

# インダイレクトマトリックスコンバータの制御法による チップ温度上昇特性の比較

学生員 日向 敏文, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

## Comparison of Chip Temperature Rise Characteristics between the Control Methods for Indirect Matrix Converter

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

This paper discusses the validity of the proposed zero voltage switching method for an indirect matrix converter by measuring the chip temperature. This control method applies the zero voltage switching to the inverter side to reduce the switching loss. Therefore, the junction temperature of the IGBT in the inverter side is decreased.

The validity of the proposed method is demonstrated with the experimental results. The zero voltage switching method obtains the medium chip temperature of 39°C in comparison with the conventional control method of 70°C for a 1.5kW load after 3 hours operation. Furthermore, the chip temperature difference are 2.7°C for zero voltage switching method and 14.2°C for conventional 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

**Keywords** : Indirect matrix converter, Direct power converter

### 1. はじめに

近年、ハイブリッド自動車や産業用途において交流から交流へ電力を変換する電力変換器が盛んに用いられている<sup>(1-5)</sup>。交流交流変換器の一般的な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入力電流に多くの高調波を発生させ、回生動作もできないため、用途や容量に応じて、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)システムが使用される。これらの回路はエネルギーバッファとして直流リンク部に電解コンデンサを必要とする。電解コンデンサの寿命は周囲温度に大きく依存することから、用途によっては、定期的なメンテナンスが必要となる。また、変換器サイズの大型化、高コスト化の問題も生じる。

一方、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、従来変換器のモジュール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<sup>(3-5)</sup>。IMCは従来の 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 はインバータの回路構成を有するため従来変換器と共通の問題がある。モータ始動時に高トルクを必要とする低速運転時や、サーボロック動作時に、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。一つ

のチップに電流が流れ続けると、そのチップのジャンクション温度が他のチップに比べ急激に上昇し、素子の動作温度範囲を超え、破壊に至る恐れがある。一般に、素子の使用限界はジャンクション温度による制約を受けるため、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変換器の定格容量に対して大きな電流容量を持つ素子が選定される。この結果、変換器容量の増加、高コスト化を招く。さらに、低速運転時におけるスイッチング素子のジャンクション温度は、出力周波数に同期して大きく上昇と下降を繰り返す。パワーデバイス内のワイヤボンディング、シリコンチップ、はんだ接合面の熱膨張係数は異なるため、熱膨張差によりひずみが生じる。このひずみが繰り返し各部材間に生じることにより、接合部に亀裂が進展し、最終的には破断する。一般的に、このような電氣的な負荷による熱疲労寿命はパワーサイクル試験により評価される<sup>(6)</sup>。

著者らは、これまでに低速運転時の電流集中の影響を抑制するために、IMC のインバータ側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、実験により基本的な動作を確認している<sup>(7)</sup>。

本論文では、提案制御法の利点を実験により明確にすることを目的とし、チップの温度上昇を測定し、従来のゼロ電流スイッチング制御法と比較をする。まず従来制御法と提案制御法の動作を説明し、次にチップ温度の測定について述べる。その後、実験結果を示し、提案するゼロ電圧スイッチング制御法の有用性を確認する。

## 2. IMC の制御法

### <2.1> ゼロ電流スイッチング制御法

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 の制御法として、整流器側の素子にゼロ電流スイッチング(以下、ZCS)を適用した制御法がある<sup>(3)</sup>。従来制御法では、整流器のスイッチングタイミングに合わせてインバータ側でゼロベクトルを生成する。ゼロベクトル期間はインバータ側の上アームもしくは下アームのスイッチを全てターンオンすることで得られ、この期間中は負荷電流がインバータ内を還流するため直流リンク電流は流れない。従って、整流器側のスイッチングによる負荷電流の開放が発生しないため、整流器側のオーバーラップ期間を省略し、スイッチングパターンの単純化が図れる。しかしながら、インバータ側にはスイッチング損失と導通損失分のジュール熱が発生する。

