

ゼロ電圧スイッチング制御法を適用した インダイレクトマトリックスコンバータの波形改善

日向 敏文* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Improvement of Waveforms for an Indirect Matrix Converter using the Zero Voltage Switching Method
Toshifumi Hinata*, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a novel voltage error compensation method by commutation for an indirect matrix converter using a zero voltage switching (ZVS) method. The ZVS method reduces junction temperature of the inverter side switching devices because the switching loss of the inverter can be reduced. However, the input current error is generated by the commutation operation. In this paper, a command compensation on software and a pulse width compensation on hardware are proposed. As a result, the compensation methods have been confirmed by the experimental results. The total harmonic distortion (THD) of the input current using the command compensation and the pulse width compensation are 6.16% and 1.29%, respectively. These results prove capableness and effectiveness of the proposed compensation methods.

キーワード：インダイレクトマトリックスコンバータ，直接形電力変換器，電流形整流器，誤差補償
(Keywords, Indirect matrix converter, Direct power convertor, Current source converter, Error compensation)

1. はじめに

近年，モータ駆動などの可変速制御を必要とする産業用途において交流から交流へ電力を変換する AC-AC 電力変換器が盛んに用いられている⁽¹⁻⁵⁾。従来の回路構成としてダイオード整流器と電圧形 PWM インバータを組み合わせたシステムがある。しかしダイオード整流器は電源の高調波電流が問題となる。よって，用途，容量に応じて，高調波規制を満たすために電圧形 PWM 整流器と電圧形 PWM インバータを組み合わせた Back-to-Back (以下，BTB)システムが一般に使用される。

しかし，これらの回路は，モータ始動時に高トルクを必要とする場合や，サーボロック動作の際に，負荷電流がインバータ側の特定素子に長時間集中して流れる問題がある。素子への電流集中が生じるとジャンクション温度が動作温度範囲を超え，破壊に至る恐れがある。また，スイッチング素子のジャンクション温度が大きく変動し，熱膨張率の違いからワイヤボンディングやはんだ層に大きな応力ひずみを与え，寿命が低下する。

一般に，素子の使用限界はジャンクション温度により制約を受けるため，エレベータやサーボシステムのような低速大トルク運転を必要とする用途では定格容量に対して数倍の電流容量を持つ素子が選定される。この結果，インバータ容量の増加，高コスト化を招く。また前述の回路は，

直流リンクに平滑用の電解コンデンサを必要とし，これも回路の大型化や短寿命化の一因となっている。

一方で，直流リンクに電解コンデンサなどのエネルギーバッファを介すことなく交流を直接，周波数が異なる交流電力に変換することが可能なマトリックスコンバータが研究されている。近年注目されている回路構成として，従来変換器の素子を転用できるインダイレクトマトリックスコンバータ(以下，IMC)がある。双方向スイッチを9つ必要とする従来のマトリックスコンバータと比べて，IMC のインバータ側には従来の一般的な IGBT モジュールが使い，保護回路も単純化できることなどから低コストでの実現が可能である。また，従来の BTB システムに比べて高効率，小型化の利点を有する。

しかし，IMC は BTB システム同様，低速運転時にインバータ側素子に電流集中が発生する。著者らは，これまでに IMC のインバータ側に発生するスイッチング損失を低減するためにゼロ電圧スイッチング(以下，ZVS)を適用した制御法を提案し，シミュレーションおよび実験により基本的な動作を確認している^(6,7)。しかし，ZVS 制御法では整流器側の転流動作に伴い誤差が生じ，入力電流波形に大きなひずみが生じる。

本論文では ZVS 制御法を適用した IMC の入力電流波形の改善を目的とし，指令値補償法とパルス幅補償法を提案する。指令値補償法は電源電圧の大小関係より領域分けをし

た後、領域ごとに誤差量を指令値に加算することにより補償を行う。指令値補償法は PWM 生成回路を変更することなくソフトウェアの変更のみで良いため、非常に簡単に実現できる。しかし、入力の指令値を補償するため出力側の波形に影響を及ぼす。

パルス幅補償法では転流動作により発生する誤差を 1 スイッチングごとに解析し、PWM 信号のターンオン・オフに独立に誤差分を加算することにより補償を行う。パルス幅補償法は PWM 生成回路に変更が必要なため指令値補償法に比べ回路のロジック数が増える。しかし、誤差分を PWM パルスごとに補償できるため、入出力のスイッチングパターンの干渉を最小限に抑え、より正確な補償が可能となる。

