

ボトム電流検出レス電流三角波モードを用いた 高周波インバータの実機検証

廣池 将伍* 楠居 琳太郎 岩本 拓巳 渡辺 大貴
中田 祐樹 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Experimental verification of High-Frequency Inverter without Bottom Current Detection by Triangular Current Mode

Shogo Hiroike*, Rintaro Kusui, Takumi Iwamoto,

Hiroki Watanabe, Yuki Nakata, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes a triangular current mode (TCM) without bottom current detection. The proposed method does not require a shunt resistor. When TCM is executed without bottom current detection, the bottom current deviates from the set value. Therefore, the proposed method detects the average inductor current through a low-pass filter (LPF) and compensates the error by current feedback. Experimental results confirmed that the system operates at TCM while achieving the desired bottom current. Furthermore, the distortion factor of the output current was 1.9%.

キーワード：電流三角波モード，ボトム電流検出レス，ゼロ電圧スイッチング，高周波インバータ，
(Triangular Current Mode, without Bottom Current Detection, Zero Voltage Switching, High-Frequency inverter)

1. はじめに

近年，カーボンニュートラル実現のため，太陽光発電や風力発電等の再生可能エネルギーの利用促進や自動車の電動化などが進められている^[1]。これらのエネルギー利用率を最大化するためには電力を高効率に変換する電力変換器が必要不可欠である。しかし，従来の電力変換器は設計に回路設計，放熱，ノイズ，ソフトウェアなど多くの専門的なノウハウが必要であり，開発の工程が長期化しやすい。この課題に対して，内閣府の戦略的イノベーション創造プログラム (SIP)の第2期(2018～2022年度)にてUSPM(Universal Smart Power Module)が研究，開発されている^{[2]-[4]}。USPMは主回路，ゲートドライバ，コントローラが一体となりパッケージ化されている。そのため，USPMの組み合わせとマスターコントローラのソフトウェア開発のみで電力変換器を構成でき，開発期間の大幅な短期化が可能となる^{[5][6]}。また，USPMに内包される専用のコントローラはSoC-FPGAと50MHzA/Dコンバータにより高い制御性能が確認されている^{[7][8]}。一方，電力変換器部分はUSPMの汎用化に向けてパワー密度が十分ではなく，さらなる高パワー密度化が求められている^[9]。

電力変換器の高パワー密度化の手法としてスイッチング周波数の高周波化が提案されている^{[10][11]}。高スイッチング周波数は受動部品の小型化が可能である。しかし，スイッ

ング周波数の増加に比例してスイッチング損失が増大する。そのため，冷却装置が大型化し，ある点からはパワー密度の低下を招く。スイッチング損失の低減手法としては電流三角波モード(TCM)によるソフトスイッチングの達成が検討されている^[12]。従来のTCM制御ではシャント抵抗を用いてボトム電流を検出することで，スイッチングを制御している。しかし，MHz以上での高周波では寄生成分や周辺回路の帯域などにより検出が困難となる^{[13]-[15]}。

そこで筆者らはボトム電流検出を必要とせず，2MHz以上の高周波でTCM制御を行う手法を提案している^[16]。提案手法では，TCMに必要なオン時間とオフ時間を演算してスイッチングする。ただし，外乱等の影響によって決め打ちのオン・オフ時間では指令値に追従しない。そこで，スイッチングリプルが除去されたフィルタインダクタ電流を低速で検出し，フィードバックすることで出力電流の誤差を補償する。これにより，高速なボトム電流検出無しで連系インダクタのTCM制御を達成できる。

本論文では提案制御法によりボトム電流検出せずにTCM制御が可能であることを検証する。LPFを介して低速で出力電流を検出し基本波に対し制御を行う。その結果，高速検出なしでTCMのボトム電流を制御する。

最低スイッチング周波数が100kHzの試験機を用いた実験結果から，提案制御法によりシャント抵抗によるボトム電流検出なしでTCM制御を達成することを確認した。また，

