10月23日生。1982年3月名古屋工業大学工学部電気工学科卒業。1986年3月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気・電子システム工学専攻修了。1982年4月東京芝浦電気(株)(現、(株)東芝)入社。1991年岐阜工業高等専門学校講師。1994年4月長岡技術科学大学助手。1996年同助教授。2009年4月静岡大学教授、現在に至る。専門は各種電力変換器、マシンの含むモータドライブ。近年は、マルチレベル変換器、AC/AC直接変換器、超高速モータに注力。博士(工学)。IEEE Senior Member。



**久保田洋平** (学生員) 1987年8月17日生。2010年3月静岡大学工学部電気電子工学科卒業。2012年3月同大学大学院工学研究科電気電子工学専攻修了。修士(工学)。2012年4月東芝キャリア(株)入社、現在に至る。