ここではまず、提案する ZVS 制御法の特徴および動作を紹介する。次に電流形整流器に発生する誤差の解析を行い、指令値補償法とパルス幅補償法のそれぞれについて説明する。最後に、1.5kW 負荷を用いた実験により入力電流波形の改善を確認する。

2. 回路構成とゼロ電圧スイッチング制御法

(2.1) 回路構成

図 1 に BTB システムの回路構成を示す。BTB システムは入力に昇圧リアクトルと直流リンク部に平滑用の電解コンデンサが必要となる。この電解コンデンサの寿命は周囲温度に左右され、用途によってはメンテナンスを必要とする。

図 2 に IMC の回路構成を示す。IMC は電流形 PWM 整流器と電圧形 PWM インバータで構成されている。入力にはフィルタ用リアクトルとフィルタ用コンデンサが必要であるが、カットオフ周波数はスイッチング周波数の 1/10 程度なので、ともに昇圧用リアクトルや平滑用コンデンサに比べ非常に小型のもので済む。

IMC の制御法として一般的に用いられている方式は整流器側にゼロ電流スイッチングを適用する制御法である。ゼロ電流スイッチング制御法は、整流器側スイッチはゼロ電流期間でのスイッチングとなるために負荷開放を防ぐために設けている整流器側のオーバーラップ期間を省略することができる。しかし、BTB システム同様にインバータ側にスイッチング損失が発生する。

(2.2) ゼロ電圧スイッチング制御法

図 3 に提案する ZVS 制御法の制御ブロック図を示す。ZVS 制御法では、出力電圧の振幅を整流器側で制御し、出力電圧の周波数はインバータ側で制御する。提案法を適用することでインバータ側の電力損失が導通損失のみとなるため、損失が低下し、スイッチング素子のジャンクション温度を下げることができ、同時に温度の変動幅も抑制することができる。

IMC の制御は整流器側とインバータ側に分けることができるが、直流リンク部にエネルギーバッファを持たないため出力電圧の制御は入力電流の制御に影響を与える。入力

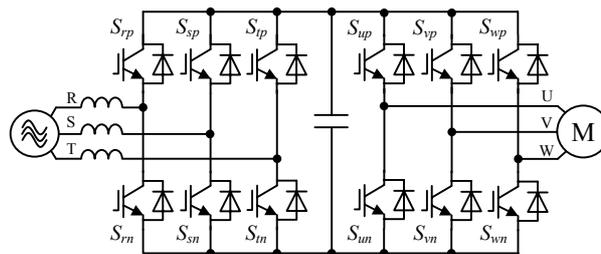


図 1 Back to Back システム

Fig. 1. Back to Back converter.

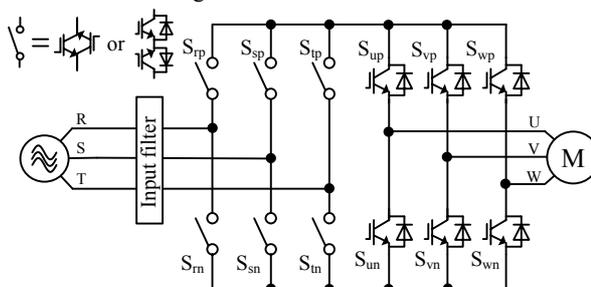


図 2 インダイレクトマトリックスコンバータ

Fig. 2. Indirect matrix converter.

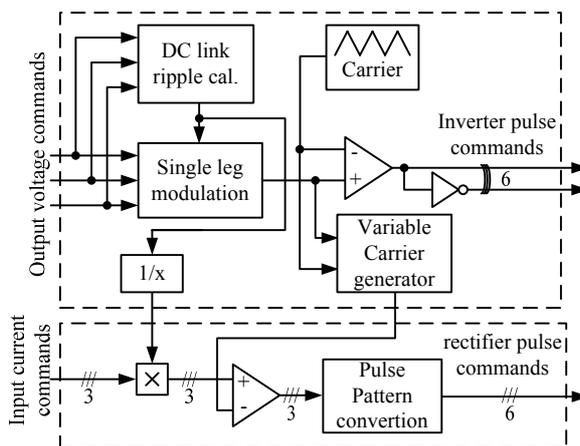


図 3 制御ブロック図

Fig. 3. Control block diagram of the proposed method.