出力電流の THD が 1.9%であることを確認したので報告する。

2. 回路構成と TCM 動作

図 1 に検討回路構成を示す。検討回路は単相フルブリッジインバータと LCL フィルタで構成される。本手法では連系インダクタは TCM 制御され、フィルタインダクタとフィルタキャパシタにより、TCM の大きなスイッチングリップルを除去した電流を負荷に出力する。連系インダクタ L は出力最大電流 I_{max} における最小スイッチング周波数 f_{sw_min} から設計される。また、フィルタインダクタ L_F とフィルタコンデンサ C_F は最小スイッチング周波数においてもスイッチングリップルを十分に除去するため、 f_{sw_min} の 1/10 程度にカットオフ周波数を設定する。

図 2 に動作モードを示す。本構成では電圧源短絡や電流源開放を避けるため、以下の 4 つの動作モードで動作させる。それぞれのモードを交流電圧や電流の極性に応じて変更し、TCM を実現する。

<Mode I> 図 2(a) に Mode I を示す。 S_1, S_4 をオンした場合 Mode I となる。この時、インダクタには入力電圧 V_{in} と出力電圧 v_{out} の関係から $V_{in}-v_{out}$ が印加される。また、 $V_{in}-v_{out}>0$ のため電圧は正方向に印加され、インダクタ電流 I_L は増加する。

<Mode II> 図 2(b) に Mode II を示す。 S_2, S_4 をオンした場合 Mode II となる。この時、インダクタには $-v_{out}$ が印加される。 $-v_{out}<0$ の条件ではインダクタ電流 I_L は減少し、 $-v_{out}>0$ の条件ではインダクタ電流 I_L は増加する。

<Mode III> 図 2(c) に Mode III を示す。 S_2, S_3 をオンした場合 Mode III となる。インダクタには $-V_{in}-v_{out}$ が印加され、インダクタ電流 I_L は減少する。

<Mode IV> 図 2(d) に Mode IV を示す。 S_2, S_4 をオンした場合 Mode IV となる。インダクタには v_{out} が印加される。 $v_{out}<0$ の条件ではインダクタ電流 I_L は減少し、 $v_{out}>0$ の条件ではインダクタ電流 I_L は増加する。

従来の TCM 制御はオン時間のみを計算する。また、オフ時間はオン時間終了後から任意のボトム電流に達するまでスイッチング素子をオフにする。したがって、従来法ではボトム電流検出が必要となる。ボトム電流検出のためには、リップル成分を含めて正確に連系インダクタ電流を検出する必要がある。そのため、直流電流センサより高速なシャント抵抗を用いる。しかし、数 MHz 程度のスイッチング周波数に置いてはシャント抵抗を用いた方式では抵抗器の寄生成分や周辺回路の帯域等の影響によって、正確な電流波形を検出することができず、正確なボトム電流の検出ができないという課題がある。本構成では LPF を通過した基本波成分を検出するため、電流センサによる高速な検出を行う必要がない。

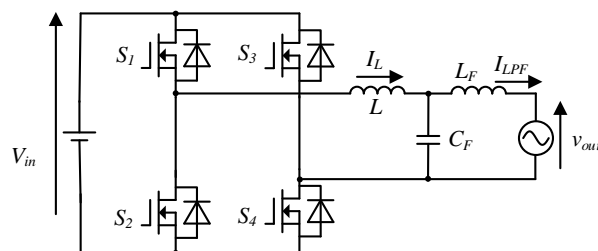


Fig.1 Circuit configuration.

