

進み電流補償によるインダイレクトマトリックスコンバータの入力電流波形改善法

久保田 洋平* 野口 季彦 (静岡大学)

Input Current Waveform Improvement of Indirect Matrix Converter

Based on Leading Current Compensation

Yohei Kubota*, Toshihiko Noguchi (Shizuoka University)

This paper describes an improved strategy of an input power factor and a total harmonic distortion of an indirect matrix converter. Two-phase triangular carrier modulation technique is applied to the input and the output to prevent interference due to zero vectors of the both sides. In addition, this paper describes that the indirect matrix converter can not achieve a unity input power factor operation and harmonics reduction at a low-load range because it has a real DC bus. Therefore, the leading current compensation is applied to solve the problem at the low-load range. The improved operation characteristics are confirmed through computer simulations and experimental tests.

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⁽¹⁾⁽⁴⁾。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 (以下 DMC) 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 (以下 IMC) の 2 種類が存在する。IMC は整流器とインバータを組み合わせた構成をとり、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 IMC は既存の技術を応用できると

いうメリットがある。

以上のような背景から、本稿では空調機器に適した電力変換器として 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。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必要とされる。また、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渡り軽負荷領域での運転が続く。したがって、軽負荷領域での高効率で低入力歪な運転が要求される。

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進相電流が流れる。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。DMC 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、IMC は直流部をもつ回路構成上、本質的に不可能である^{(3),(4)}。そこで、軽負荷時に進み電流補償を施し、入力力率を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。本稿では、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 図 1 に回路構成を示す。コスト面を考慮し、単方向スイッチのみで構成した簡素化された IMC

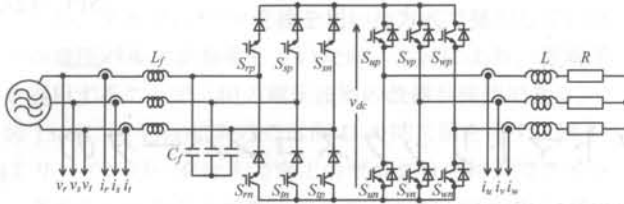


図1 インダイレクトマトリックスコンバータ

Fig. 1. Indirect matrix converter.

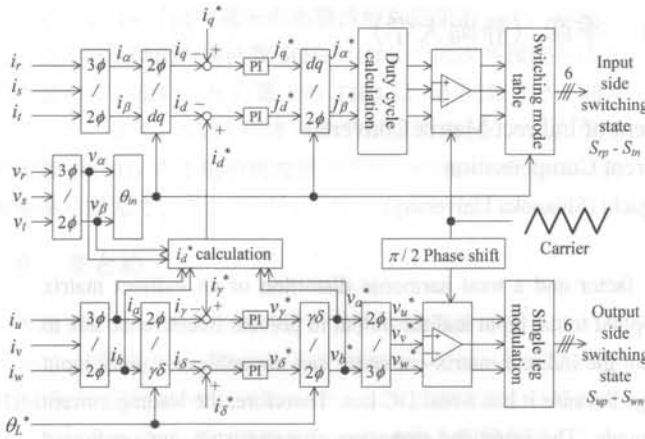


図2 制御ブロック図

Fig. 2. Control block diagram.

を採用する。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。このような構成をとるIMCでは、直流部の電圧極性が切り換わることは許されず、逆極性パルスを出力することは本質的にできない。

〈2・2〉 IMCの制御 図2にIMC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。三相-二相変換と回転座標変換にはそれぞれ(1)と(2)を用いる。

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

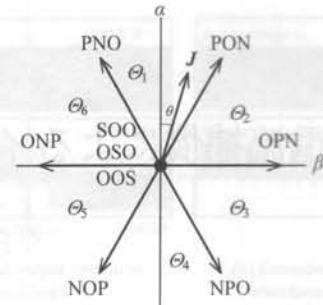
$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (2)$$

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_α, v_β より $\cos \theta_m$ と $\sin \theta_m$ は、

$$\cos \theta_m = \frac{v_\alpha}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad (3)$$

$$\sin \theta_m = \frac{v_\beta}{\sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2}} \quad (4)$$

