

# 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

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 (長岡技術科学大学)

Experimental verification of control method to achieve ZVS for flyback converter.

Yasuo Uchida\*, Koki Yamanokuchi, Rintaro Kusui, Yuki Kawai, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

The purpose of this paper is to achieve both power factor correction and high efficiency in isolated ACDC converters. The authors propose a method of applying TCM control and input current compensation to a flyback converter. TCM improves conversion efficiency by achieving zero voltage switching. Input current compensation achieves power factor correction (PFC) by linearly compensating the relationship between input current and input voltage. However, the achievement of ZVS and PFC have not been checked in experiment. In this paper, we checked the achievement of ZVS and PFC in experiment. The experimental results show that THD is 1.54% and ZVS is achieved at rated power of 100W with input current compensation.

キーワード：絶縁型 AC/DC コンバータ, フライバックコンバータ, TCM, PFC, ZVS, 実機検証  
(Isolated AC/DC converter, Flyback converter, TCM, PFC, ZVS, Experimental verification)

## 1. はじめに

各種モバイル機器用の電源としてスイッチング AC アダプタが利用されており、本機器は整流器と DC/DC コンバータから構成される。最も安価な整流器として、コンデンサインプット型整流器があるが、電源力率の低下が課題である。この課題に対し、力率改善回路(PFC 回路)を用いることで電源力率を改善できるが電力変換回数の増加や部品点数の増加が懸念される<sup>(1)-(9)</sup>。

一方で、フライバックコンバータを用いた回路構成が提案されている<sup>(10)</sup>。この回路構成ではフライバックコンバータのデューティとスイッチング周波数を固定した電流不連続モード(DCM)を用いた制御により、追加の PFC 回路を用いることなく力率を改善できる。しかし、ゼロ電流期間中の共振電流によるハードスイッチングにより効率が低下する。

そこで、フライバックコンバータの高効率化を実現するためにゼロ電圧スイッチング(ZVS)を実現可能な制御手法が検討されている。アクティブクランプ回路を用いた手法ではクランプコンデンサと漏れインダクタンスとの直列共振により負の励磁電流を導通させ寄生容量を放電したタイミングでスイッチングをすることで、ZVS を達成する<sup>(11)</sup>。しかし、本手法は電流連続モードで動作させる必要があり、力率改善が課題となる。

またフライバックコンバータの二次側ダイオードを半導体スイッチに変更し、一次側の半導体スイッチのターンオンの直前に二次側を導通させることで ZVS を達成する手法が検討されている。しかし本手法では寄生容量の電荷を引き抜くために追加の導通期間が必要となり、導通損失の増加が懸念される。

疑似共振や電流三角波モード(TCM)を用いた手法ではゼロ電流期間中の共振電圧、もしくは微小な負電流期間を設けることで寄生容量の電荷を放電できるため、スイッチング損失を低減できる。しかしこれらの制御ではスイッチング周波数が変化する可変周波数制御になる。DCM では固定周波数駆動においてデューティを一定に制御することで入力電圧とフライバックコンバータの励磁電流の関係を線形化できる。しかし可変周波数ではオンデューティが瞬時に変動するため入力電流 THD が悪化する。

本論文では TCM 制御を適用したフライバックコンバータにおいて入力電圧と入力電流の非線形性を補償する制御の実機実験による評価を行う。実機実験において、定格電力動作時に入力電流 THD を 7.88% から 1.54% にまで改善したため報告する。

## 2. 回路構成

図 1 に検討する絶縁型 AC/DC コンバータを示す。検討回路は同期整流回路とフライバックコンバータ、アクティブ

クランプ回路で構成される。本回路構成は同期整流回路の採用により AC/DC コンバータ部の導通損失を低減する。フライバックコンバータは絶縁と PFC 動作を同時に達成する。アクティブクランプ回路は一次側スイッチのターンオフ時に変圧器の漏れインダクタンスに蓄積されたエネルギーを吸収し、一次側スイッチのサージ電圧の発生を抑制する。