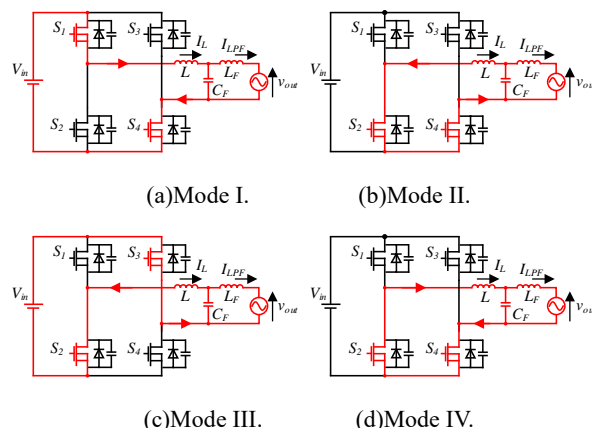
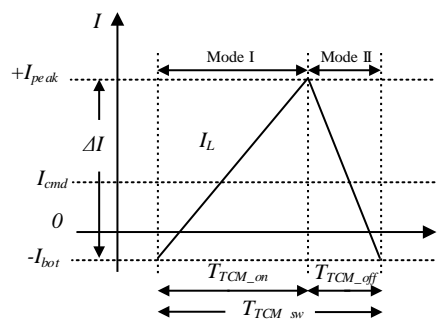
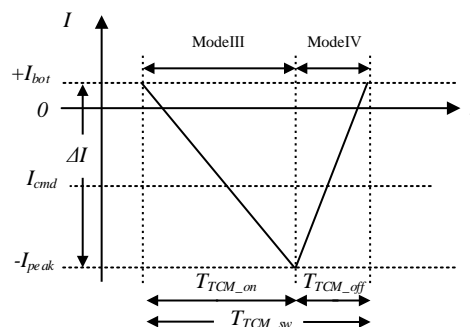


Fig.2 TCM operating mode of inverter.



(a) I_L of positive output polarity.



(b) I_L of negative output polarity.

Fig.3 Inductor current waveform of TCM.

3. 提案する TCM 制御手法

提案制御法ではオン時間に加え、オフ時間も計算する。計算されたオン、オフ時間をもとにスイッチングを行うことにより、シャント抵抗によるボトム電流検出を行わず TCM 制御を達成する。

図 3 に TCM 制御におけるインダクタ電流 I_L の波形を示す。図 3 よりインダクタ電流の電流リプルは(1)式で表される。

$$\Delta I_L = I_{peak} + I_{bot} = \frac{V_{in} - v_{out}}{L} T_{on} \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 T_{on} は TCM のオン時間を表す。TCM 制御はオン、オフ時間を制御することで任意のリプル電流を出力させ、指令値電流に追従させる。

また、図 3 より平均電流は以下のように計算される。

$$I_{cmd} = \frac{I_{peak} - I_{bot}}{2} T_{TCM_sw} \dots\dots\dots(2)$$

(1), (2)式より、オン、オフ時間は(3), (4)式のように導出される。

$$T_{TCM_ON} = 2L \frac{I_{avg} + I_{bot}}{V_{in} - v_{out}} \dots\dots\dots(3)$$

$$T_{TCM_OFF} = 2L \frac{I_{avg} + I_{bot}}{v_{out}} \dots\dots\dots(4)$$

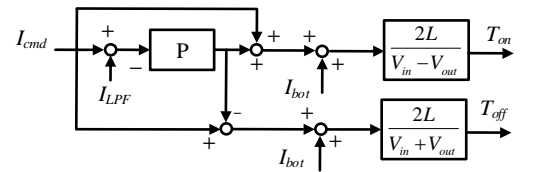
指令値電流のオン、オフ時間に対し、ボトム電流分のオン、オフ時間を加えることにより、負方向に設定したボトム電流が流れる。スイッチング素子の寄生キャパシタから電荷が引き抜かれるためゼロ電圧スイッチング(ZVS)を達成する。

<3.2> インダクタ平均電流誤差補償 図 4 にインダクタ平均電流誤差補償のブロック図を示す。本構成では MHz 以上の高周波で動作させることを前提としているため、シャント抵抗を用いた検出は現実的でない。そのため、スイッチング周波数よりも十分低く、系統周期よりも十分高いカットオフ周波数で設計した LPF を介し、インダクタの平均電流を取得する。そして、インダクタの平均電流値を指令値電流と比較し、P 制御により指令値電流に追従させる。