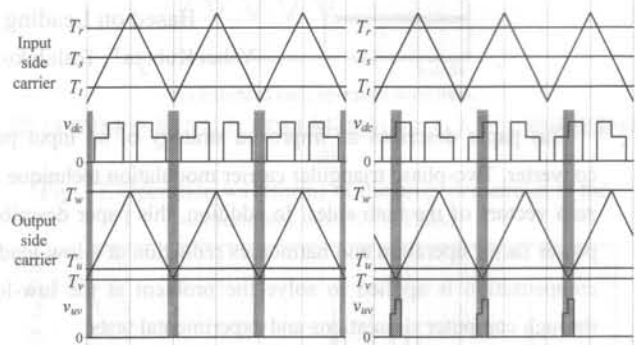
のように求められる。マトリックスコンバータはエネルギーバッファをもたないため、入力側と出力側の有効電力が常に等しくなる。したがって、入力電流振幅指令値に相当



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

図3 電流形整流器の電流ベクトル

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



(a) 同相三角波キャリア (b) 二相三角波キャリア

図4 同相三角波キャリアと二相三角波キャリア

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

する i_d^* は、次式のように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。

$$i_d^* = \frac{v_a^* i_a + v_b^* i_b}{\sqrt{v_a^2 + v_b^2}} \quad (5)$$

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、マトリックスコンバータで作り出す電流指令値 j_a^* と j_β^* 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⁽⁴⁾。

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。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5にマトリックスコンバータ入力部の構成を示す。マ

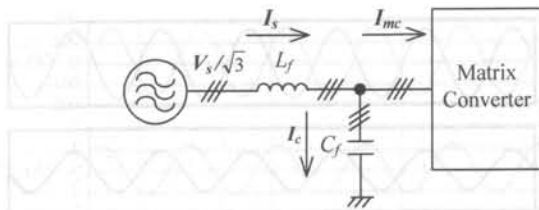


図5 マトリックスコンバータ入力部
Fig. 5. Input part of matrix converter.

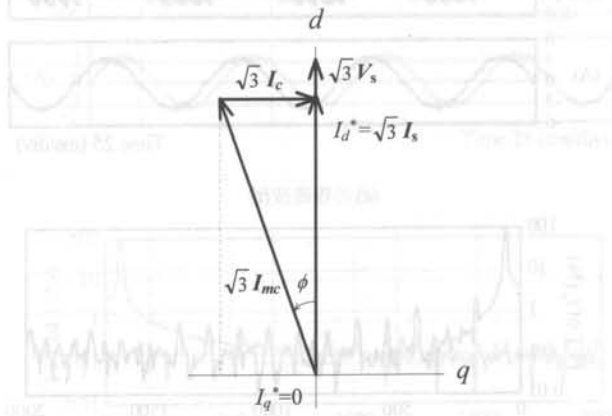


図6 入力力率1制御
Fig. 6. Unity input power factor control.

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、

$$I_s = I_{mc} + I_c \quad (6)$$

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

$$I_c = \frac{V_s/\sqrt{3}}{j\left(\omega L_f - \frac{1}{\omega C_f}\right)} \quad (7)$$

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⁽³⁾。図6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 電源位相により、電流形整流器で各電流ベクトルを選択したときに、直流バスに出力される電圧は変化する。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極性の対応を示す。

図 7 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 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 PON, OPN, PNO である。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力率 1 制御が行なえるとする。 I_{mc} を実現するためベクトル NPO と OPN を選択して空間ベクトル変調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を

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.

Voltage Sectors	Positive output mode (max-min) (max-mid) (mid-min)			Negative output mode (min-max) (min-mid) (mid-max)		
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

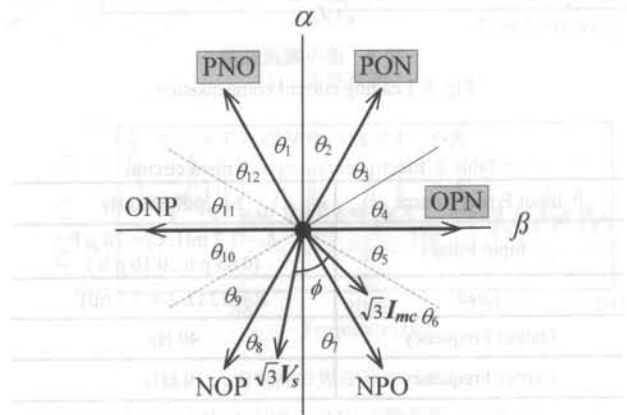


図7 入力力率1制御の限界

Fig. 7. Limit of unity input power factor control.