電圧 $[v_r, v_s, v_t]$ と出力電圧 $[v_u, v_v, v_w]$ の関係を(1)式に示す。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} \\ S_{rn} & S_{sn} & S_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

ここで、スイッチング関数 $s=1$ でスイッチ S はオン、 $s=0$ でスイッチ S はオフと定義する。IMC は入力と出力を同時に制御する必要があり、出力電圧はインバータ側のスイッチング関数だけでなく、整流器側のスイッチング関数によっても変化する。

図 4 にインバータ側と整流器側のスイッチングパターン生成法を示す。インバータ側の制御は一相変調を用いており、スイッチングを行う期間は 2/3 周期である。直流リンク電圧 v_{dc} は線間電圧指令を $v_{line}^* = v_u^* - v_v^*, v_v^* - v_w^*, v_w^* - v_u^*$ とすると(2)式で表される。

$$v_{dc} = \max(|v_{line}^*|) \dots \dots \dots (2)$$

また、キャリア比較に用いられる出力電圧指令 $v_{phase}^{**} (=v_u^{**}, v_v^{**}, v_w^{**})$ は(3)式により表される。

$$v_{phase}^{**} = \frac{3v_{phase}^*}{v_{dc}} \dots \dots \dots (3)$$

ここで、 v_{phase}^* は各相電圧指令であり、 $|v_{phase}^{**}| < 1$ である。整流器側のスイッチングはインバータ側のスイッチングタイミングに合わせて直流リンク部にゼロ電圧ベクトル期間を発生させる。ゼロ電圧ベクトル期間をインバータ側のスイッチングタイミングと一致させるため、図4に示すように整流器側のキャリアを変形する。したがって、インバータ側スイッチの切り換えタイミングでは、常に直流リンク電圧がゼロであるためZVSが実現される。ここで注目すべき点は変形キャリア波形のピーク位置が移動しても、キャリアの1周期間ではデューティ比は一定に保たれるため、キャリア1周期の平均入力電流は変化しないことである。ゼロ電圧ベクトルは整流器側の1相を上下アーム同時にオンすることにより直流リンク部を短絡させて生成する。

直流電圧の制御は、出力電圧波形を正弦波にするため、直流リンク部に(2)式で計算したリプル成分を重畳する。このため、整流器側の指令値に脈動分を乗ずる。入力相電流指令を $i_{phase}^* (=i_{rt}^*, i_{sr}^*, i_{ts}^*)$ とすると、補正した入力相電流指令 $i_{phase}^{**} (=i_{rt}^{**}, i_{sr}^{**}, i_{ts}^{**})$ は(4)式により表される。

$$i_{phase}^{**} = i_{phase}^* \cdot v_{dc} \dots \dots \dots (4)$$

整流器側のスイッチングパターンは(4)式により補正した電流指令とキャリアを比較した後に、電圧形から電流形スイッチングパターンに双対変換することにより得られる⁽⁸⁾。

〈2・3〉 低速運転時におけるジャンクション温度の比較

図5に出力電力7kW、出力周波数1Hzにおけるインバータ側IGBTのジャンクション温度のシミュレーション結果を示す⁽⁶⁾。熱シミュレーションはIGBTの過渡熱抵抗より求めた熱解析モデルと損失解析から得られた瞬時損失を用いて、ジャンクション温度を計算している。図5よりZVSを適用したIMCはBTBシステムに比べて、最大温度を8℃引き下げることができ、加えて、ジャンクション温度の変動幅を3/4に低減できる。この結果、小さい電流定格のチップが使用できる。さらに、素子への熱応力を低減できることから、信頼性の向上を図れる。また、逆の見方をすれば同一定格の素子を用いる場合、ZVS制御法を用いればより低速、高トルクでの運転が可能となる。

3. 転流誤差補償

ZVS制御法では整流器側に直流リンク電流の開放を防ぐためにオーバーラップ期間を設ける必要がある。このオーバーラップ期間により入力電流波形がひずみ、高調波電流が発生する。ここでは、ソフトウェアによる指令値の変更のみの簡便な指令値補償法を提案し、次にPWMパルスごと