### 3. TCM 制御

〈3.1〉 オン時間指令値の導出 図2に TCM 制御の電流波形を示す。本制御ではトランスの励磁電流を最小電流が負の三角波となるように制御する。フライバックコンバータの励磁電流は一次側スイッチオン時には一次側に流れ、二次側スイッチオン時には二次側に流れるため、一次側スイッチオン時の励磁電流波形から一次側電流平均値を導出する。一次側電流平均値と入力電圧を線形の関係にすることで PFC を達成できるため、一次側電流平均値と入力電圧が線形になるような一次側スイッチオン時間を導出する。

一次側電流時間積は図2に示す赤い三角形の面積であり、一次側電流平均値  $i_{1\_avg}$  は(1)式で表される。

$$i_{1\_avg}(t) = \frac{1}{2T_{sw}}(I_{1peak} \times (T_1 - T_{1bot}) - I_{1bot} T_{1bot}) \dots\dots\dots(1)$$

ここで、 $T_1$ は一次側スイッチオン時間、 $T_{sw}$ はスイッチング周期、 $I_{1peak}$ は一次側電流ピーク、 $T_{1bot}$ はボトム電流からゼロ電流に達するまでの時間(ボトム電流到達時間)、 $I_{1bot}$ は一次側ボトム電流である。図2の励磁電流の傾きより(2)~(4)式は導出される。

$$T_{1bot} = \frac{L_m}{|v_{in}(t)|} I_{1bot} \dots\dots\dots(2)$$

$$T_{sw} = \frac{|v_{in}(t)| + NV_{out}}{NV_{out}} T_1 \dots\dots\dots(3)$$

$$I_{1peak} = \frac{|v_{in}(t)|}{L_m} T_1 - I_{1bot} \dots\dots\dots(4)$$

ここで、 $L_m$ は励磁インダクタンス  $v_{in}(t)$ は入力電圧瞬時値、 $N$ は変圧器の巻き数比、 $V_{out}$ は出力電圧である。

(1)式に(2)~(4)式を代入すると一次側電流平均と入力電圧の関係式が得られる。一次側電流平均と入力電圧の比  $K_{in}(t)$ は(5)式で与えられる。

$$\frac{i_{1\_avg}}{|v_{in}(t)|} = \frac{NV_{out}(T_1 - 2I_{1bot}L_m \frac{1}{|v_{in}(t)|})}{2L_m(|v_{in}(t)| + NV_{out})} = K_{in}(t) \dots\dots\dots(5)$$

(5)式より、 $K_{in}(t)$ を一定にすると入力電圧と一次側電流平均値の関係が線形になり TCM 制御で PFC を達成することが出来る。 $K_{in}(t)$ は入力電圧と入力電流の比であるため入力電力の値から決定することが出来る。入力電圧と入力電流の比と入力電力の関係は入力電力  $P$ と入力電圧実効値  $V_{in}$ よ

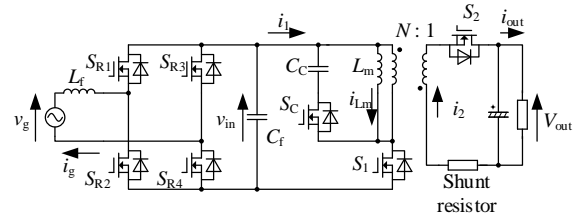


Fig. 1. Circuit configuration of AC/DC converter.

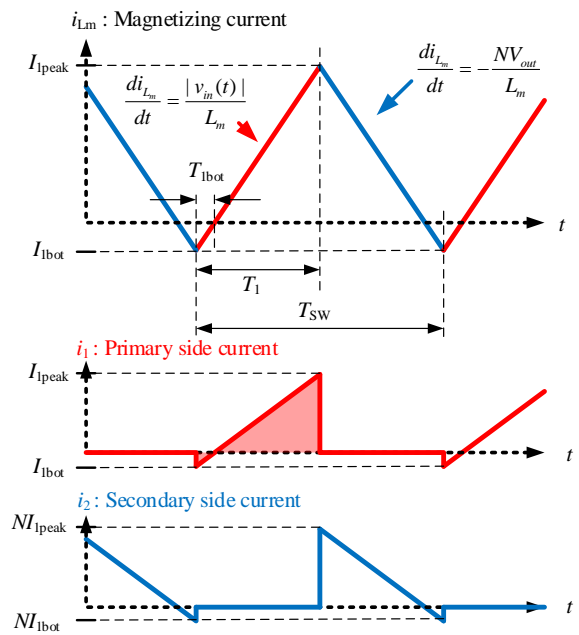


Fig. 2. Current wave forms of transformer.