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 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直流バス電圧が強制的にゼロとなり、入力電流に歪を及ぼす。図 7 に示した 1 領域の角度は $\pi/6$ であるため、 $\phi \leq \pi/6$ までは IMC で入力力率 1 制御が可能である。よって、同図の例では正極性電圧出力モード NOP, ONP, 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。

角度 ϕ は図 6 より次式で求めることができる。

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{\sqrt{3}I_c}{I_d^*} \right) \quad (8)$$

I_d^* は入力電流振幅指令値であり、(5) で示したように負荷電力により変化する。したがって、 ϕ が大きくなるのは軽負荷領域であり、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。そこで図 8 に示すように、

$$I_q^* = \sqrt{3}I_c - \frac{1}{\sqrt{3}}I_d^* \quad (9)$$

とし、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 $\phi = \pi/6$ 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で、入力基本波力率は若干犠牲になるが、直流バス負極性電圧が選択されなくなり電源電流の波形改善を実現することができる。以上をまとめると、IMC にお

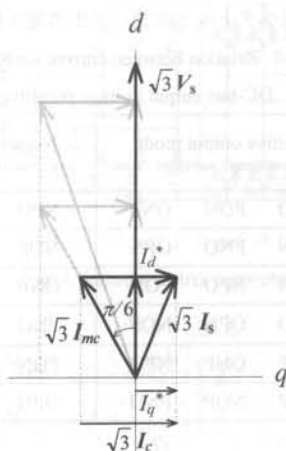


図 8 進み電流補償

Fig. 8. Leading current compensation.

表 2 主回路の電気的パラメータ
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	$R = 12$ Ω , $L = 3.7$ mH
Output Frequency	40 Hz
Carrier Frequency	10 kHz

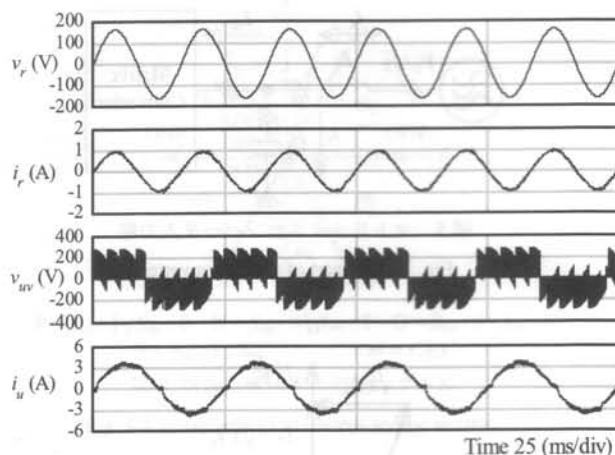
ける I_q^* は,

$$I_q^* = \begin{cases} 0 & \left(\phi \leq \frac{\pi}{6} \right) \\ \sqrt{3}I_c - \frac{1}{\sqrt{3}}I_d^* & \left(\phi > \frac{\pi}{6} \right) \end{cases} \quad (10)$$

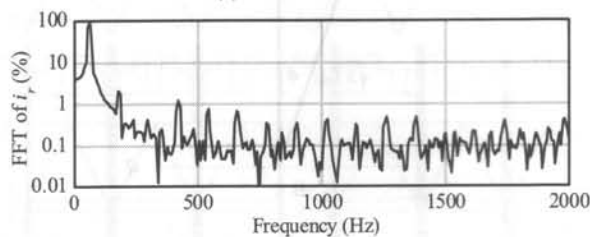
のように与える。

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。進み電流補償の適用条件である ϕ が $\pi/6$ 以上となる負荷は 524 W である。図 9 から図 11 に 230 W 出力時におけるシミュレーション結果を示す。図 9 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^{(1), (2)}。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力率 1 制御を行なうことができる。一方、図 10 に示したように IMC 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。また、FFT 結果より $6n \pm 1$ 次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図 11 に示したように基本波力率は若干悪化するが、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。図 12 と図 13 に DMC ならびに IMC に入力力率 1 制御を行なった場合と、IMC に提案する進み電流補償を施した場合の総合入力力率と総合入力歪率 (THD) を比較したものを示す。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、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