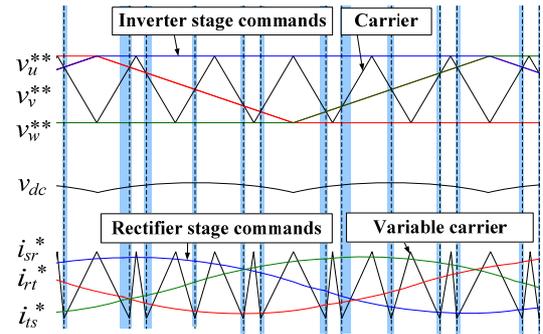
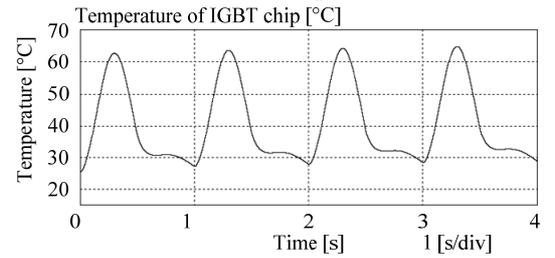
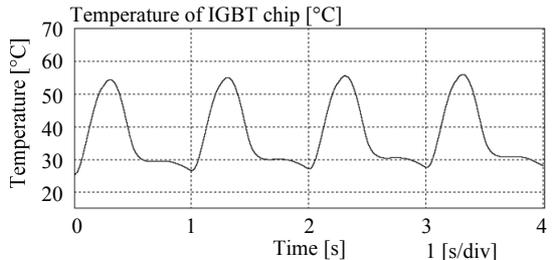


図4 インバータと整流器のスイッチングモード
Fig. 4. Relation among the carrier, the output commands and the input commands.



(a) Back to Back converter.



(b) Indirect matrix converter.

図5 ジャンクション温度の熱シミュレーション
Fig. 5. Junction temperature of the IGBT.
(Output power: 7kW, Output frequency: 1Hz)

の補償が可能なパルス幅補償法を提案する。

〈3・1〉 指令値補償法

図6(a)に電流形整流器の回路図を示す。いま、図6(a)において電源電圧 $V_r > V_s$ の場合を考える。オーバーラップ期間中は電位の高いR相が導通している状態であり、S相へは電流は流れない。よって、 S_{rp} から S_{sp} への転流では、 S_{sp} のゲート指令の立ち上がりよりオーバーラップ期間分だけ遅れてS相に直流リンク電流が流れ始める。一方で S_{rp} から S_{rp} へ転流する場合、ゲート指令と同時に電位の高いR相が導通する。すなわち誤差は発生しない。

図6(b)にキャリア1周期の整流器側スイッチングパターンと入力電流誤差の例を示す。図6(b)の電源電圧大小関係は $V_r > V_s > V_t$ であり、図中の T_o はオーバーラップ期間を示している。電流形整流器で発生する入力電流誤差は負荷電流の開放を防ぐために設けたスイッチ間のオーバーラップ時間により発生する。図6(b)においてオーバーラップ期間中に発生する電流誤差は、電源電圧 v_r, v_s, v_t の大小関係に依存しており、キャリア1周期間のスイッチング6回のうち3回で転流誤差が発生する。図6(b)より結果として、キャリア1周期中のオーバーラップによる平均線電流誤差 $\Delta I_r, \Delta I_s, \Delta I_t$ は

(5)式で表せる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_r &= 2f_c I_{dc} T_o \cdot D(v_r) \\ \Delta I_s &= 2f_c I_{dc} T_o \cdot D(v_s) \\ \Delta I_t &= 2f_c I_{dc} T_o \cdot D(v_t) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (5)$$

ここで、 f_c : スwitching周波数、 I_{dc} : 直流リンク電流、 T_o : オーバーラップ時間、 v_r, v_s, v_t : 電源電圧である。 $D(v_r)$ は大小関係の判別式であり R 相が最大相のときに $D=1$ 、中間相のときに $D=0$ 、最小相のときに $D=-1$ とする。(5)式より、オーバーラップによる電流誤差は直流リンク電流 I_{dc} とスitching周波数 f_c 、オーバーラップ時間 T_o にのみ依存する。

