

低速運転時のインバータ素子温度の上昇回避法

学生員 日向 敏文, 学生員 加藤 康司, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Suppression Method of Rise in Temperature for Inverter Stage Devices at Low-Speed Region

Toshifumi Hinata, Student Member, Koji Kato, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a novel control method of an indirect matrix converter to reduce the switching loss of an inverter stage and to reduce the junction temperature at low output frequency operation. The proposed control method achieves the zero-voltage switching (ZVS) operation in the inverter stage instead of the rectifier stage as in the conventional method. As a result, this method reduces the junction temperature of the switching devices since the switching loss had reduced. The basic performances of the proposed method have been confirmed by the experimental and simulation results. The maximum efficiency and the input power factor are 93.6 % and 98.1 % at 1.5-kW load with 40 Hz output frequency. In addition, the total harmonic distortion (THD) of the input and output current are 10.23% and 2.69%, respectively. These results prove capableness and effectiveness of the proposed control method.

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, ディレーティング

Keywords : Indirect matrix converter, Direct power convertor, Derating

1. はじめに

近年, 交流電源から直接任意の交流電力へ変換可能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⁽¹⁾⁽²⁾。マトリックスコンバータは回路構成からいくつかに分類できる。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。IMCは従来のBack-to-Back(以下BTB)システムに比べて, 直流リンク部に大容量の電解コンデンサがないため小型化できる。また, 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モジュールが使える, 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。

一方で, 一般的なインバータとIMCには共通する問題がある。例えばモータを低回転高トルクで運転する場合, 負荷電流は特定の素子に集中して流れる。素子への電流集中が生じるとスイッチング素子のジャンクション温度が大きく上昇する。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。よって, 低速で運転する用途では, ジャンクション温度を下げるため, チップ面積が大きい素子, すなわち, 定格電流が大きい素子を選定しなければならない。IMCは, 従来のBTBシステムに対して効率向上, 小型化の利点を有する。9スイッチのマトリックスコンバータと同様に熱集中の問題を解決することができれば, より利点がひろがる。これまでに, IMCの入出力波形の改善に対する制御法の研究は盛んに行われてきた⁽³⁾⁽⁴⁾。しかし, 半導体

チップのジャンクション温度の上昇を抑制する制御法は著者らの知る限り報告されていない。

本論文では, IMCにおけるインバータ側素子の損失を低減する制御法を提案し, 実機における基礎的な動作実験を行った。インバータ側のスイッチング損失を低減するために提案法ではゼロ電圧スイッチング(以下ZVS)をインバータ側に適用する。本提案法を適用することで従来のIMCに比べ, インバータ側素子のジャンクション温度のリプルを40%抑制することができる。

本論文では1.5kWの誘導性負荷を用いて実験を行い, 実験結果より提案方法の有用性を確認したので報告する。

2. 回路構成と提案法の特徴

図1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。IMCはインバータ側が従来のインバータと同じ構成であるため, 負荷電流が大きく出力周波数が低い場合, 負荷電流が1つのスイッチング素子に長時間集中する問題が生じる。電流集中が発生するとスイッチング素子のジャンクション温度は急激に上昇し, 温度リプルは出力周波数が低くなるにつれて大きくなる。P-Nジャンクション温度が大きく変動するとスイッチング素子内のチップやワイヤボンディング, はんだ層には熱膨張率の違いから応力ひずみが発生し, 部品の剥離や寿命を縮める原因となる。このため, 信頼性の観点から, 温度上昇を抑制するため, 最低出力周波数を設けるか, 定格電流の大きな素子を使用する。実際に, エレベータやサーボシステムのような低速高トルクの用途では, 高

い定格電流の素子が使用されている。言い換えれば、低速運転時での素子の温度上昇を抑えることができれば、定格電流の小さな素子を使用することができ、低コスト化を図ることができる。

3. 制御方法

提案する制御法ではIMCの低速運転時に発生する影響を抑制するため、インバータ側にZVSを適用する⁽⁵⁾。IMCの従来の制御法に比べ、整流器側では電力損失が増加するものの、可変速駆動する用途では低速駆動時は入力の有効電力が小さくなるため、整流器側に流れる電流は減少する。また、整流器側でスイッチングする素子は電源周波数によって切り替わるので一つの素子に電流集中することはない。したがって、スイッチング損失が整流器側に移ったとしても整流器側には大きな定格電流のスイッチング素子は必要としない。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、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、同時に温度のリプルも抑制することができる。さらに、提案方は従来のIMCに1つの素子も追加しないため、低コストで実現できる点も提案法のメリットである。