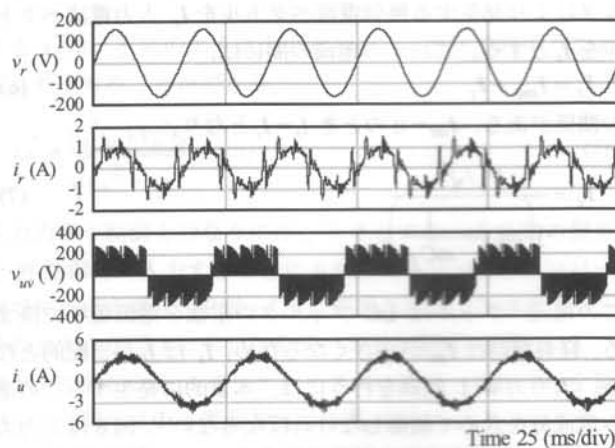
(a) 各部波形



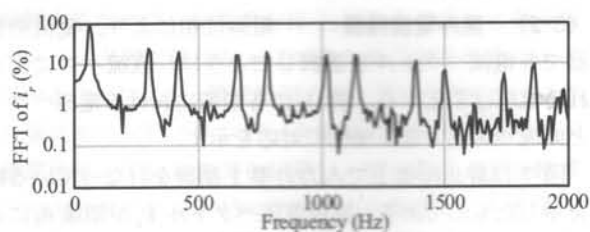
(b) 入力電流の周波数スペクトル

図 9 230 W 出力時の DMC シミュレーション波形

Fig. 9. Simulation result of DMC at 230-W output.



(a) 各部波形

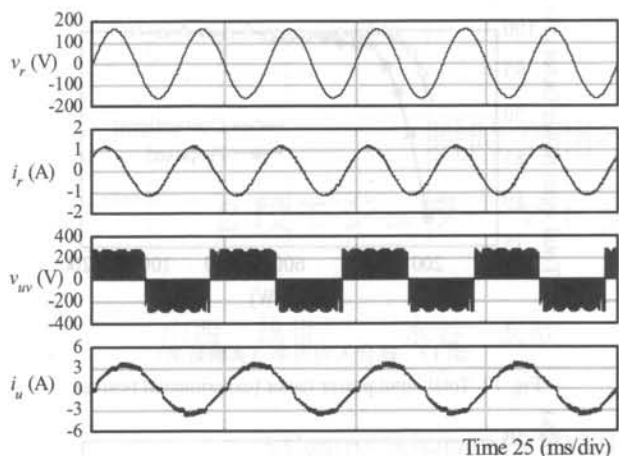


(b) 入力電流の周波数スペクトル

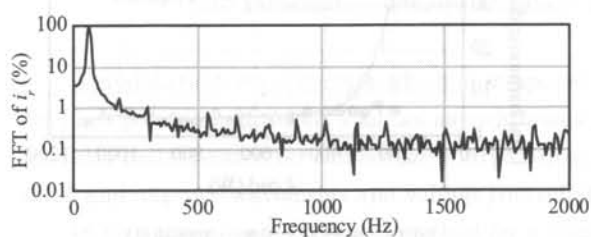
図 10 230 W 出力時の IMC シミュレーション波形 (従来法)

Fig. 10. Simulation result of IMC at 230-W output (conventional).

は犠牲となるが THD は大幅に改善される。負荷 230 W 出力時において力率 1 制御を行なったとき、IMC の入力力率は



(a) 各部波形



(b) 入力電流の周波数スペクトル

図 11 230 W 出力時の IMC シミュレーション波形 (提案法)

Fig. 11. Simulation result of IMC at 230-W output (proposed).

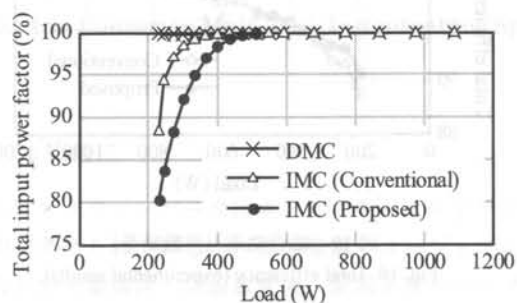


図 12 総合入力力率 (シミュレーション結果)

Fig. 12. Total input power factor (Simulation results).

