

高速電流検出レス電流三角波モード制御法を適用した 単相インバータの実機評価

真下 悠希* 楠居 琳太郎 岩本 拓巳 西川 滉大

渡辺 大貴 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Experimental Evaluation of a Single-Phase Inverter by using Triangular-Current-Mode Control Method
without High-Speed Current Detection

Yuki Mashita*, Rintaro Kusui, Takumi Iwamoto, Kodai Nishikawa,
Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a triangular current mode (TCM) control method for a single-phase inverter that enables high-frequency operation without fast current sensing. The proposed method regulates the bottom current and achieves zero-voltage switching (ZVS) by adaptively adjusting the switching frequency based on the current reference and circuit state variables. To suppress grid current ripple under TCM operation, an LCL filter is employed and the average filter inductor current is used for feedback control. The effectiveness of the proposed control is verified experimentally in the switching frequency range from 200 kHz to 450 kHz. At an output power of 1 kW, the proposed inverter achieves a maximum efficiency of 91.8% with a total harmonic distortion (THD) of 5.4%, demonstrating the feasibility of current-sensing-less TCM control for high-frequency single-phase inverters.

キーワード : 電流三角波モード, 単相インバータ, 電流歪み
(triangular current mode, single-phase inverter, current distortion)

1. はじめに

近年, 省電力化および高効率化の要求が高まり, パワーエレクトロニクス技術の重要性が増している⁽¹⁾⁻⁽³⁾。エネルギー利用率を最大化するため, 小型で高効率な電力変換を実現する電力変換器が不可欠である。電力変換器のパワー密度は高スイッチング周波数化により受動部品を小型化することで向上する⁽⁴⁾⁻⁽⁷⁾。一方で, スwitchング周波数に比例してスイッチング損失は増加するため, 冷却装置の大型化を招く懸念がある。そこで, 電流三角波モード(TCM)によりゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成することでスイッチング損失の増大を抑制することが検討されている⁽⁸⁾⁻⁽¹⁰⁾。従来のTCM制御では, ショット抵抗によりボトム電流を検出し, スwitchングタイミングを決定している。しかし, 高スイッチング周波数では, ショット抵抗の寄生成分やアンプ等の周辺回路の帯域により, 高速な電流検出は困難である。

そこで筆者らは, 高速な電流検出を必要としない高スイッチング周波数適用 TCM 制御法を提案している⁽¹¹⁾⁽¹²⁾。提案

法では, 従来の電流フィードバック制御系による連系インダクタ電流制御と, 連系インダクタ電流指令値に基づいた可変スイッチング周波数による TCM 制御を組み合わせることで高スイッチング周波数の適用を実現する。連系インダクタ電流制御により連系インダクタ電流の系統周波数成分を指令値へ追従させることで, ボトム電流を検出することなく, ボトム電流が一定となるスイッチング周波数の計算と適用が可能となる。また, 提案法ではスイッチング周波数は可変であるため, 電流の検出はスイッチングと非同期で行う。よって, 電流検出時のスイッチングリップルを除去するために, 検出はフィルタインダクタ部の出力電流とし, 電流平均値制御を行う。

一方, これまでの検証では, スwitchング周波数は 100 kHz から 250 kHz の範囲に限定されており, それ以上の高スイッチング周波数での動作は検証されていない。そのため, 更なる高スイッチング周波数化による極小連系インダクタの適用により, 外乱抑圧特性の悪化や系統電流歪の増加が高パワー密度化の課題となることが懸念されている。

そこで本論文では、最低スイッチング周波数を 200 kHz と設定し、最大で 450 kHz 程度での TCM 動作を実現する 1 kW 試験器を用いて提案法の動作を実機により検証し、更なる高スイッチング周波数化に向けた課題の明確化を行う。動作結果は効率および電流 THD により評価を行い、定格 1 kW 出力時において効率 91.8%、電流 THD 5.4%を得たので報告する。

2. 高速電流検出レス電流三角波モード制御法

〈2・1〉 回路構成 図 1 に LCL フィルタを接続した単相インバータの回路構成を示す。提案制御では、連系インダクタを電流三角波モード(TCM)で駆動するため、大きなリプル電流が系統側に流入しないよう、LCL フィルタ構成とする。フィルタインダクタおよびフィルタキャパシタはカットオフ周波数が最低スイッチング周波数の約 1/20 となるように設計した。