次に、電流形整流器の制御は相電流を指令値として変調しているため相電流に対する誤差量 $\Delta I_{rt}, \Delta I_{sr}, \Delta I_{ts}$ を求める。線電流と相電流の関係より、線電流に発生する誤差量 $\Delta I_r, \Delta I_s, \Delta I_t$ と相電流に発生する誤差量 $\Delta I_{rt}, \Delta I_{sr}, \Delta I_{ts}$ の関係は(6)式であらわされる。

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{rt} &= \frac{1}{3}(\Delta I_r - \Delta I_t) \\ \Delta I_{sr} &= \frac{1}{3}(\Delta I_s - \Delta I_r) \\ \Delta I_{ts} &= \frac{1}{3}(\Delta I_t - \Delta I_s) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

(6)式から得られた相電流誤差を電流形整流器の指令値に加算することにより入力電流誤差を補償する。

図 7 に指令値補償法のブロック図を示す。電源電圧の大小関係から判別式 D により補償する相を確定し、相電流誤差を指令値に加算する。

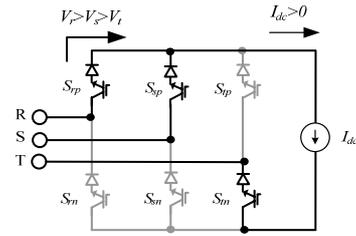
〈3.2〉 パルス幅補償法

図 8 にパルス幅補償法を示す。本補償法は文献(10)でインバータに対して提案された補償法を電流形整流器に応用している。パルス幅補償法では図 8(b)に示す入力電圧値の電圧大小関係 V_{area} に基づき PWM パルスを補償する。パルス幅の補正は FPGA により誤差パルス分を直接ゲート指令に加算する。

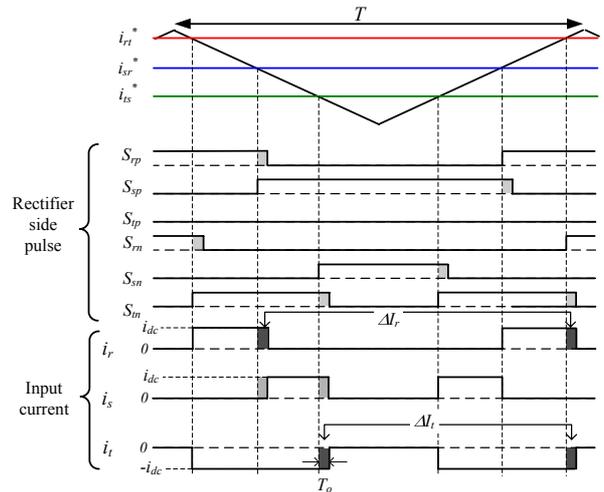
図 9 に力行時におけるパルス幅補償法の動作を示す。上アームスイッチでは、電源電圧の高い相のスイッチ S_{high} から低い相のスイッチ S_{low} への転流時に誤差が発生する。よって、パルス幅補償法では電位の低い相のスイッチ S_{low} から高い相のスイッチ S_{high} への転流指令を T_o 分遅らせることにより誤差を補償する。そうすることで本来のゲート指令期間 T_s と電流の流通期間が一致する。一方、下アームスイッチ間のオーバーラップ期間中は電位の低い相 S_{low} が導通する。よって、上アームとは反対に、電位の高い相から低い相への転流指令を T_o 分遅らせることで補償する。

4. 実機検証

図 10 に ZVS 制御法の動作波形の拡大図を示す。図より直流リンク電圧がゼロの期間にインバータ側スイッチのゲート指令が変化していることが確認できる。直流リンク部は整流器側の R 相の上下スイッチを同時にオンすることによ



(a) Current source rectifier.



(b) Relationship between reference pulse and voltage error.

$$(V_r > V_s > V_t)$$

図 6 オーバーラップ期間に発生する誤差電流

Fig. 6. An error voltage occurrence at overruptime period.