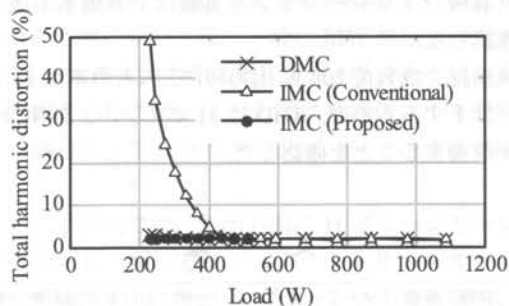
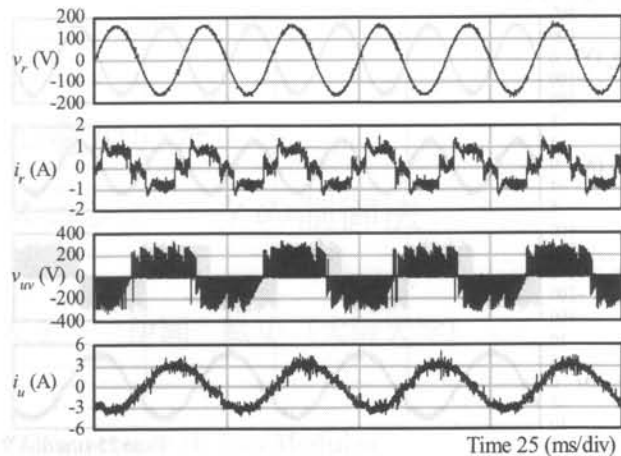


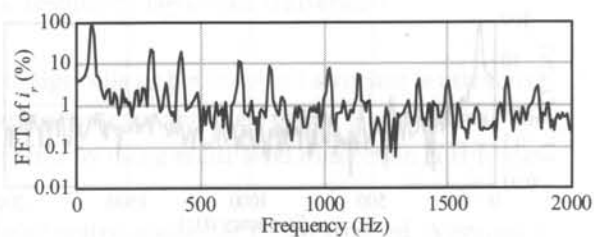
図 13 総合入力歪率 (シミュレーション結果)

Fig. 13. Total harmonic distortion of input current (Simulation results).

88.3 %, THD (30 次まで) は 48.8 % であるが, 補償を施すと入力力率 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。



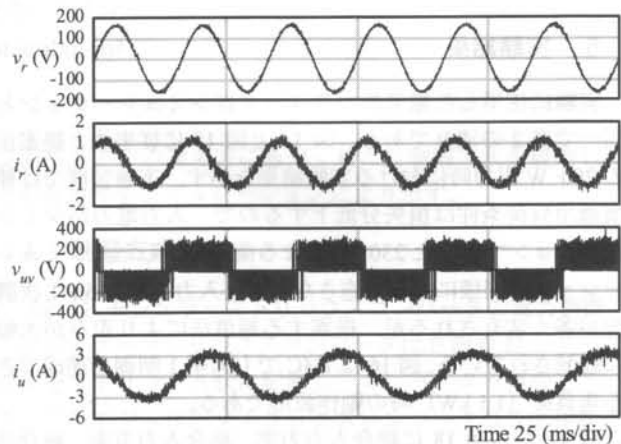
(a) 各部波形



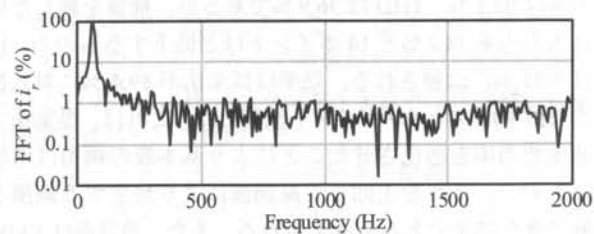
(b) 入力電流の周波数スペクトル

図 14 200 W 出力時の IMC 実験波形 (従来法)

Fig. 14. Experimental result of IMC at 200-W output (conventional).