〈2・2〉 インバータの動作モード 図 2 にフルブリッジインバータがユニポーラ変調により正電圧出力している時の動作波形を示す。ユニポーラ変調とするために、スイッチ S_3 を駆動するデューティ指令は S_1 を駆動するデューティ指令 d の符号を反転させた値とする。ユニポーラ変調により、インバータ出力電圧の周波数はキャリア周波数の 2 倍となる。これにより、小さい連系インダクタで TCM を達成可能となり、パワー密度が向上する。

図 3 に TCM 適用時の連系インダクタ電流波形を示し、(a) はインバータ出力電圧が正である期間、(b) は負である期間である。インバータ出力電圧が正の期間において、電流が増加する期間を Mode I、電流が減少する期間を Mode II とする。また、インバータ出力電圧が負の期間において、電流が減少する期間を Mode III、増加する期間を Mode IV とする。また、それぞれ Mode I もしくは Mode III を出力する期間 t_{on} をオン、Mode II もしくは Mode IV を出力する期間 t_{off} をオフとすると、デューティ d とスイッチング周波数 f_{sw} を用いてそれぞれの時間は(1)、(2)式で表される。

$$t_{on} = \frac{d}{f_{sw}} \quad (1)$$

$$t_{off} = \frac{1-d}{f_{sw}} \quad (2)$$

図 4 に各モードの電流経路を示す。検討回路はフルブリッジインバータであるので、スイッチの状態は 4 つある。

Mode I (図 4(a)): スwitch S_1 と S_4 が ON しているモードで、インバータは直流電圧 V_{in} を出力する。したがって、連系インダクタには $V_{in} - v_{out}$ が印加される。したがって連系インダクタ電流は増加する。Mode I から Mode II に移行するために、 S_1 をオフすると S_2 の寄生容量を放電し、ダイオードがオンする。このため、 S_2 のターンオンは ZVS が成立する。

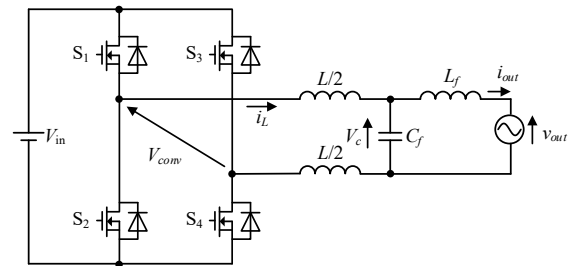


Fig. 1. Circuit diagram of the full-bridge inverter.

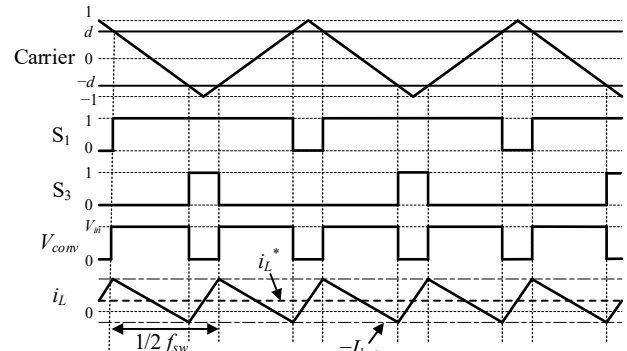
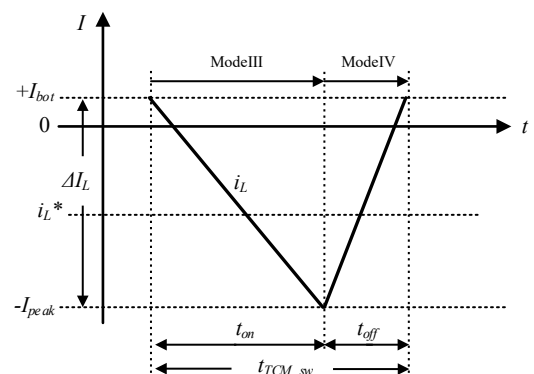
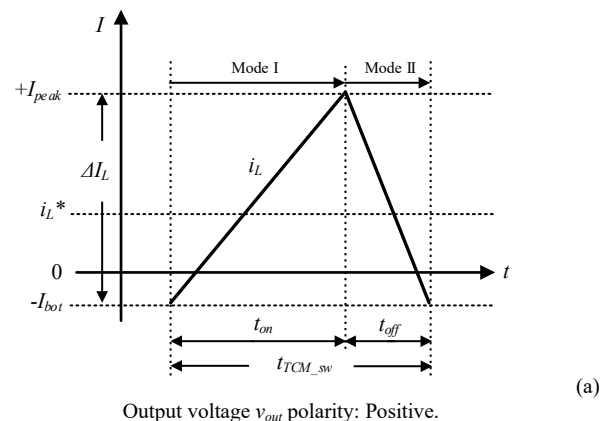


Fig. 2. Operation waveform diagram of unipolar modulation.