### <2.2> ゼロ電圧スイッチング制御法

提案するゼロ電圧スイッチング制御法ではジャンクション温度の上昇を抑制するために、インバータ側に ZVS を適用する<sup>(7)</sup>。提案制御法では、インバータ側の発熱はスイッチング損失を含まないため、ジャンクション温度の上昇を下げることができ、同時に温度の変動幅も低減できる。さらに、提案法は回路方式を変更しないため、低コストで実現できる。提案制御法は従来制御法に比べ、整流器側での電力損失が増加するものの、整流器側のスイッチングする素子は電源の周波数によって一定に切り替わるので低速運転時の電流集中は生じない。また、可変速駆動する用途では低速駆動時の入力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。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を必要としない。

図 2 に提案制御法の動作原理を示す。提案制御法では整流器側のスイッチング素子の上下アーム( $S_{ip}$ ,  $S_{in}$ )を短絡させることにより直流リンク電圧をゼロとし、インバータ側で ZVS を実現する。

図 3 に提案制御法の制御ブロック図を示す。提案制御法ではインバータ側に一相変調を用いており、出力電圧周波数はインバータ側で、電圧振幅は整流器側で制御する<sup>(7)</sup>。

## 3. 実験結果

### <3.1> 動作試験

図 4 に提案制御法の動作波形を示す。出力線間電圧は基本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。入出力共に良好な正弦波が得られており。入力電流ひずみ率は 1.3%、出力電流ひずみ率は 1.1%である

### <3.2> 温度測定実験

図 5 にチップ温度測定に用いるインバータ側 IGBT モジュールを示す。チップ温度はサーモグラフィと放射温度計

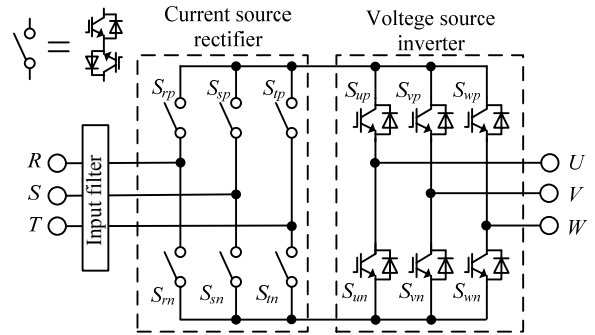


図 1 インダイレクトマトリクスコンバータ  
Fig. 1. Circuit configuration of the indirect matrix converter.

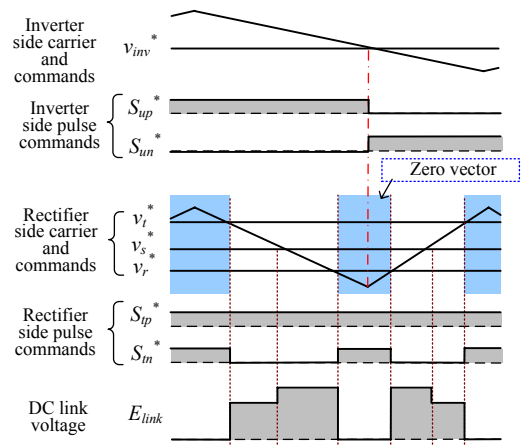


図 2 ゼロ電圧スイッチング制御法  
Fig. 2. Zero voltage Switching method.

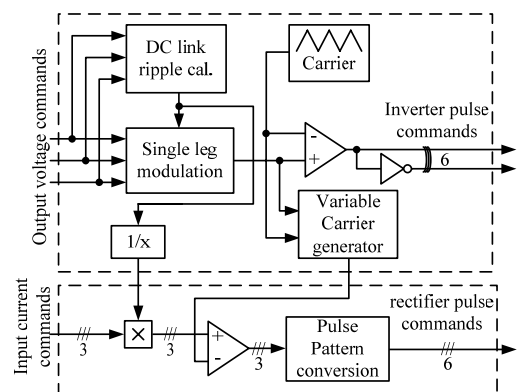


図 3 制御ブロック図  
Fig. 3. Control block diagram of the proposed method.