り(6)式で表される。

$$K_{in}(t) = \frac{P}{V_{in}^2} \dots\dots\dots(6)$$

(5)式と(6)式より、一次側スイッチオン時間は(7)式で表される。

$$T_1 = \frac{2PL_m(|v_{in}(t)| + NV_{out})}{NV_{out}V_{in}^2} + 2I_{1bot}L_m \frac{1}{|v_{in}(t)|} \dots\dots\dots(7)$$

(7)式を満たすように TCM 制御を行うことで入力電流補償を行う。文献(12)で導出されている補正係数では式(9)の第2項が考慮されていなかったが第2項を考慮することでボトム電流による入力電流の低下を補償でき、指令通りの入力電力を得ることが出来る。

次に、クランプスイッチのオン時間を導出する。アクティブクランプは文献(13)に示すように二次側スイッチより早くターンオフすることで二次側電流に重畳する共振電流を抑制することが出来るため、二次側電流のゼロクロス検出をより正確に行うことが出来る。そのため、本論文では二次側スイッチのオン時間の10%のオン時間とする。よってク

ランプスイッチのオン時間  $T_c$  は(8)式で表される。

$$T_c = 0.1 \times \frac{|v_m(t)|}{NV_{out}} T_1 \dots\dots\dots (8)$$

**〈3・2〉 実装** TCM 制御ではボトム電流を一定に制御する必要がある。そのため、回路の二次側にシャント抵抗を設置し、その両端電圧の極性をもとに二次側電流のゼロクロスを検出する。また、フィルタキャパシタが同期整流回路の後段にあるのはダイオード整流で回路を動作させる際に一次側に負電流を流せるようにするためである。

変圧器の設計では巻き数比と励磁インダクタンスを決める必要がある。まず、巻き数比は一次側スイッチと二次側スイッチにかかるドレインソース間電圧と関係がある。巻き数比が高いほど一次側スイッチにかかる電圧が高くなり、低いほど二次側スイッチにかかる電圧が低くなる。そのため、一次側スイッチと二次側スイッチ両方の耐圧を超過しないように決定する。励磁インダクタンスは TCM のスイッチング周波数と関係がある。同じ電力を送ろうとした場合励磁インダクタンスが小さいとスイッチング周波数が高くなるため、使用するコントローラが制御可能なスイッチング周波数から決定する必要がある。

**〈3・3〉 ゲート信号の生成** 図 4 に TCM 制御のタイミングチャートを示す。ここで、タイミングチャート内の Counter<sub>s1</sub> は一次側スイッチのオン時間カウンタのカウント値、Counter<sub>bot</sub> はボトム電流到達時間カウンタのカウント値、Counter<sub>sc</sub> はクランプスイッチのオン時間カウンタのカウント値、Pole<sub>vRshunt</sub> はシャント抵抗の両端電圧の極性、Det<sub>zero\_cross</sub> はゼロクロス検出信号、Det<sub>bot\_achieve</sub> はボトム電流到達検出信号、GATE<sub>sig1</sub> は一次側スイッチゲート信号、GATE<sub>sig2</sub> は二次側スイッチゲート信号、GATE<sub>sigc</sub> はクランプスイッチゲート信号である。シャント抵抗の両端電圧の極性は二次側電流が負の時に high になり正の時に low になる、そのためシャント抵抗の両端電圧の極性が立ち上がったタイミングがゼロクロス検出のタイミングになる。

ここではボトム電流到達を TCM の開始としてゲート信号生成の流れを説明する。まず、ボトム電流に到達した後一次側スイッチゲート信号をオンし、一次側スイッチのオン時間カウンタにより一次側スイッチのオン時間をカウントする。一次側スイッチのオン時間に達した時点で一次側スイッチゲート信号をオフする。