(b) Output voltage v_{out} polarity: Negative.
Fig. 3. Grid-tied inductor current waveform diagram of TCM.

Mode II (図 4(b)): スwitch S_2 と S_4 が ON であり、インバータの出力電圧はゼロである。したがって連系インダクタ電圧は $-v_{out}$ であり、連系インダクタ電流は減少する。Mode II の期間が十分に長く、Mode I に移行するときに連系イン

ダクタ電流が負であれば、 S_2 をオフにすることで S_1 の寄生容量が放電されるため、 S_1 のターンオンはZVSが成立する。

Mode III (図 4(c)): スイッチ S_2 と S_3 が ON しているモードでインバータは直流電圧 $-V_{in}$ を出力する。したがって、連系インダクタには $-V_{in} - v_{out}$ が印加され、連系インダクタ電流は増加する。Mode III から Mode IV に遷移する際には Mode I と同様に S_1 のターンオンは ZVS が成立する。

Mode IV (図 4(d)): スイッチ S_1 と S_3 が ON であり、インバータの出力電圧はゼロである。したがって連系インダクタ電圧は $-v_{out}$ であり、連系インダクタ電流は減少する。Mode IV から Mode III の遷移でも Mode II と同様に、連系インダクタ電流が正まで増加していれば S_2 のターンオンは ZVS が成立する。

このように、各動作モードにおいて連系インダクタに印加される電圧の極性が切り替わることで、連系インダクタ電流は三角波状に変化する。TCM では、連系インダクタ電流が所定の負の値に到達した時点で次のスイッチングを行うため、スイッチの寄生容量は連系インダクタ電流によって自然放電される。その結果、スイッチング素子のターンオン時には素子両端電圧がほぼゼロとなり、スイッチング損失の大幅な低減が可能となる。

TCM 制御は所望のボトム電流を得るために、スイッチング周波数を可変する。スイッチング周波数は ZVS に必要なボトム電流と電流指令値より計算できる。図 3 より電流ピーク値 I_{peak} とボトム電流 I_{bot} 、電流平均値 i_{avg} は(3)と(4)式で関係づけられる。

$$\Delta I_L = \frac{V_{in} - |V_c|}{L} \frac{t_{on}}{2} = \frac{V_{in} - |V_c|}{L} \frac{|V_c|}{V_{in}} \frac{1}{2f_{sw}} \quad (3)$$

$$\Delta I_L = 2(|i_{ave}| + I_{bot}) = 2(|i_L^*| + I_{bot}) \quad (4)$$

ここで、 V_c はフィルタキャパシタ電圧である。(3)、(4)式をスイッチング周波数 f_{sw} について解くと(5)式が求まる。

$$f_{sw} = \frac{|V_c|(V_{in} - |V_c|)}{4LV_{in}(|i_L^*| + I_{bot})} \quad (5)$$

ここで、(5)式よりボトム電流が 0 でない値である時、出力電圧が 0 に近づくに従ってスイッチング周波数も 0 に近づく。この場合、出力電圧の制御が十分に行えなくなるためスイッチング周波数は電流と電圧が最大の点の周波数を下限として制限を設ける。

〈2・3〉 提案法の制御ブロック図 図 5 に提案法の制御ブロック図を示す。本手法では数 MHz と高いスイッチング周波数での動作を想定しているため、シャント抵抗を用いた高速電流検出は現実的ではない。そこで、リップルが十分に除去されたフィルタインダクタ電流を検出し、フィードバックする。検出したフィルタインダクタ電流を電流指令値と比較し、PI 補償器により連系インダクタ電圧指令値を

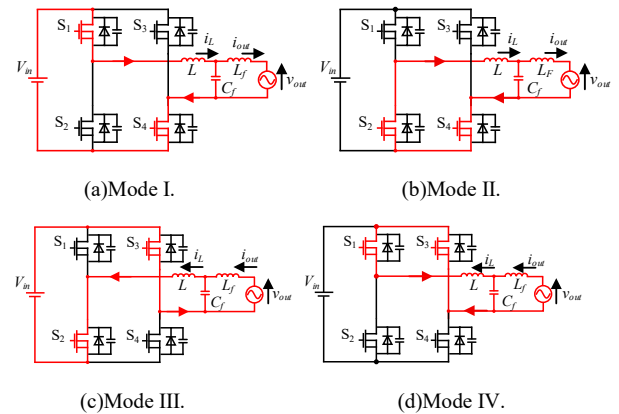


Fig. 4. Operating mode diagram of TCM.