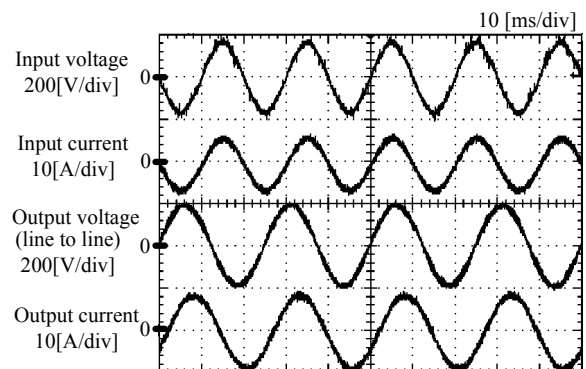


図 4 提案制御法の実験波形  
Fig. 4. Experimental waveforms of proposed control method.

により測定する。チップ表面は放射率を一定(0.94)とするために黒体スプレーを吹き付ける。表 1 に実験条件を示す。

図 6 に出力の位相を U 相ピークで固定した 0Hz 動作時の、サーモグラフィによる温度分布を示す。図 6 より、0Hz 操作時は U 相の IGBT に温度分布が集中することが確認できる。すなわちサーボロックや低速動作を必要とする用途では、各チップの温度上昇の分布は一定ではなく、特定の素子に偏る。従って、低速駆動を必要とする用途では、変換器の容量に対して、大きな電流定格の素子を使用しなければならない。

図 7(a)に従来制御法、図 7(b)に提案制御法の 60 Hz 動作時のチップ温度の測定結果を示す。実験では放射温度計により U 相 IGBT チップの温度を測定する。また、チップ温度の測定は定常温度での温度変動を見るため、3 時間の定格運転後に測定した。図 7 より、60Hz 動作時では従来制御法の平均温度は 70°C であるのに対して、提案制御法では 39°C と 31°C 低減できる。このときの温度の変動幅は従来制御法、提案制御法ともに 1°C 以下となっている。従って、パワーデバイスの部材間に生じる熱応力は小さい。

図 8 に 0.1 Hz 動作におけるチップ温度の測定結果を示す。0.1Hz 動作時はチップ温度も 0.1Hz で脈動し、大きく上昇と下降を繰り返す。よって、60Hz 動作時に比べて各部材間に大きな熱応力が発生する。図 8(a)の従来制御法では 0.1Hz 動作時におけるチップ温度の変動幅は 14.2°C であるが、図 8(b)に示すように、提案制御法を適用することで 2.7°C と、従来制御法に比べて約 80%低減できる。

図 9 に出力周波数とチップ温度変動幅の関係を示す。出力周波数が 10Hz より高い領域ではジャンクション温度の変動幅は 2°C 以下である。これは熱の過渡応答に比べて出力周波数が十分に高いため温度変化として変動が現れないためである。一方、出力周波数が低くなるにつれて温度の変動幅は大きくなり、従来制御法と提案制御法の差は顕著になる。従って、提案制御法の温度変動を低減する効果は、サーボロックや低速運転を必要とする用途でより大きく得られることがわかる。

### <3.3> 熱サイクル寿命の検討

熱疲労による破壊は温度変化  $\Delta T$  が繰り返しワイヤボンディングやはんだ接合面に加わることが原因である。一般的に熱サイクル寿命は半導体デバイス毎に異なり、パワーサイクル試験により実験的にアレニウスプロットを求め、(1)式で評価される<sup>(6)</sup>。

$$N_f(T_m, \Delta T_j) = A \cdot \Delta T_j^\alpha \cdot e^{\frac{Q}{R \cdot T_m}} \dots \dots \dots (1)$$

ここで、 $A$ 、 $\alpha$  は定数、 $Q$  は活性化エネルギー [J/mol] でありパワーサイクル試験によりモジュール毎に得られる。また、 $R$  は気体定数 8.314 [J/mol·K]、 $\Delta T$  は温度変動幅 [K]、 $T_m$  は平均温度 [K] である。文献(6)の係数 ( $A=640$ 、 $\alpha=-5$ 、 $Q=7.8 \times 10^4$ ) を用いれば、0.1Hz 動作時の温度変動幅  $\Delta T_j$  を 80%低減、平均チップ温度  $T_m$  を 31°C 低減できることから、約  $6 \times 10^4$  倍の寿命向上が期待できる。ただし、ここで用いた係数は

表 1 実験パラメータ

Table 1 Experimental parameters.