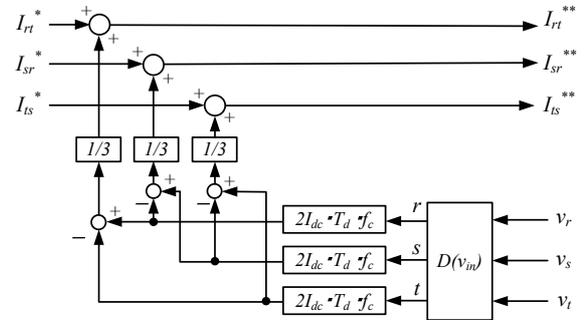
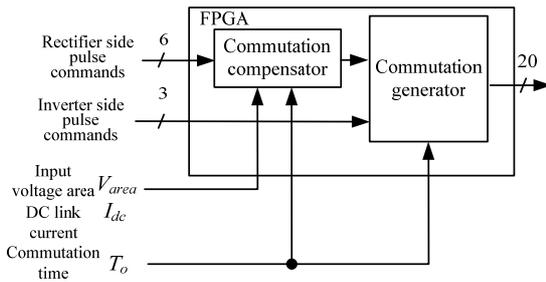


図 7 指令値補償法

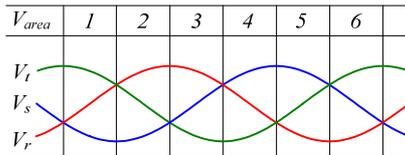
Fig. 7. Command compensation.

り短絡し、ゼロ電圧を作り出す。

図 11 に ZVS 制御法において、(a)転流誤差補償なし、(b)指令値補償法、(c)パルス幅補償法の適用時の入力電圧、入力電流、出力電圧、出力電流波形を示す。負荷は RL 負荷を用いており、実験パラメータは表 1 に示す通りである。なお、図 11 の出力電圧波形は低周波成分を観測するためにカットオフ周波数 1kHz のローパスフィルタを介した波形である。図 11(a)では出力波形は正弦波であるが、整流器側に設けた転流期間により入力の電流波形に 8.8%の総合ひずみ率 (THD)が生じる。これに指令値補償法を適用することによ



(a) 誤差補償制御ブロック図
(a) Control block diagram.



(b) 入力電圧大小関係の領域
(b) The area of the input voltage relation.

図 8 パルス幅補償法

Fig. 8. Pulse width error compensation.

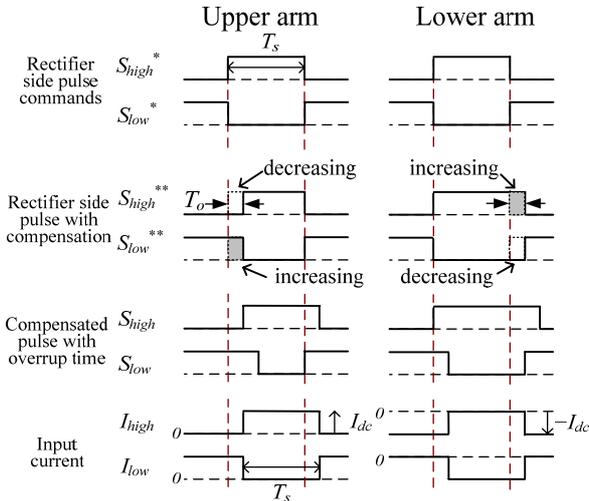


図 9 パルス誤差補償の動作

Fig. 9. The method of the pulse error compensation.

り、図 11(b)に示すように、入力電流 THD を 6.2% と 30% 低減できる。しかし、指令値補償法では入力電流は補正されるが、出力電圧制御に影響が残るため、出力側にひずみが残存する。一方、図 11(c)では入出力波形ともに正弦波に制御されており、入力電流および出力電流の THD はそれぞれ、1.3%、1.1% である。

図 12 に入力電流、出力電流の THD を示す。誤差補償法を適用することで広い出力範囲で入力電流ひずみ率を改善できる。指令値補償法では入力電流に比べて出力電流波形の改善は少ない。一方、パルス幅補償法では、オーバーラップタイムによるひずみを PWM パルスごとに直接補正するため、入出力波形ともに良好な結果が得られる。

図 13 に効率と入力力率の結果を示す。効率は補償なし、

表 1 実験条件

Table 1. Experimental parameters.