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2に提案法の制御ブロック図を示す。提案法では、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。IMCの従来の制御法はインバータ側の上アーム(S_{up}, S_{vp}, S_{wp})もしくは下アーム(S_{un}, S_{vn}, S_{wn})を全オンし、インバータ側で負荷電流を還流させることにより直流リンク部にゼロ電流期間を作り出し、期間中に整流器側のスイッチを切り換えることによりゼロ電流スイッチングを実現する。一方、提案法では整流器側のスイッチング素子の上下アーム(S_{rp}, S_{rn})を短絡させることにより直流リンク電圧をゼロに落とし、インバータ側でZVSを実現する。整流器側は電流形変換器として動作するため、直流リンク部を短絡させたときに電力系統への大きな短絡電流は発生しない。

〈3-1〉インバータ側制御方法

図3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。提案法はインバータ側でZVSを実現するため

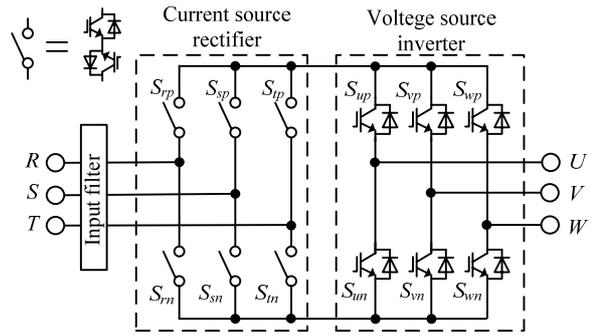


図1 インダイレクトマトリックスコンバータ
Fig. 1. Circuit configuration of the indirect matrix converter.

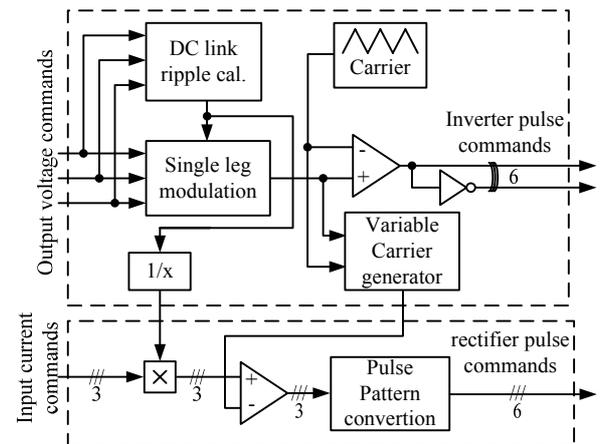


図2 制御ブロック図
Fig. 2. Control block diagram.

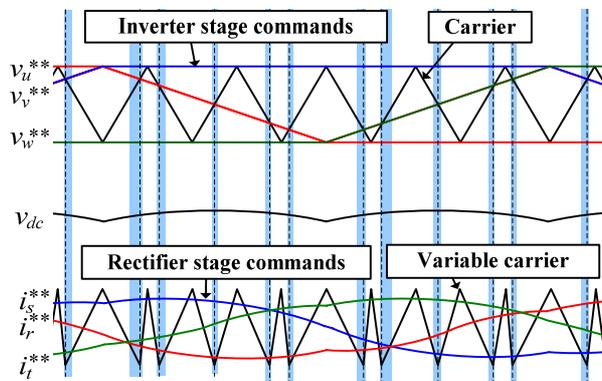


図3 入出力指令とキャリアの関係
Fig. 3. Relation among the carrier, the output commands and the input commands.

に、インバータ側に1相変調方式を適用する⁽⁶⁾。従来の2相変調方式では出力電圧の半周期のうち電気角で $2\pi/3$ の期間スイッチングを行っている。しかし、提案法では1相変調を用いることにより、スイッチングの期間を $\pi/3$ まで低減することができる。しかし、直流リンク電圧を一定とすると、出力線間電圧は正弦波ではなく台形波状になる。したがって、1相変調方式を適用する際は出力電圧波形の歪みを避けるために、直流リンク電圧 v_{dc} は図3に示すように出力周波数の6倍の周波数のリプルを重畳する必要がある。インバータ側のスイッチングパターンは1相変調用の電圧指令と

三角波とのキャリア比較によって得られる。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}^* は各相の相電圧指令であり、 $|v_{phase}^*| < 1$ とする。

3・2) 整流器側制御方法

IMCの電流形整流器のスイッチングパターンは電圧形整流器の三角波比較PWMパターンを作成し、電流形に双対変換している。電流形のスイッチングパターンは三相の上下のアームのうち1相のみ導通するため、電圧形のスイッチングパターンに比べ複雑となるが、双対変換を行うことで電流形整流器を電圧形として考えることができる⁽⁷⁾。

整流器側の制御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3に示すように整流器側のキャリアを補正する。補正したキャリアの下側ピークがちょうどインバータ側のスイッチングタイミングと一致する。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している。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に落ちているためZVSが実現される。ここで注目すべき点は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が一定に保たれているため、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。