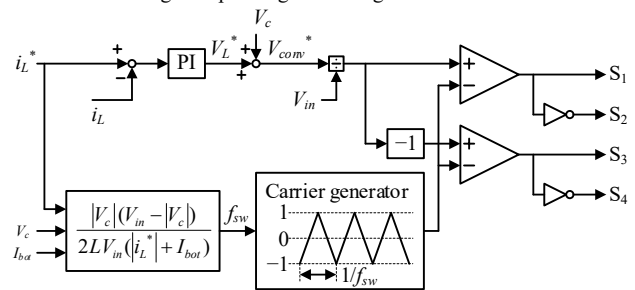


Fig. 5. Control block diagram of the proposed method with TCM.

生成する。また、本提案法では TCM 動作を実現するためスイッチング周波数を可変とする。スイッチング周波数は電流指令値、フィルタキャパシタ電圧、および ZVS に必要なボトム電流の指令値より演算し、この結果より、三角波キャリアを生成する。スイッチング信号はキャリアと補償器出力のデューティを比較して得る。

〈2・4〉 インダクタ設計 所望のスイッチング周波数の範囲で TCM 制御をするために、連系インダクタンスを設計する必要がある。本検討では、最低スイッチング周波数からインダクタンスを設計するために、電圧と電流のピーク値から設計する。ここで、ZVS を達成するために必要なボトム電流値はデバイスの出力容量より計算でき、本検討では 2A とした。(8)式よりある電圧と電流における TCM 制御のスイッチング周波数は連系インダクタンスの大きさで決まる。そのため、フィルタキャパシタ電圧と連系インダクタの基本波電流が最大であるスイッチング周波数 f_{sw_min} から必要な連系インダクタンスを導出する。そのために(5)式にフィルタキャパシタ電圧のピーク値と定格電流のピーク値を代入し連系インダクタ L について解くと(6)式が得られる。

$$L = \frac{|V_{c_max}|(V_{in} - |V_{c_max}|)}{2f_{sw_min}V_{in}(|i_{L_max}| + I_{bot})} \quad (6)$$

本検討では、直流入力電圧 $V_{in}=200$ V、最大フィルタキャパシタ電圧 $V_{c_max}=141$ V、最低スイッチング周波数 $f_{sw_min}=200$

kHz, 最大電流指令値 $i_{L_max}^*=14$ A, ボトム電流 $I_{bot}=2$ A であるため, 必要なインダクタンス L は 3.25 μ H である。

3. 実験結果

表 1 に, 実験実験の条件を示す。連系インダクタンスは 3.1 μ H, 出力電圧は 100 V_{RMS} として定格電力は 1 kW(1p.u.) である。直流電圧は電圧リプルを考慮して設計値より少し大きい 210 V とした。また, 最小スイッチング周波数 f_{sw_min} は 200 kHz, 最大スイッチング周波数 f_{sw_max} は 500 kHz と設定した。PI 補償器の比例ゲインは 2.3, 積分ゲインは 6000 とした。ZVS を達成するためのボトム電流は 2 A とした。

〈3・1〉 直流電流ステップ応答 図 6 に提案法による直流動作での電流ステップ応答波形を示す。図 6(a)に, 提案法の連系インダクタ電流指令値ステップ前後の応答波形を示す。図 6(a)では, 直流入力電圧を 200 V, 直流出力電圧を 100 V とし, 連系インダクタ電流指令値を直流 6 A から直流 10 A へステップ状に変化させた。

図 6(b)に連系インダクタ電流指令値が直流 6 A 時の動作波形を示す。このとき, 連系インダクタ電流リプル ΔI_L の理論値は(3)式より 16 A_{pp} であり, 実験値は 20 A_{pp} と誤差 25% である。また電流リプル周波数 f_{ripple} の理論値は(5)式より 956 ns であり, 実験値は 998.8 ns と誤差 5% である。

図 6(c)に連系インダクタ電流指令値が直流 10 A 時の動作波形を示す。図 6(b)と同様に理論値と実験値を比較すると, 連系インダクタ電流リプル ΔI_L の理論値は 24 A_{pp} であり, 実験値は 27 A_{pp} と誤差 12.5% である。また, 電流リプル周波数 f_{ripple} の理論値は 1.43 μ s であり, 実験値は 1.42 μ s と -0.57% である。