Input line voltage	200 [Vrms]	
Input frequency	50 [Hz]	
Output frequency	0.1~60 [Hz]	
Output power	1.5 [kW]	
Carrier frequency	10 [kHz]	
Cut-off frequency of input filter	1.3 [kHz]	
Emissivity of the chip	0.94	
Load	R	6.8 [ $\Omega$ ]
	L	5 [mH]

Thermometric point ( $S_{up}$ )

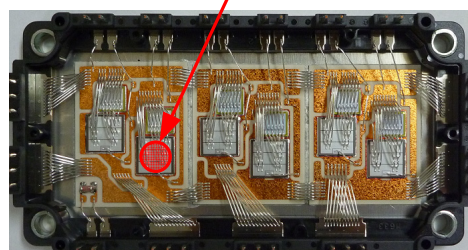


図 5 IGBT モジュールの上面図  
Fig. 5. Top view of the IGBT module.

文献(6)のモジュールに対する値であり、図 5 に示すモジュールの値ではない。

## 4. 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クトマトリックスコンバータの利点を明確にすることを目的とし、チップの温度上昇を測定し、従来制御法と比較した。出力電力 1.5kW において、IGBT モジュールのチップ温度を測定することにより以下の結果を得た。

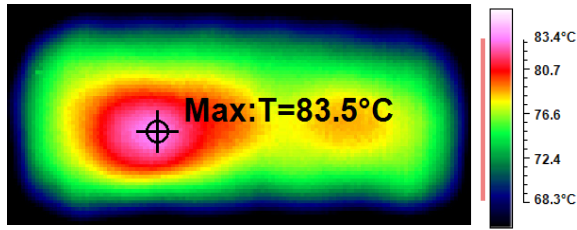
- (1) 提案制御法を適用することにより、3 時間動作後のチップ平均温度を従来制御法に比べ 31°C 低減した。
- (2) 提案制御法を適用することで、出力周波数 0.1Hz におけるチップ温度の変動幅を従来制御法の 14.2°C に対して 2.7°C と約 80%低減した。
- (3) 出力周波数が低くなるほど提案制御法を適用した場合の温度変動幅の改善効果が大きいことを明らかにした。

以上のことから、提案するゼロ電圧スイッチング制御法の有効性を確認した。

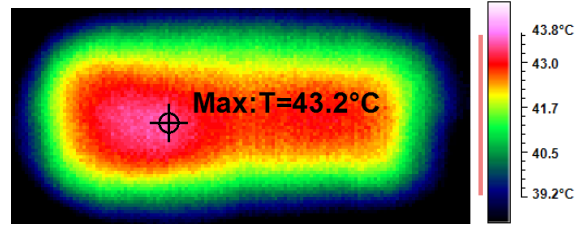
なお、本研究の一部は平成 21 年度産業技術研究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表します。

## 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.



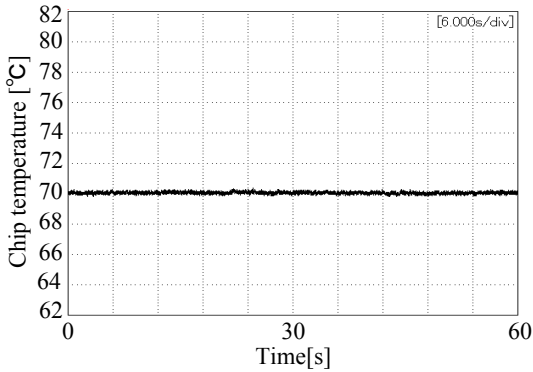
(a) Conventional control method.