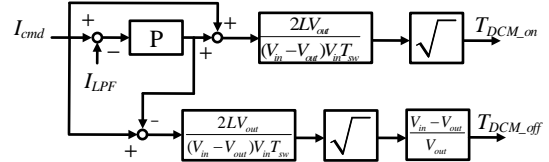
オン、オフ時間より任意の負方向のボトム電流を設定し演算することでスイッチング素子の寄生キャパシタの電荷が引き抜かれ ZVS を達成する。しかし、TCM 制御は可変周波数駆動となり、系統インダクタ電流のゼロクロス付近でスイッチング周波数が際限なく上昇する。

実機ではパワー半導体の立ち上がり、立ち下がり時間やゲートドライバの性能によりパルス幅の短さには限界が存在する。そのため、最高周波数を設定し、最高周波数を超えた場合は DCM 制御に切り替えスイッチング周波数を制限する。

図 5 に DCM 制御におけるインダクタ電流 I_L の波形を示

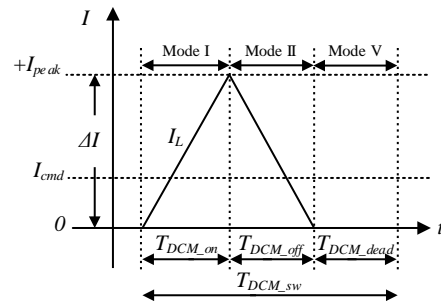


(a) Block diagram of TCM.

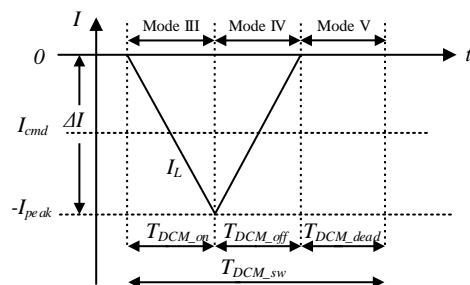


(b) Block diagram of DCM.

Fig.4 Block diagram of I_L error compensation.



(a) I_L of positive output polarity.



(b) I_L of negative output polarity

Fig.5 Inductor current waveform of DCM.

す。図 5 よりインダクタ電流の電流リプルは TCM 制御と同様に(1)式で表される。また、図 5 より DCM の平均電流は(5)式となる。

$$I_{cmd} = \frac{I_{peak}}{2} (T_{DCM_on} + T_{DCM_off}) \dots\dots\dots(5)$$

(1), (5)式より DCM 制御時のオン、オフ時間は(6), (7)式のように導出される。

$$T_{DCM_ON} = \sqrt{\frac{2LV_{out}}{(V_{in} - v_{out})V_{in}T_{sw}} I_{cmd}} \dots\dots\dots(6)$$

$$T_{DCM_OFF} = \frac{V_{in} - v_{out}}{v_{out}} \sqrt{\frac{2L v_{out}}{(V_{in} - v_{out}) V_{in} T_{sw}}} I_{cmd} \dots\dots\dots(7)$$

また、この時のスイッチング休止期間は(6), (7)式から(8)式のように導出される。

$$T_{DCM_dead} = T_{sw} - (T_{DCM_on} + T_{DCM_off}) \dots\dots\dots(8)$$

<3.3> インダクタ設計 (3), (4)式より入出力条件が固定で与えられる場合、TCM 制御の周波数はインダクタンスの大きさにより変化する。そのため、最小スイッチング周波数 f_{sw_min} から必要インダクタンス値の算出式を導出する。(1)式より、 f_{sw} について解くと(9)式のようなになる。

$$f_{sw} = \frac{(V_{in} - V_{out}) \cdot V_{out}}{L(I_{peak} + I_{bot}) \cdot V_{in}} \dots\dots\dots(9)$$

(2)式より、出力電圧 V_{out} が最大の場合にスイッチング周波数 f_{sw} が最小値となるため、インダクタンス値は(10)式で表される。

$$L = \frac{(V_{in} - V_{out_max}) \cdot V_{out_max}}{f_{sw_min} (I_{peak} + I_{bot}) \cdot V_{in}} \dots\dots\dots(10)$$

4. シミュレーション

提案制御動作を確認するため、図 1 に示した回路構成においてシミュレーションを行った。表 2 にシミュレーションパラメータを示す。また、最大周波数は 4MHz, LPF のカットオフ周波数は 100kHz とした。