次に、一次側スイッチゲート信号がオフした時点で二次側スイッチゲート信号をオンする。その後、ゼロクロスを検出した時点でボトム電流到達カウンタによりボトム電流到達時間をカウントし、ボトム電流到達を検出する。ボトム電流に到達した時点で二次側スイッチをオフする。

クランプスイッチゲート信号は一次側スイッチゲート信号のターンオフと同時にオンし、クランプスイッチのオン

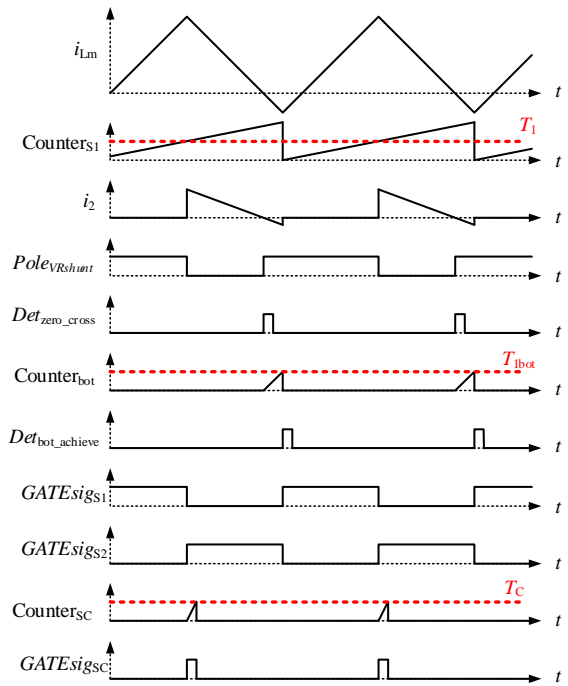


Fig. 4. Timing chart of TCM control.

時間カウンタによりクランプスイッチのオン時間をカウントする。クランプスイッチのオン時間指令値に達した時点で一次側スイッチゲート信号をオフする。

以降ループすることで TCM 制御のゲート信号が生成できる。

#### 4. 実験結果

表 1 に実機実験の条件と回路パラメータを示す。スイッチングデバイスは一次側の回路には STB23NM50N を、二次側の回路には IPB117N20NFD を用いている。本実験ではゼロクロス付近では TCM 制御のオン時間指令値が無限大になってしまうため、入力電圧 30V 以下の範囲では固定オン時間の DCM 制御を行う。

図 5(a)にボトム電流到達検出と一次側スイッチゲート信号、二次側スイッチゲート信号の生成に関する動作波形を示す。また、図 5(b)にアクティブクランプスイッチゲート信号生成に関する動作波形を示す。Counter<sub>bot</sub>[0]はボトム電流到達カウンタの最下位ビットであり、Counter<sub>sc</sub>[0]はクランプスイッチのオン時間カウンタの最下位ビットである。カウンタ動作の有無はカウンタの最下位ビットで確認している。

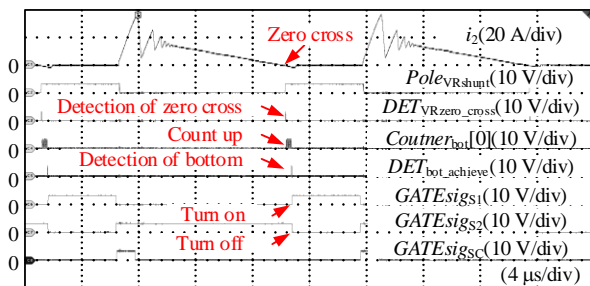
図 5(a)より二次側電流のゼロクロス検出からボトム電流到達時間カウンタのカウントアップが始まり、ボトム電流到達を検出したタイミングで一次側スイッチゲート信号がオンし、二次側スイッチゲート信号がオフしていることを確認できる。

図 5(b)より一次側スイッチゲート信号の立下りからクランプスイッチオン時間カウンタのカウントアップが始まりカウントアップが終わったタイミングでクランプスイッチのゲート信号がオフしていることを確認できる。