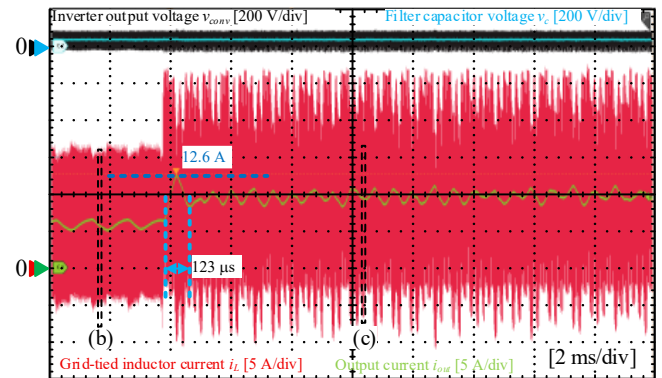
図 6(b), 6(c)より, 電流リプルは理論値に対して実験値は増加傾向にある。これは, 連系インダクタンスを配線インダクタンスの影響を考慮して理論値より小さくなるよう作成したことによる影響が推測される。また, 電流リプル周波数は理論値と実験値が概ね同等であることから, 入出力電圧の外乱等の影響は十分に小さいと推測できる。

ボトム電流については設定値 -2 A に対して, 図 6(b)では -4.45 A, 図 6(c)では -6.60 A であるが, 図 6(a)よりボトム電流は脈動しており, 連系インダクタンスが極小であることから検出等における外乱の影響によるものと推測できる。

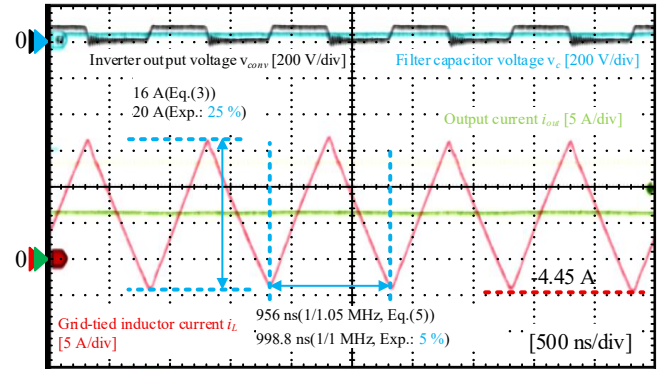
〈3・2〉 提案法の動作 図 7 に提案法での動作波形を示す。図 7(a)は, 系統周期 50 Hz での出力波形を示す。定格出力電力 1 kW 時の THD は, 5.4% であった。THD が悪化する要因として, ピーク付近の脈動およびゼロクロス歪みがある。提案法では連系インダクタ電流の系統周波数成分に対して制御を行うため, スwitchングリプル成分を取り除く目的でフィルタインダクタの出力電流をフィードバックしている。しかし, 出力電流には LCL フィルタによる位相遅れが存在するため, PI 制御器による電流制御系の応答速

Table 1. Experimental parameter with the proposed method.

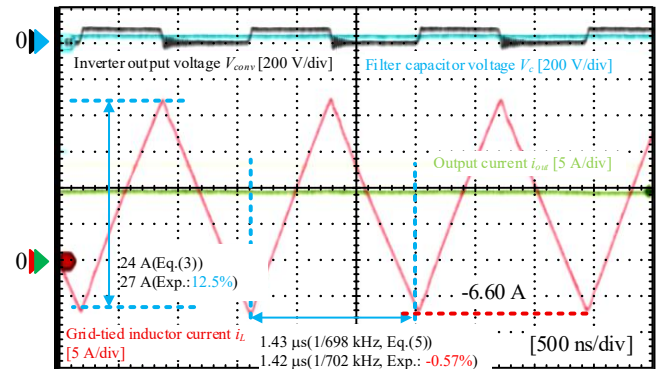
Parameters	Symbol	Value
Input voltage	V_{in}	210 V
Output voltage	V_{out}	100 V _{RMS}
Rated output power	P_{rated}	1 kW
Grid frequency	f_g	50 Hz
Maximum switching frequency	f_{sw_max}	500 kHz
Minimum switching frequency	f_{sw_min}	200 kHz
Bottom current	I_{bot}	2 A
Grid-tied inductance	L	3.1 μ H
Filter inductance	L_f	12.5 μ H
Filter capacitance	C_f	20 μ F
Proportional gain	K_p	2.3
Integral gain	K_i	6000



(a) Output current waveform during DC step from 6A to 10A.



(b) Enlarged waveform at the current ripple frequency of approximately 1 MHz.



(c) Enlarged waveform at the current ripple frequency of approximately 702 kHz.