図 6 にシミュレーション結果を示す。図 6(a)は出力電流 I_{LPF} とインダクタ電流 I_L , (b)は電流最大値付近と電流最低値付近の拡大波形をそれぞれ示す。

図 6(a)より、インダクタ電流の実効値が 5Arms, THD は 0.27%である。また、 I_L より、ボトム電流検出なしでボトム電流が一定で制御できていることがわかる。

図 6(b)より、ピーク時のスイッチング周期は 2 MHz である。また、スイッチング周波数が 4MHz を超える電流ゼロクロス付近では DCM に切り替わり、スイッチング周波数が最大 4MHz で動作している。以上より、提案制御法によりボトム電流検出レスで動作可能である。

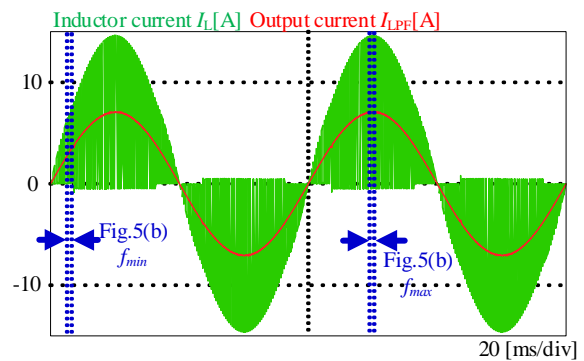
5. 実機実験

提案制御動作及びその妥当性を検証するため、誤差補償を行わないオープンループのTCM制御と提案制御法による実験を行う。本論文では出力を抵抗負荷として提案制御法の動作検証を行う。

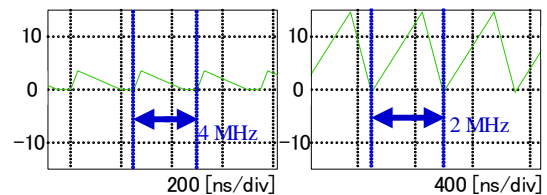
<5.1> オープンループ試験 図 7 に実験の回路構成を示す。本論文では出力を抵抗負荷として提案制御法の実機検証を実施した。実験条件を表 1 に示す。今回の検証では入力電圧を 20V, 出力電圧を 7.07Vrms, ボトム電流を 100mA とした。また、最低スイッチング周波数を 100kHz, カット

Table2. Simulation Parameters.

Experimental conditions	Value
Input voltage V_{in}	400 V
Output voltage V_{out}	200 V _{RMS}
Output Command Current I_{cmd}	5 A _{RMS}
Grid connect inductor L	5.47 μ H
Switching minimum frequency f_{sw_min}	2 MHz
Filter inductor L_f	1.15 μ H
Filter capacitor C_f	2.2 μ F
Bottom current I_{bot}	0.5 A



(a) Output waveform.



(b) Enlarged output current waveform.

Fig.6 Operating waveform with the proposed method.

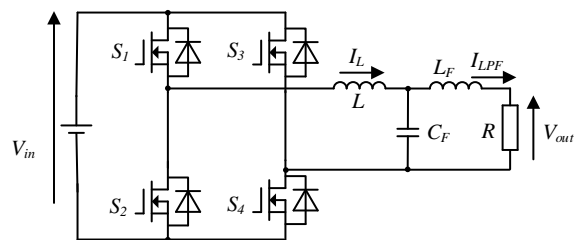


Fig.7 Experimental circuit.

Table1. Experiment Parameters.