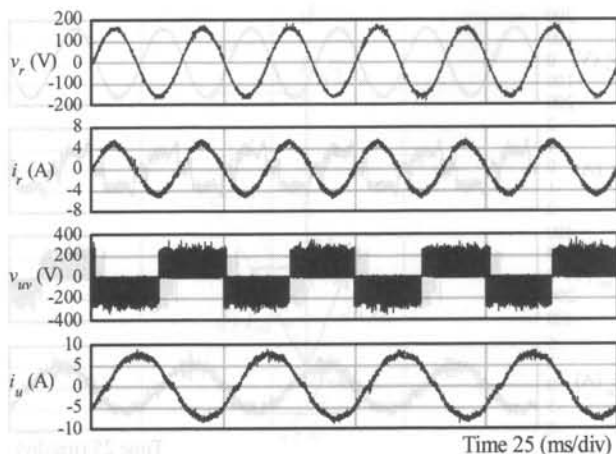
(a) 各部波形



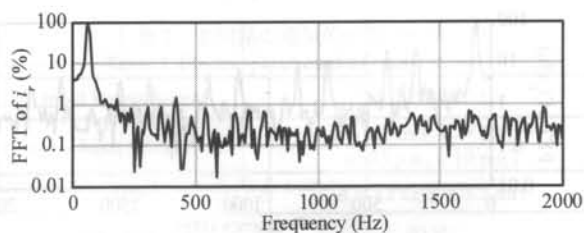
(b) 入力電流の周波数スペクトル

図 15 200 W 出力時の IMC 実験波形 (提案法)

Fig. 15. Experimental result of IMC at 200-W output (proposed).



(a) 各部波形



(b) 入力電流の周波数スペクトル

図 16 重負荷 (1.1 kW) 時の IMC 実験波形

Fig. 16. Experimental result of IMC at heavy (1.1-kW) load.

5. 実験結果

実験に使用した電気的パラメータはシミュレーションと同一で表 2 の通りである。図 14 と図 15 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。実験装置では補償適用負荷条件は損失分低下するので、入力電力がシミュレーションで示した 230 W となる条件で示した。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 $6n\pm 1$ 次調波が多く含有されるが、提案する補償法により歪みが大幅に軽減されている。図 16 は IMC でも力率 1 制御を達成できる重負荷 (1.1 kW) 時の動作波形である。

図 17 から図 18 に総合入力力率、総合入力歪率、総合効率の比較を示す。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。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。これは、提案法では基本波力率を悪化させたことにより基本波の銅損は増加したものの、それを上回って高調波により発生する銅損を抑制できた結果であると考えられる。また、重負荷 (1.1 kW) 時には、最高で入力力率 99.9 %, THD 3.03 %, 効率 94.0 % を確認した。

6. まとめ

本稿では単方向スイッチのみで構成された IMC において、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

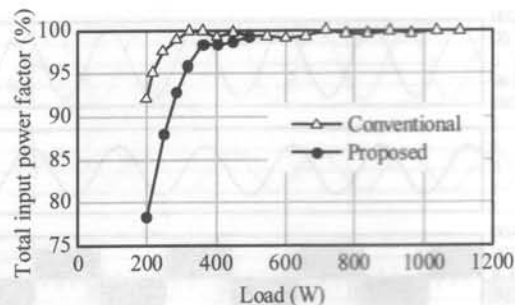


図 17 総合入力力率 (実験結果)

Fig. 17. Total input power factor (experimental results).

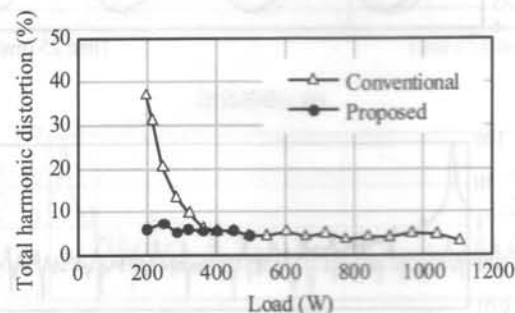


図 18 総合入力歪率 (実験結果)

Fig. 18. Total harmonic distortion of input current (experimental results).

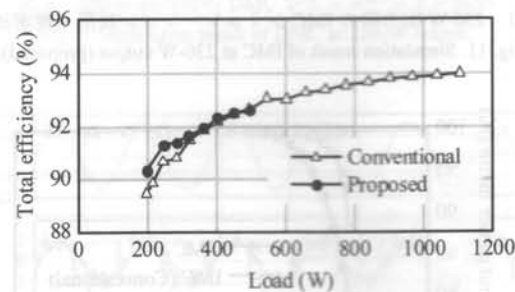


図 19 総合効率 (実験結果)

Fig. 19. Total efficiency (experimental results).

域で入力力率 1 制御が不可能であることを示すとともに、入力電流歪を大幅に改善する進み電流補償を提案した。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。

実験検証では負荷 200 W 出力時に、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) 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:「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」半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-11-111 (2011)