Fig. 6. Step response of the DC output current reference with the proposed method.

度には制限がある。提案法では極小連系インダクタを使用するため外乱抑圧特性が低下し, 電流制御系に要求される

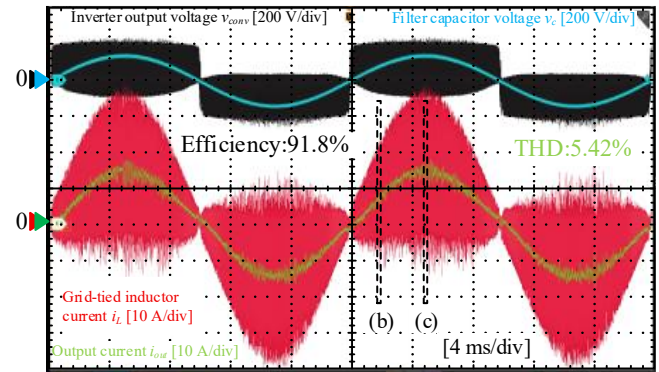
性能は向上する。そのため、出力電流歪をより低減するには PI 制御器ゲインの適切な設計が要求されると推測する。また、ゼロクロス歪について、ゼロクロス近傍ではスイッチング周波数が下限値となりリミットされる。リミットに起因する CCM 動作によるデッドタイム誤差や LCL フィルタによる遅れの影響により、ゼロクロス歪が生じていると推測する。

図 7(b), (c) は負荷電流に応じて電流リップル周波数 f_{ripple} が変化していることを示している。図 7(b)ではスイッチング周波数が最大となる付近で 853 kHz となり、図 7(c)は最低周波数に近い 458 kHz である。これより、提案法による可変周波数動作が実現できていることが確認できる。また、ボトム電流は、図 7(b)の最大スイッチング周波数点では 3.87 A であり、図 7(c)の基本波最大値近傍では 4.45 A である。これらは設計値である 2 A に対して、2 倍以上の誤差が生じている。この主な要因の一つとして、図 6(a)と同様に連系インダクタンスが極小であることから検出等における外乱の影響によるものと推測できる。ただ、フィルタインダクタにおける出力電流は概ね正弦波となっていることから、連系インダクタ電流制御は動作していることが確認できる。

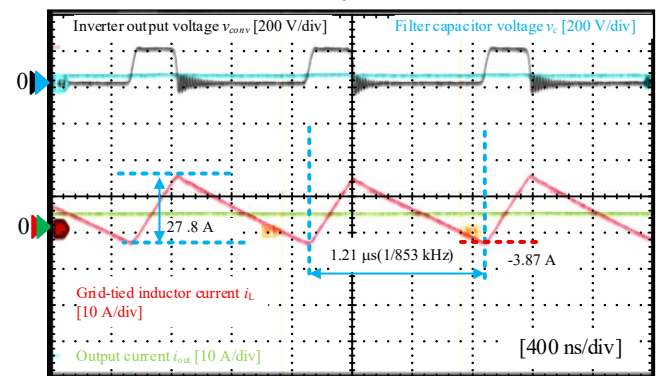
〈3・3〉 デバイス、電流センサの温度 図 8 にサーモカメラで撮影したスイッチングデバイスの温度分布を示す。スイッチングデバイスは SiC MOSFET(SCT3030AR 650 V / 70 A)を使用している。図 8 より、スイッチングデバイスの温度は約 48℃であることが確認できる。この要因として、ゼロクロス付近の動作区間において ZVS が達成されていないことが挙げられる。ZVS が成立していない区間では、スイッチング周波数に比例したスイッチング損失が発生するため、デバイス温度の上昇につながったと考えられる。

〈3・4〉 THD 評価 図 9 に、出力電力 0.1 kW から 1 kW の範囲における THD 特性を示す。THD は出力電力 1 kW 時に最も低く 5.4%であった。出力電力の低下に伴い THD が増加する傾向が確認された。これは、電流指令値の低下により基本波電流が小さくなる一方で、検出誤差等に起因して発生する電流脈動成分の相対的な影響が増加したためであると推測する。