Experimental conditions	Value
Input voltage V_{in}	20 V
Output voltage V_{out}	7.07 V _{RMS}
Output Command Current I_{cmd}	70.7 mA _{RMS}
Grid connect inductor L	127.66 μ H
Switching minimum frequency f_{sw_min}	100 kHz
Filter inductor L_f	105.09 μ H
Filter capacitor C_f	2.2 μ F
Output resistor R	100.6 Ω
Bottom current I_{bot}	100 mA

オフ周波数を 10kHz として各パラメータを設計した。

図 8 にオープンループで TCM を行った実験結果の波形を示す。この時のインダクタ平均電流の THD は 2.02% である。図 8 に示すようにオープンループで試験した場合、インダクタ電流のボトム電流が概ね一定になっている。

これは本構成において、系統連系インダクタ L がフィルタインダクタ L_F とほぼ同じ値になっているためである。通常の LPF はパーセントインピーダンスからフィルタインダクタ L_F を算出し、カットオフ周波数からフィルタキャパシタ C_F を決定する。しかし、本試験では出力電圧を十分に保持するため C_F の値を決定しカットオフ周波数から L_F を設計した。そのため、系統インダクタ L と L_F の値が近く、LPF

の周波数特性が変わり、インダクタ電流 I_L と負荷電流 I_{LPF} がバランスする。そのため、本構成においては補償なしでも十分平均値に追従できたと考えられる。

<5.2> インダクタ平均電流誤差補償試験 図 9 に提案制御法を適用した実験結果の波形を示す。比例ゲインは 0.05 と設定した。この時のインダクタ平均電流の THD は 1.99% である。図 9 に示すように提案制御法を適用した場合もインダクタ電流のボトム電流が 100mA 程度で一定となっている。そのため、ボトム電流検出レスで TCM 制御を達成している。

<5.3> 実験結果比較

オープンループと提案制御法を比較した場合、提案制御

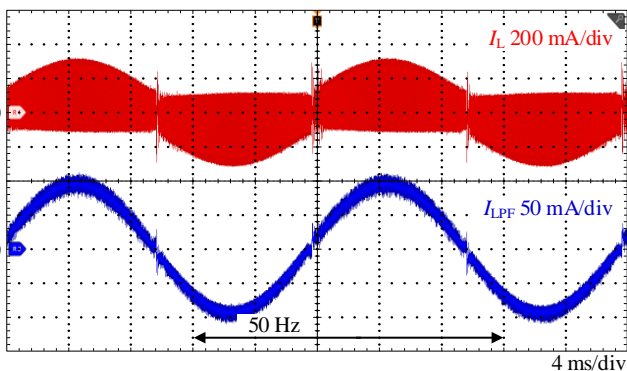


Fig.8 Experiment waveform of TCM open loop.

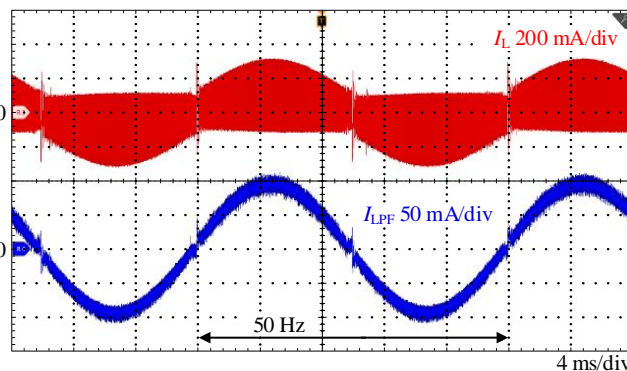
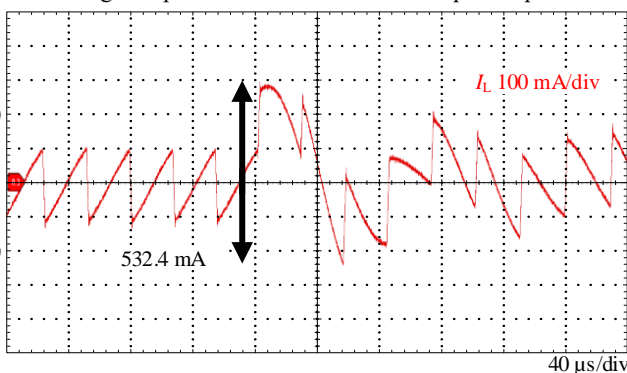
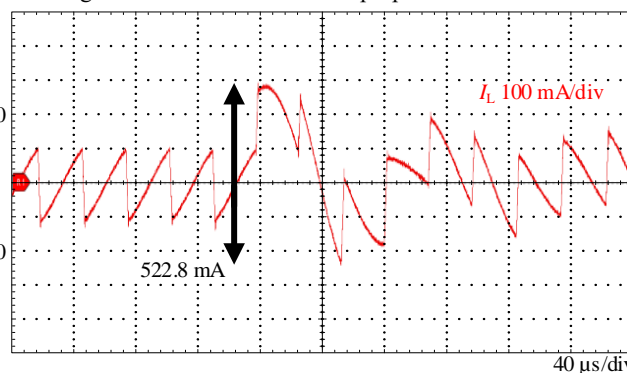