次に、直流リンク部に(2)式で計算したリップル成分を重畳させるため、整流器側では入力電流指令を補正する必要がある。入力電流指令を $i_{phase}^* (=i_r^*, i_s^*, i_t^*)$ とすると、補正した入力電流指令 $i_{phase}^{**} (=i_r^{**}, i_s^{**}, i_t^{**})$ 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。双対変換はFPGAなどのデジタル論理回路によって行われる。

4. 提案法の評価

図4に提案法の実験動作波形を示す。提案法の基礎的な動作を確認するためR-L負荷を用いて実験を行った。実験パラメータを表1に示す。図4の出力電圧波形は基本波成分を観測するためにカットオフ周波数1.5kHzのローパスフィルタを介した波形である。入力波形と出力波形ともに良

表1 実験パラメータ

Table 1 Experimental parameters.

Experimental parameter	
Input voltage	200 [Vrms]
Input frequency	50 [Hz]
Carrier frequency	10 [kHz]
Output frequency	40 [Hz]
LC filter	L: 2 [mH]
	C: 6.6 [μF]
Cut-off frequency	1.3 [kHz]
load	R-L

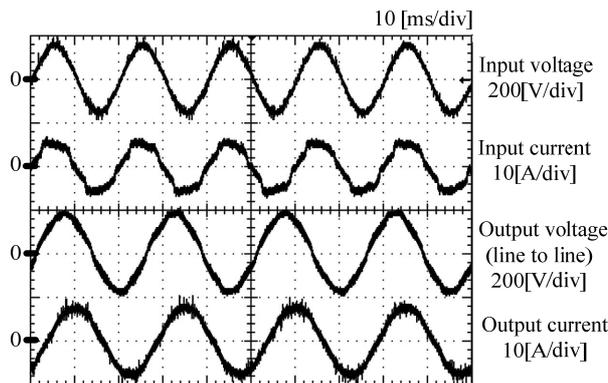


図4 提案法の実験波形

Fig. 4. Steady state operation. (Output frequency :40Hz)

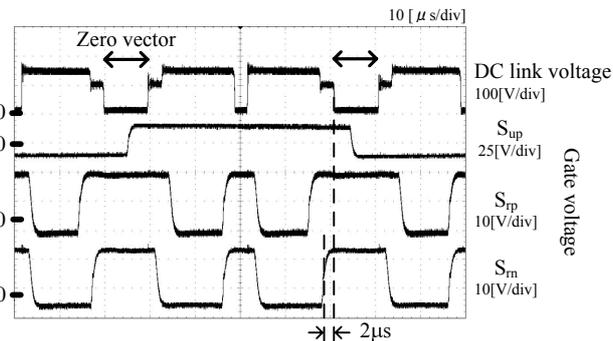


図5 ゼロ電圧スイッチング

Fig. 5. Expansion of the operating waveform to confirm the zero voltage switching.

好な正弦波が得られており、0.98の高い入力率が得られた。

図5にインバータ側のスイッチングタイミング付近を拡大した図を示す。インバータ側は1相変調を適用しているためU相のみスイッチングしている。図5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が切り換わっ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り短絡する。しかし、図5では S_m の立ち上がりより遅れて直流リンク電圧がゼロに落ちている。この理由は整流器側に2μsの転流期間を設けているためであり、この期間は他の相のスイッチが導通している。

図6にR-L負荷を用いたときの入力電流、出力電流の総合歪み率(THD)を示す。実験により入力電流THDは10.23%、出力電流THDは2.69%が得られた。入力電流のTHDが大き

い理由としては整流器側の転流に伴う電圧誤差によるものと考えられる。

図7に提案制御法の効率と入力力率を示す。1.5kWの定格負荷状態で最大入力率は98.1%、最大効率は93.6%が得られた。また、本論文では整流器側の双方向スイッチにIGBTとダイオードの組み合わせを逆向きに直列接続した交流スイッチング素子を使用しているが、逆阻止IGBTを使用することで変換器の効率はおよそ1%改善されることが考えられる。

図8に出力周波数1Hz時の熱解析シミュレーションの比較結果を示す。図8(a)に従来の制御法を用いた場合のジャンクション温度の変化、図8(b)に提案する制御法を用いた場合のジャンクション温度の変化を示す。提案法を適用することで従来のIMCに比べ、インバータ側素子のジャンクション温度のリプルを40%抑制し、ジャンクション部の最大温度を30%下げることができる。つまり最大温度を規定すれば、さらに電流を流すことが可能となる。