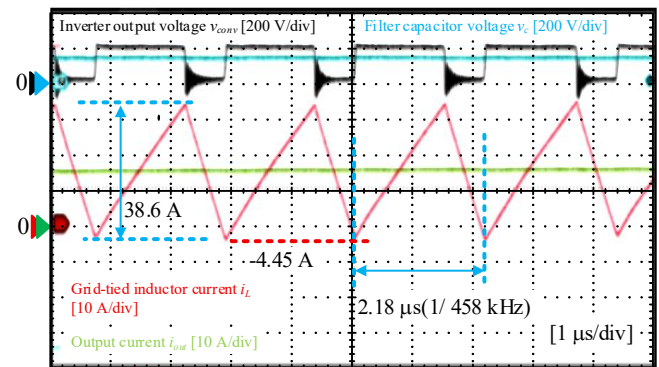
〈3・5〉 効率と損失分離 図 10 に、出力電力 0.1 kW から 1 kW の範囲における変換効率を示す。最高効率は出力電力 1 kW 時に 91.8%であった。出力電力の低下に伴い効率が低下する特性であるため、本試験器の損失では導通損失より、スイッチング損失や補助回路損失、コア鉄損などの周波数に依存して生じる損失が支配的であると推測される。よって、更なる高スイッチング周波数化には、周波数に依存する損失低減が高パワー密度化により寄与すると推測できる。



(a) Output current waveform at 50 Hz, with an efficiency of 91.8% and a THD of 5.42%.



(b) Enlarged waveform at the current ripple frequency of approximately 853 kHz.



(c) Enlarged waveform at the current ripple frequency of approximately 458 kHz.

Fig. 7. Experiment result of the TCM inverter with unipolar modulation.

5. まとめ

本論文では、提案する高速な電流検出を必要としない高スイッチング周波数で動作可能な電流三角波モード (TCM) 制御法を用いた 1 kW 試験器の実機検証および評価により、動作特性と更なる高周波化に向けた課題について検証した。提案法では、フィルタインダクタ電流の平均値をフィードバックし、電流指令値およびフィルタキャパシタ電圧に基づいてスイッチング周波数を可変とすることで、TCM 動作を実現した。

最低スイッチング周波数 200 kHz、最大で約 450 kHz 以上の動作範囲において実験を行った結果、負荷ステップ応答

では連系インダクタ電流において電流リプルは理論値より 25%, スイッチング周波数が理論値より 5%の誤差で動作できることを確認した。また, 交流電圧に対しての動作では, 定格出力 1 kW 時に電流 THD 5.4%, 効率 91.8%が得られることを確認した。

一方で, ボトム電流が設計値より大きくなる点や, 出力電流脈動やゼロクロス歪による更なる高周波化に向けた課題が確認され, 外乱抑圧特性向上法や電流制御器の適切なゲイン設計の必要性が結果より示された。

今後は, スイッチング周波数の更なる高周波化と MHz 帯での安定動作を両立と, その特性評価を目指す。

謝辞

本研究は, 内閣府総合科学技術・イノベーション会議の戦略的イノベーション創造プログラム(SIP) 第3期「スマートエネルギーマネジメントシステムの構築」JPJ012207(研究推進法人: JST) によって実施されました。

文 献

- (1) Tomida, K., Natori, K., Xu, J., Shimosato, N., & Sato, Y., "A Novel Control Method to Improve Efficiency in Wide Output Voltage Range for Bidirectional Isolated Three-Phase AC/DC Converter Based on Matrix Converter", IEEJ Journal of Industry Applications, 13(1), 17-23. (2024)
- (2) Kawamura, Atsuo, Yukinori Tsuruta, and Hidemine Obara. "Over 99.7% Efficiency at 100kW DC-DC Power Conversion using a 3.3 kV SiC Device and Discussion on Device dv/dt Estimation." IEEJ Journal of Industry Applications, 13.4, 426-436 (2024)
- (3) Fujishima, Naoto. "Technical trends of SiC power semiconductor devices and their applications in power electronics." IEEJ Journal of Industry Applications, 13.4, 372-378, (2024)
- (4) T. Kitamura, M. Yamada, S. Harada, and M. Koyama, "Development of high-power-density interleaved DC/DC converter with SiC devices," IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 134, no. 11, pp. 956-961, Nov. 2015.
- (5) D. Yamanodera, R. Iijima, T. Isobe, and H. Tadano, "Experimental verification and loss analysis of MHz-operating discontinuous current-mode grid-tied inverter using GaN-HEMT device," IEEJ Transactions on Industry Applications, vol. 139, no. 3, pp. 249-257, Mar. 2019.
- (6) Y. Lei, C. Barth, S. Qin, W. Liu, I. Moon, A. Stillwell, D. Chou, T. Foulkes, Z. Ye, Z. Liao, and R. C. N. Pilawa-Podgurski, "A 2 kW, single-phase, 7level, GaN inverter with an active energy buffer achieving 216 W/in³ power density and 97.6% peak efficiency," in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 2016, pp. 1512-1519.
- (7) S. Nakahara, S. Nagai, M. Ochiai, Y. Muguruma, S. Kawai, H. Yamaguchi, K. Saruta, and H. Kanazawa, "Development of dual active bridge DC-DC converter to achieve high efficiency in wide voltage and load range and application to V2H systems," IEEJ Journal of Industry Applications, vol. 13, no. 4, pp. 475-488, Jul. 2024.
- (8) C. Marxgut, F. Krismer, D. Bortis, and J. W. Kolar, "Ultraflat interleaved triangular current mode (TCM) single-phase PFC rectifier," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 2, pp. 873-882, Feb. 2014.
- (9) C. Marxgut, J. Biela, and J. W. Kolar, "Interleaved triangular current mode (TCM) resonant transition, single-phase PFC rectifier with high efficiency and high power density," in Proc. 2010 International Power Electronics Conference - ECCE Asia (IPEC - ECCE Asia), Sapporo, Japan, 2010, pp.