Input voltage	200 [Vrms]
Input frequency	50 [Hz]
Carrier frequency	10 [kHz]
Output frequency	40 [Hz]
LC filter	L: 3 [mH]
	C: 6.6 [μ F]
Cut-off frequency	1.1 [kHz]
load	R: 12.6 [Ω], L: 3 [mH]

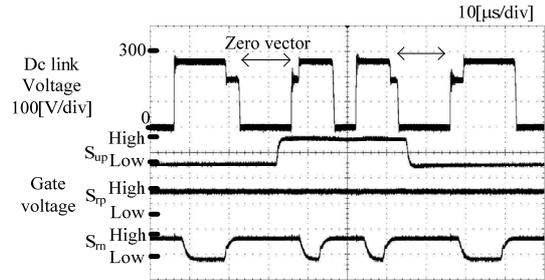


図 10 ゼロ電圧スイッチングの様子

Fig. 10. Expansion of the operating waveform to confirm the zero voltage switching.

指令値補償法、パルス幅補償法とも同程度である。最高変換器効率は 94.4% を達成した。入力力率は、補償法を適用することで、広範囲で改善できる。パルス幅補償法では入力力率ほぼ 1 である。

5. まとめ

本論文ではゼロ電圧スイッチング制御法を適用したインダイレクトマトリックスコンバータにおける入力電流波形の改善を目的とし、ソフトウェアによる指令値補償法とハードウェアによるパルス幅補償法を提案した。各電流誤差補償法について、1.5kW の誘導性負荷を用いた実験により提案法の動作を検証し、以下の結果を得た。

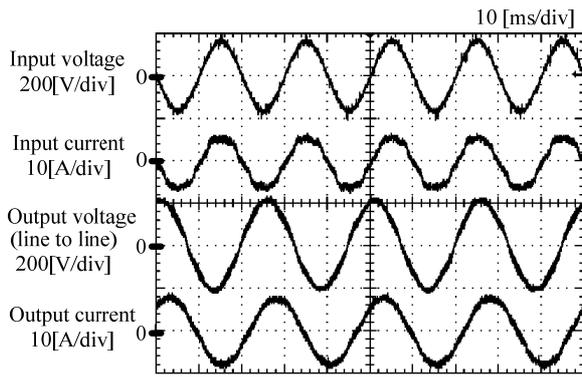
(1) 指令値補償法

- 入力力率 98.9%
- 入力電流ひずみ率 6.2%
- 出力電流ひずみ率 3.0%

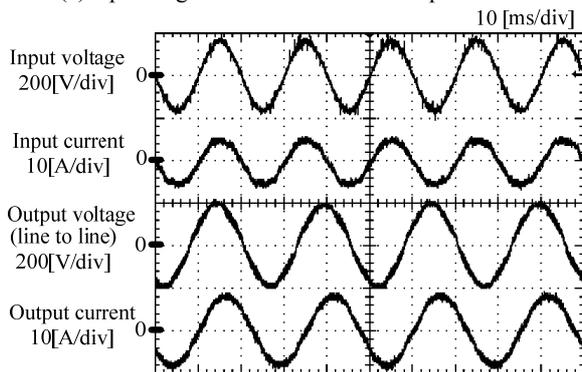
(2) パルス幅補償法

- 入力力率 99.8%
- 入力電流ひずみ率 1.3%
- 出力電流ひずみ率 1.1%

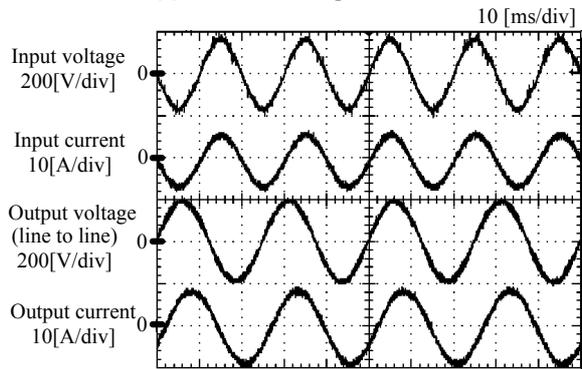
指令値補償法はソフトウェアの変更のみで良いため、非常に簡単に実現できるが、出力波形にひずみが残存する。一方パルス幅補償法は PWM 生成回路を変更するため指令値補償法に対して複雑となるが、転流時間を付加する前のパルスが復元されるため出力波形への影響を抑えることができる。実験から指令値補償法、パルス幅補償法による ZVS 制御法を適用した IMC の入力電流波形の改善を確認した。



(a) 誤差補償前の動作波形
(a) Operating waveforms without compensation.