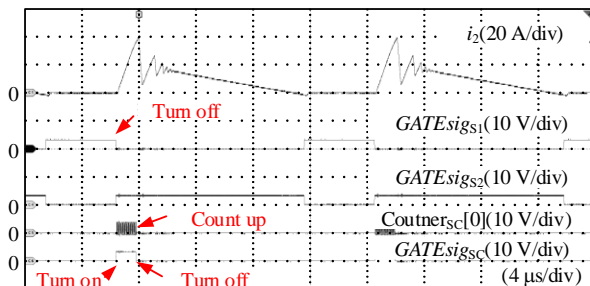
図 6 に系統電圧と系統電流, 出力電圧と出力電流の波形を示す。実験では入力には交流電源, 出力には回生電源を用いており, どちらも CV モードで動作している。図 6(a)より, 入力電流補償無の TCM 制御では入力電流 THD は 7.88%であり, ゼロクロスとピーク近傍で歪が確認できる。ゼロクロスでの電流歪は DCM から TCM への切り替え点で発生しており, 一次側電流平均値がモード切り替え時に非連続に変動するため, 入力電流が歪む。また, ピークの電流歪は固定オン時間による TCM 制御に伴う歪である<sup>(13)</sup>。一方, 図 6(b)に示す入力電流補償有の TCM 制御では入力電流 THD は 1.54%であり, 入力電流補償により入力電流 THD

Table. 1 Circuit parameters.

Symbol	Quantity	Value
$V_{in}$	Input voltage	100 V
$V_{out}$	Output voltage	24 V
$L_m$	Magnetizing inductance	51.3 $\mu$ H
$C_c$	Clamp capacitor	0.5 $\mu$ H
$L_f$	Filter inductance	2.13 mH
$C_f$	Filter capacitor	6.8 $\mu$ F
$R_{shunt}$	Shunt resistor	0.05 $\Omega$
$N$	Turn ratio of transformer	2



(a) Detection of bottom.



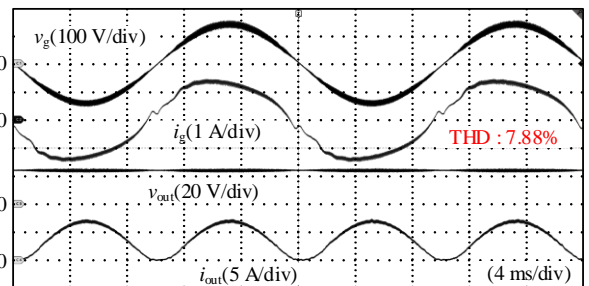
(b) Gate signal of active clamp.

Fig. 5 Secondary current and control signal.

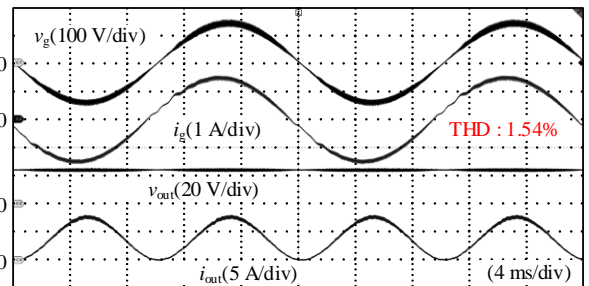
が改善することが確認できる。

図 7 に入力電流 THD 特性を示す。図 7 より入力電流補償を適用することで, 入力 60W から 100W の範囲すべてで入力電流 THD が改善している。しかし, 軽負荷になるにつれて入力電流 THD が悪化している。これは軽負荷時 TCM 制御のスイッチング周期が短くなることで, デッドタイムが支配的になり, 電流歪が増加するためである。

図 8 に入力電圧が 30 V の時の各スイッチングデバイスのゲートソース電圧とドレインソース電圧の波形を示す。図 8 より全スイッチでゲートソース電圧が立ち上がる前にドレインソース電圧が 0 V になっていることが確認でき, ZVS を達成していることを確認できる。このことからスイッチング損失を低減することが出来ているといえる。



(a) Without input current compensation.



(b) With input current compensation.

Fig. 6 Input and output waveforms.