5. まとめ

本論文では、IMCのインバータ側損失を低減する新しい制御法の実機での基礎的な動作検証を行った。提案する制御法ではインバータ側にZVSを適用することにより、スイッチング損失と素子の熱ストレスを低減できる。提案する制御法の利点は従来のIMCに新しく素子を追加することなく実現できる点である。したがって、簡単に、かつ低コストで従来のIMCに新しい付加価値をつけることができる。提案法を適用することにより、素子が同じ熱変動を許容するならば、提案法を適用することで、素子にかかる温度リプルを40%抑制することができる。この効果は電流集中がおきる低速運転時や始動時において顕著に表れる。

本提案法について、1.5kWの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) 入力力率0.98、最大効率93.6%を確認した。
- (2) 入力電流、出力電流ひずみ率はそれぞれ10.23%、2.69%を確認した。

入力電流ひずみの大きい理由として、整流器側の転流シーケンスによる電圧誤差が考えられる。今後は入力電流波形の改善と、実機によるスイッチング素子の熱解析を行う。

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) Katuji Shinohara, Kichiro Yamamoto, "Technical Trends of Direct AC/AC Converters", IEEJ Trans. IA, Vol.126, No.9, pp.1161-1170, 2006.
篠原 勝次, 山本 吉朗:「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) 市村 大輔, 伊東 淳一:「インダイレクトマトリックスコンバータのイ

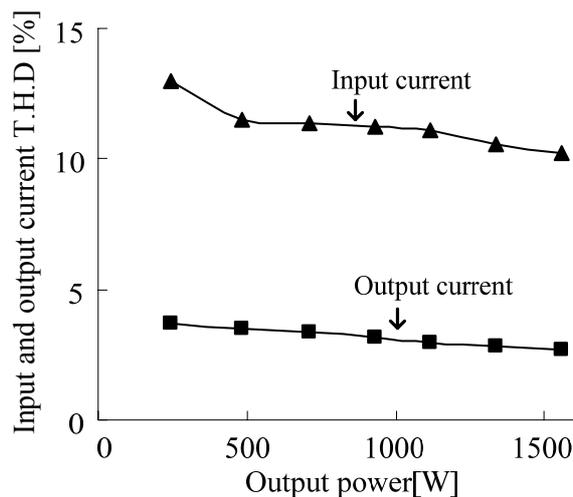


図6 入出力電流ひずみ率
Fig. 6. THD of input and output current.

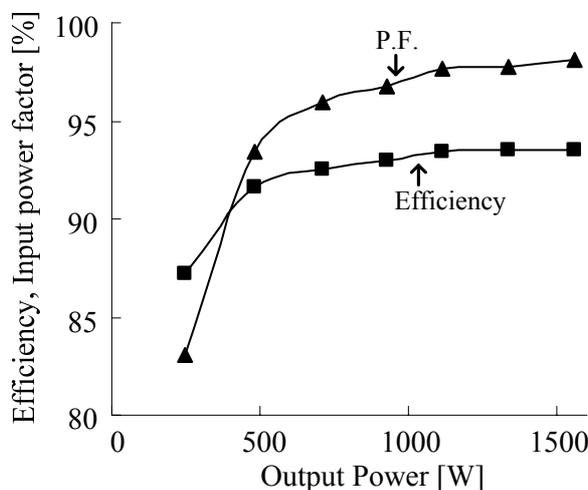
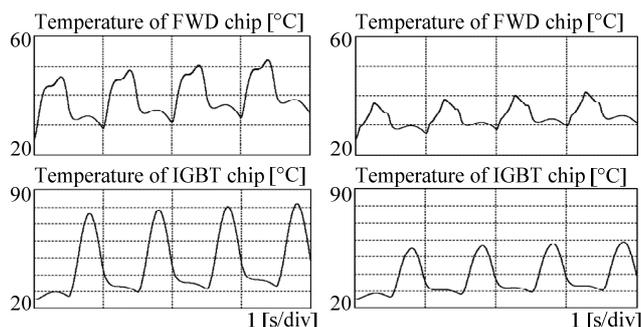


図7 効率及び入力力率
Fig. 7. Efficiency and input power factor.



(a) Conventional method. (b) Proposed method.

図8 インバータ側素子のジャンクション温度
Fig. 8. Junction temperature of the inverter stage devices.

- ンバータ側損失低減による効果の検討」平成20年電気学会東京支部新潟支所研究発表会, 2008.
- (6) J. Itoh, I. Sato, A. Odaka, H. Ohguchi, K. Kodachi, "A Novel Approach to Practical Matrix Converter Motor drive System with RB-IGBT", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp.2380-2385, 2004.
 - (7) T. Takeshita, K. Toyama, M. Matsui, "PWM Scheme for Current Source Three-Phase Inverters and Converters", Transactions on IEEJ Vol.116-D, No.1, 1996.
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.