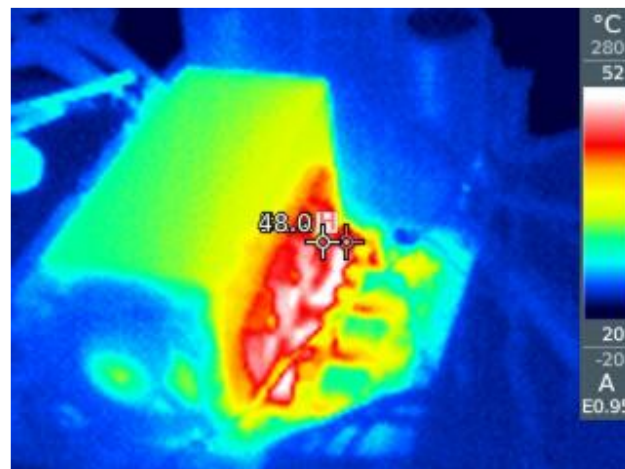


Fig. 8. Thermal imaging camera measurements of switching devices.

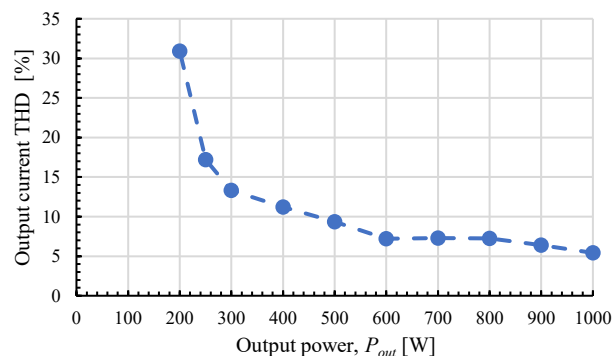


Fig. 9. Measured output current THD curve with the proposed method.

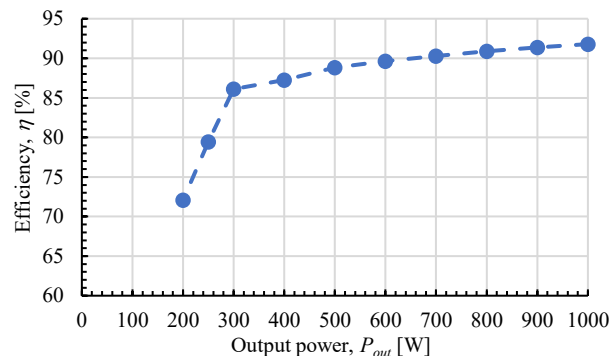


Fig. 10. Measured efficiency curve with the proposed method.

1725-1732.

- (10) D. P. Nguyen, Y.-C. Liu, X.-R. Chen, and H.-J. Chiu, "GaN-based interleaved four-level flying capacitor triangular conduction mode (TCM) converter with coupled inductors," IEEJ Journal of Industry Applications, vol. 13, no. 6, pp. 645-654, Nov. 2024.
- (11) "R. Kusui, S. Hiroike, T. Iwamoto, H. Watanabe, Y. Nakata, J. Itoh: "TCM Control in High-Frequency Inverter Without Bottom Current Detection", ECCE Asia India, Vol. , No.229 , pp. (2025)"
- (12) 楠居琳太郎, 大野貴志, 西川滉大, 渡辺大貴, 伊東淳一: 「系統連系インバータの高速電流検出レス電流三角波モード制御法の実機検証」, 2025 年産業応用部門大会, Vol. , No. 1_79, pp. I-323~I-326. (2025)