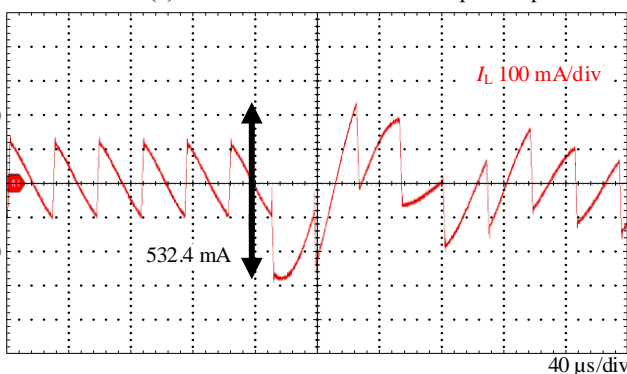
Fig.9 Current waveform of the proposed method.



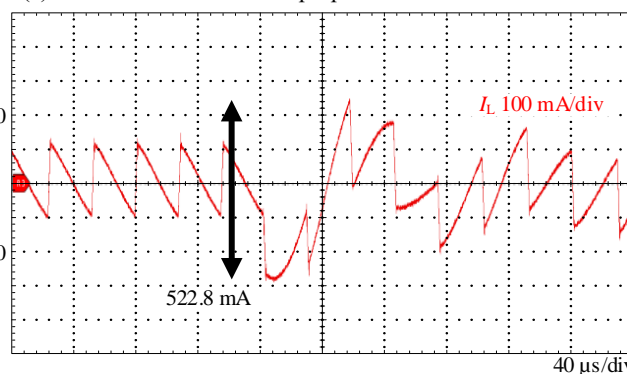
(a) Current waveform of TCM open loop.



(a) Current waveform of the proposed method



(b) Current waveform of TCM open loop.



(b) Current waveform of the proposed method

Fig.10 Enlarged waveform of TCM open loop.

Fig.11 Enlarged waveform of the proposed method.

法を用いた場合の THD が小さい。そのため、ゼロクロス付近の電流歪みに着目して比較を行う。

図 10 にオープンループ時に出力電流 I_{LPF} のゼロクロス付近の拡大電流波形を示す。オープンループ時はゼロクロス時に電流リプルがそれぞれ 532.4mA となっていた。

また、図 11 に提案制御時に I_{LPF} のゼロクロス付近の拡大電流波形を示す。提案制御時はゼロクロス時に電流リプルがそれぞれ 522.8mA となっていた。

オープンループに比べ提案制御法の THD が小さかったのは、誤差補償によりゼロクロス付近で起こる電流歪みが低減されたためだと考えられる。

6. まとめ

本論文では USPM の高パワー密度化のため、2MHz 以上の動作を想定したシャント抵抗を用いないボトム電流検出レスの電流三角波モードを用いたフルブリッジインバータの制御法を提案した。実機検証により提案制御動作とその有用性を確認した。実験結果より、提案制御法によりシャント抵抗による電流検出なしで TCM 動作を達成した。また、提案制御法において出力電流の THD が 1.99%であったことから、提案制御法の優位性を確認した。