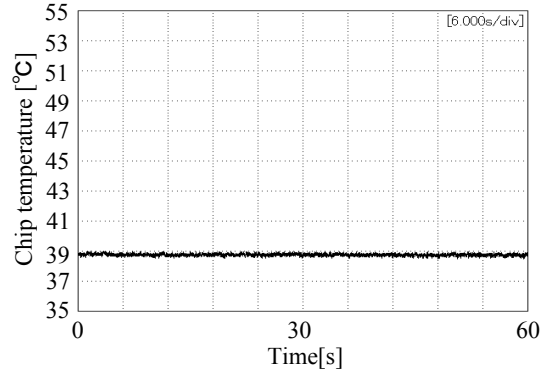
(b) Proposed control method.

図6 サーモグラフィーによる温度分布測定 (0Hz 動作時)

Fig. 6. Temperature distribution at 0Hz operation.



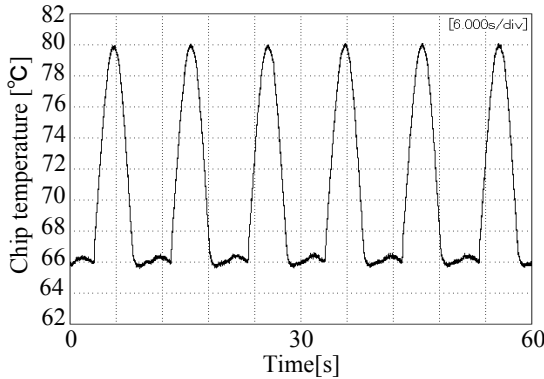
(a) Conventional control method.



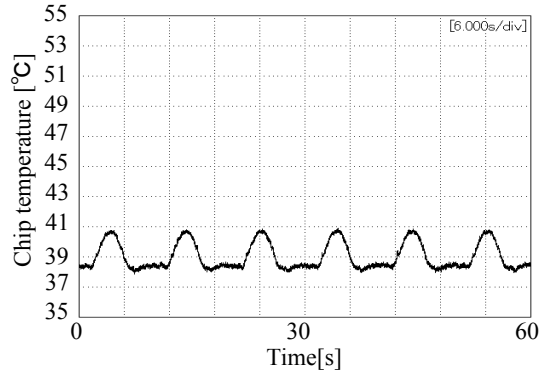
(b) Proposed control method.

図7 放射温度計によるチップ温度測定 (出力周波数 60Hz)

Fig. 7. IGBT chip temperature by using the radiation thermometer. (Output frequency: 60Hz)



(a) Conventional control method.



(b) Proposed control method.

図8 放射温度計によるチップ温度測定 (出力周波数 0.1Hz)

Fig. 8. IGBT chip temperature by using the radiation thermometer. (Output frequency: 0.1Hz)

- (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) 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.
- (6) M. Held, P. Jacob, G. Nicoletti, P. Scacco, M.-H. Poech, "Fast power cycling test of IGBT modules in traction application", PEDS.1997
- (7) J. Itoh, T. Hinata, K. Kato, "A Novel Control Method to Reduce an Inverter Stage Loss in an Indirect Matrix Converter" IECON, Portugal, 2009.
- (8) 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.

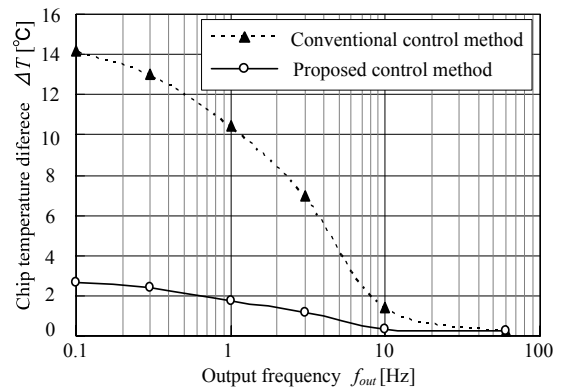


図9 出力周波数とチップ温度変動幅の関係

Fig. 9. The relationship between the output frequency and the Junction temperature variation.