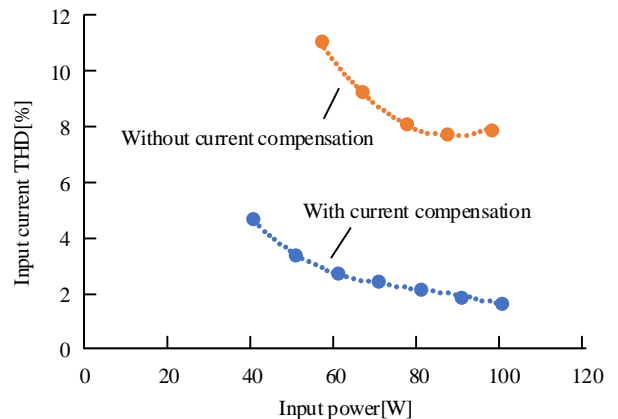
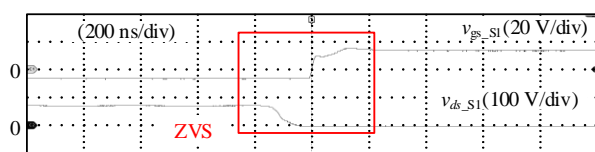


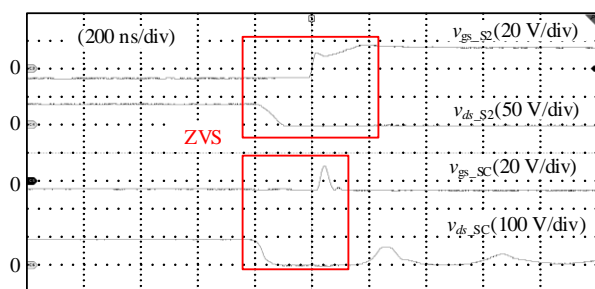
Fig. 7 Comparison of input current THD with and without current compensation.

図9に入力電圧141V時の各スイッチングデバイスのゲート信号と励磁電流を示す。励磁電流波形は二次側電流を巻き数比で割った値と一次側電流を足して表示している。励磁電流波形はTCM制御できているが、クランプスイッチがオフした後、励磁電流に歪が発生している。これは漏れインダクタンスとクランプコンデンサの共振による共振電流が原因である。

図10に入力電流の高調波解析結果を示す。図10の基本



(a) Turn on of primary side switch



(b) Turn on of secondary side switch and clamp switch.

Fig. 8 Waveform of switching ( $v_{in}=30$  V).

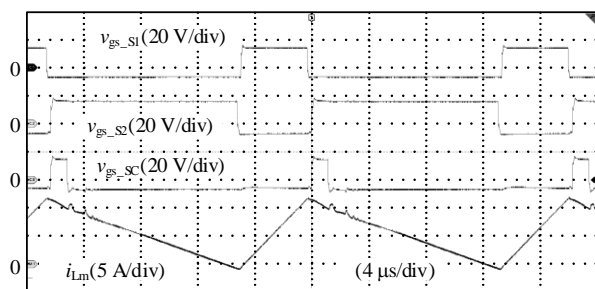


Fig. 9 Waveform of magnetizing current ( $v_{in}=141$  V).

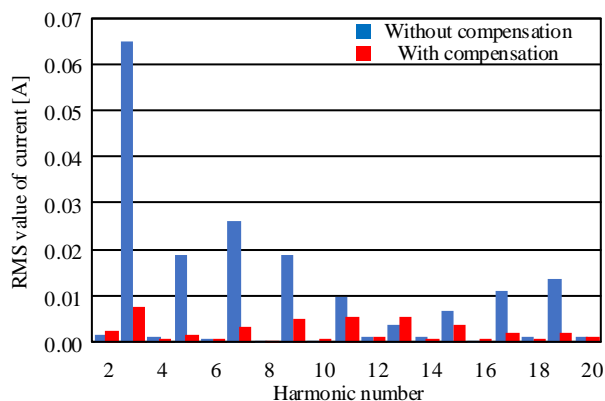


Fig. 10 Harmonic analysis of input current (fundamental frequency = 50Hz).