今後は、MHz 帯での実験を行い高周波での提案制御法の有用性を確認する。

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) によって実施された。

- PMSM Drive System using USPM Controller”, *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 12, no. 3, pp. 508-516(2023)
- (8) M. Sakamoto, H. Haga: “Control Method for Single-Phase Active Filter Using Universal Smart Power Module (USPM)”, *IEEJ Journal of Industry Applications*, Vol. 12, no. 3, pp. 273-280 (2023)
- (9) 内閣府 科学技術・イノベーション推進事務局: 「戦略的イノベーション創造プログラム(SIP)スマートエネルギーマネジメントシステムの構築 社会実装に向けた戦略及び研究開発計画」, pp.83-93 (2024)
- (10) 山野寺大地: 「GaN-HEMT デバイスを用いた電流不連続モード系統連系インバータの MHz 運転における動作検証および損失の解析」, *IEEJ Trans IA*, Vol.139, No.3 pp.249-257 (2019)
- (11) 鈴木一馬: 「ソフトスイッチングを適用した絶縁型 AC/DC コンバータ」, *IEEJ Trans IA*, Vol.136, No.8 pp.540-548 (2016)
- (12) Yanfeng Shen, Huai Wang, Zhan Shen, Yongheng Yang, Frede Blaabjerg: “A 1-MHz Series Resonant DC-DC Converter With a Dual-Mode Rectifier for PV Microinverters”, *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.34, No.7, pp.6544-6564 (2019)
- (13) C. Marxgut, F. Krismer, D. Bortis, J. W. Kolar, “Ultraflat Interleaved Triangular Current Mode (TCM) Single-Phase PFC Rectifier,” in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 873-882 (2014)
- (14) 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. Int. Power Electron. Conf.*, pp. 1725-1732 (2010)
- (15) 内田泰雄, 山ノ口皓喜, 楠居琳太郎, 河合勇貴, 渡辺大貴, 伊東淳一: 「ZVS を達成するフライバックコンバータの制御法の実機検証」, 半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, Vol. 1, SPC-23-203, MD-23-100, pp.127-132 (2023)
- (16) 楠居琳太郎, 鶴澤匠宏, 渡辺大貴, 岩本拓巳, 伊東淳一: 「2MHz 以上の TCM 駆動を想定した DC-AC コンバータの設計要件の明確化」, SPC 福岡, SPC-23-243, EDD-23-060, pp.87-9 (2023)
- (17) Nidhi Haryani, Sung Jae Ohn, Rolando Burgos, “ZVS Turn-on Triangular Current Mode (TCM) Control for Three-Phase Two-Level Converters With Reactive Power Control”, *IEEE Open Journal of Power Electronics*, vol.4, pp.923-933, (2023)

文 献

- (1) 資源エネルギー庁 総務課戦略企画室: 「令和 4 年度 (2022 年度) におけるエネルギー需給実績 (確報)」, p.41 (2024)
- (2) Y. Murakawa and T. Hikiyama: “Output Series-Parallel Connection of Passivity-Based Controlled DC-DC Converters: Generalization of Asymptotic Stability”, *IEEE Trans. CAS I*, Vol.68, No.4 pp.1750-1759 (2021)
- (3) 阪本真奈, 芳賀仁: 「電力変換モジュールで構成した三相モジュラーマルチレベルコンバータの制御法」, 電気学会半導体電力変換/モータドライブ合同研究会, SPC-22-034, MD-22-034, pp.25-30(2022)
- (4) 岩本拓巳, 渡辺大貴, 中田祐樹, 伊東淳一: 「自立運転単相インバータの高速サンプリングを使ったキャリア同期法」, 2024 年産業応用部門大会, Vol. 1, No. 149-152, pp. (2024)
- (5) K. Yamanokuchi, H. Watanabe, J. Itoh: “Distributed Control Method for Power Conversion System With Series-Connected Autonomous Modular Converters”, *IEEE Transaction on power electronics*, Vol.38, No.12, pp.15242-15252 (2023)
- (6) H. Watanabe, K. Yamanokuchi, Y. Ikeda, Y. Takahashi and J. -i. Itoh, “Universal Smart Power Module (USPM) for Carbon Neutral Society,” in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 60, no. 2, pp. 3411-3417(2024)
- (7) D. Hiroe, X. Zhang, K. Nakamura, K. Sato, R. Suzuki, K. Yoshimoto, T. Yokoyama: “A Study of 10MHz Multi-Sampling Deadbeat Control for