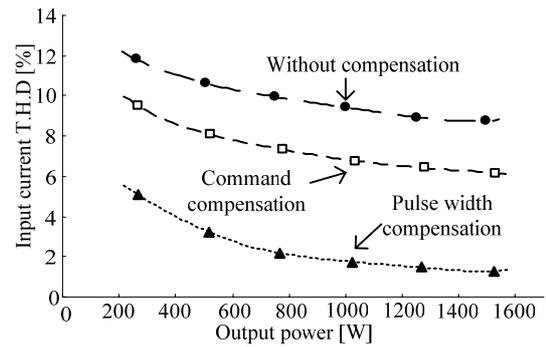


(b) 指令値補償法
(b) Command compensation.

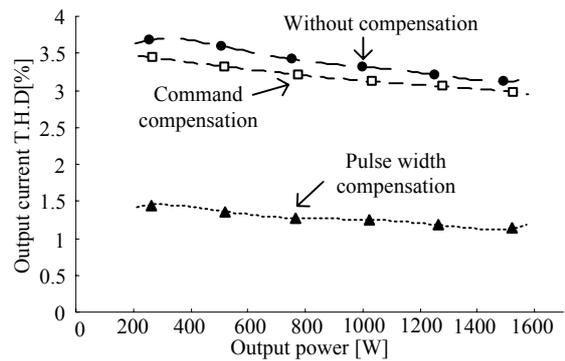


(c) パルス幅補償法
(c) Pulse width compensation.

図 11 実験結果 ($T_o=2\mu s$)
Fig. 11. Experimental results.



(a) 入力電流 THD
(a) THD of the input current.



(b) 出力電流 THD
(b) THD of the output current.

図 12 総合ひずみ率

Fig. 12. Total harmonics distortion.

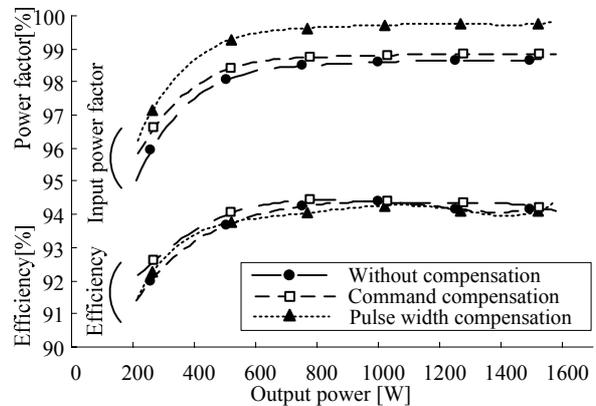


図 13 効率, 入力力率

Fig. 13. Efficiency and input power factor.

Approach to Practical Matrix Converter Motor drive System with RB-IGBT", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.2380-2385, 2004.

文 献

- (1) J. W. Kolar, F. Schafmeister, S. D. Round, H. Ertl, "Novel Three-Phase AC-AC Sparse Matrix Converters", IEEE Transactions, Vol.22, No.5, pp.1649-1661, 2007.
- (2) 篠原, 山本: 「直接形交流電力変換回路の技術動向」, 電学論 D, 126 巻, 9 号, pp.1161-1170, 2006.
- (3) B. Wang, G. Venkataramanan, "A Carrier Based PWM Algorithm for Indirect Matrix Converters", PESC, 2006.
- (4) T. Friedli, M.L. Heldwein, F. Giezendanner, J.W. Kolar, "A High Efficiency Indirect Matrix Converter Utilizing RB-IGBTs", PESC, 2006.
- (5) J. Itoh, I. Sato, A. Odaka, H. Ohguchi, K. Kodachi, "A Novel
- (6) J. Itoh, T. Hinata, K. Kato, D. Ichimura "A Novel Control Method to Reduce an Inverter Stage Loss in an Indirect Matrix Converter" IECON, Portugal, 2009.
- (7) 日向, 加藤, 伊東: 「低速運転時のインバータ素子温度の上昇回避法」平成 21 年産業応用, pp.I-369, 2009.
- (8) 竹下, 外山, 松井: 「電流形三相インバータ・コンバータの三角波比較方式 PWM 制御」電学論 D, 116 巻, 1 号, pp106-107, 1996.
- (9) 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, 457-463, 2004.
- (10) 加藤, 伊東: 「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, 128 巻, 5 号, pp.623-630, 2008.