波周波数は50Hzである。基本波成分の電流実効値は電流補償無の場合1.02A、電流補償有の場合1.06Aだが、基本波成分を含めると高調波成分の表示が小さくなりすぎるため、図10には表示していない。図10より、20次までの全高調波を低減できていることが確認できる。

## 6. まとめ

本論文では入力電流補償を適用したTCM制御の有効性を実機により検証した。実機への実装と実験による入力電流THDの比較とZVS達成の確認を行った。結果、入力電流補償を入れることで入力電流THDが7.88%から1.54%に改善することを確認した。また、各スイッチングデバイスのゲートソース電圧とドレインソース電圧から全スイッチングでZVSが達成されていることを確認した。今後はより広い動作領域での入力電流THDの低減と、スイッチング周波数の最適化による導通損失の低減や変圧器体積の小型化を行う予定である。

## 文 献

- (1) 大辻 悦尚, 宮下 收, 前田 明志:「電圧センサレス高力率PWM整流器」, 電気学会論文誌D, Vol.117, No.1 pp.44-49 (1997)
- (2) 谷口勝則, 股野安浩, 森實俊光, 木村紀之:「高力率コンバータを活用したPAM型インバータシステム」, 電気学会論文誌D, Vol.117,
- (3) T. Takeshita, Y. Toyoda, and N. Matsui: "DC Voltage Control and Harmonic Current Suppression of Single-phase PFC Converter", *IEEJ Trans. IA*, Vol.121, No.10, pp.1041-1048(2001-10)(in Japanese)  
竹下隆晴・豊田泰延・松井信行:「単相PFCコンバータの直流電圧制御と高調波電流抑制」, 電学論D, Vol.121, No.10, pp.1041-1048(2001-10)
- (4) B.N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D.P. Kothari: "A review of single-phase improved power quality AC-DC converters", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vo.50, No.5. pp.962-981 (2003)
- (5) K.-hen Chao and P.-T. Cheng: "Power decoupling methods for single-phase three-poles AC/DC converters", in Proc. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition ECCE 2009, pp.3742-3747 (2009)
- (6) L. Huber, L. Gang, and M.M. Jovanovic: "Design-oriented analysis and performance evaluation of buck PFC front end", *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol.25, No.1, pp.85-94 (2010)
- (7) J.C. Crebier, B. Revol, and J.P. Ferrieux: "Boost-chopper-derived PFC rectifiers: interest and reality", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol.52, No.1, pp.36-45(2005)
- (8) K. Tsuno, K. I. Ishii, and T. Shimizu, "Comparison of Power Decoupling Characteristics of DC Ripple Energy on the Single-phase Voltage Source PWM Rectifiers," *IEEJ Trans. IA*, vol. 126, no. 1, pp. 64-73, 2006 (in Japanese).  
津野 康一, 石井 謙市朗, 清水 敏久:「単相電圧形PWM整流器におけるパワーデカップリング特性の比較」, 電学論D, Vol. 126, No. 1, pp. 64-73 (2006)
- (9) S.-ichi Motegi and A. Maeda, "A Single-phase Buck PFC Converter with Improved Input Current Waveform," *IEEJ Trans. IA*, vol. 117, no. 10, pp. 1286-1287, 1997 (in Japanese).  
茂木 進一, 前田 明志:「入力電流波形を改善した単相降圧形高力率整流器」, 電学論D, Vol. 117, No. 10, pp. 1286-1287 (1997)
- (10) 長尾彦彦, 森川竜一, 原田耕介:「不連続モード動作昇降圧形高力率AC-DCコンバータの特性解析」, 電気学会論文誌C, Vol.175-C2, No.11 pp.686-695 (1992)

- (1 1)Lingxiao Xue, Jason Zhang : “Highly Efficient Secondary-Resonant Active Clamp Flyback Converter”, IEEE, Vol.65, No.2 p.1235-1243 (2018)
- (1 2)河合勇貴, 菊地尚斗, 渡辺大貴, 伊東淳一 : 「幅広い入力電圧に対応可能な直並列切替型フライバックコンバータ」, No.EDD-22-047,SPC-22-187(2022)
- (1 3)内田泰雄, 渡辺大貴, 伊東淳一, 泉本尚人, 木寺和憲, 岡田健治 : 「ハイブリッド電流モード制御を用いたフライバックコンバータのZVS法」, PE-23-072, PSW-23-078, SPC-23-128(2023)