

絶縁型 AC-DC マトリックスコンバータの電圧クランプを用いた 入力電流ひずみ低減法

中村 聡志* 宅間 春介 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Input current distortion reduction method of
Isolated AC-DC matrix converter with voltage clamp
Satoshi Nakamura*, Shunsuke Takuma, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh
(Nagaoka University of Technology)

Isolated AC-DC matrix converters for rapid chargers have been studied to achieve miniaturization and high efficiency. A method which controls primary-side current of the isolated transformer with the discontinuous current mode, is considered to reduce harmonics components of input current. However, distortion of the input current is deteriorated because offset of the primary-side current is generated by dead time or voltage commutation of the matrix converter. In this paper, a novel method focusing on switching operations is proposed to reduce the distortion of the input current. The feature of the proposed method is that flow of the primary-side current is controlled with voltage clamp of body diodes to reduce the offset current. As a result, positive offset of the primary-side current is eliminated.

キーワード：絶縁型 AC-DC コンバータ, マトリックスコンバータ, 入力電流ひずみ
(Isolated AC-DC converter, matrix converter, input current distortion)

1. はじめに

近年、エネルギー問題や地球温暖化問題から、エネルギー効率や CO2 排出量の優れた性能を持つ電気自動車(EV)やプラグインハイブリッド自動車(PHV)の開発が進められている。これらの次世代自動車には従来のガソリン車とは異なり、急速充電器によって車載バッテリーに電力を充電する。急速充電器に要求される性能として三相系統とバッテリー間の絶縁、大容量化、高効率化、様々なバッテリーの充電電圧に対応できるよう出力電圧範囲が広いことに加え、設置場所の観点から小型化・軽量化が求められている。

従来の急速充電器の回路方式には、高周波絶縁 AC/DC 変換方式が採用されている。この回路構成では、PWM 整流器を用いて三相交流部の力率を 1 に保ちつつ直流に変換した後、トランスの一次側にインバータを用いて高周波電圧を印加する。その後、二次側で再度整流することで出力 DC 電圧を得る⁽¹⁾。この変換方式では、入出力部の追加インダクタとトランスが必要であるが、高いスイッチング周波数で動作させることで小型化可能である。しかし、PWM 整流器

とインバータ間の大容量直流中間コンデンサは、高周波化による容量低減ができないため、小型化・長寿命化の妨げとなる。

前述の課題を解決するために、一次側にマトリックスコンバータを適用する回路方式が提案されている。マトリックスコンバータによって系統周波数からトランス一次側の高周波交流電圧に直接変換するため、直流中間コンデンサとインダクタが不要であり、更なる小型化・長寿命化に貢献できる⁽²⁾⁻⁽¹²⁾。マトリックスコンバータを適用する場合、入力電流を正弦波状に制御すること、トランスの漏れインダクタンスによる伝送電力制御の両立が課題となる。文献 2 では、空間ベクトル変調方式における、入力電流高調波が最小となるスイッチングパターンの選択方法が提案されている⁽²⁾。また、文献 3 ではトランス一次側電流を不連続モードに制御することで、Duty 計算を簡易にしつつ系統電流を正弦波状に制御する方式が提案されている⁽³⁾。加えて、双方向動作についても検討されており、Vehicle to Grid (V2G) システムに要求される性能を満たしていることが報告されている。しかし、導通損失が大きくなる課題がある。

一方で、文献 4 ではトランスの一次側に追加の高周波インダクタを適用した回路構成における制御法が提案されている⁽⁴⁾。高周波リンク部の電流リップルをスイッチング周期で打ち消すことで、Duty 計算が容易かつ無効電力を最小にできる。しかし、電流不連続モード適用時に、デッドタイムや電圧転流などによりトランス一次側電流にオフセットが生じてしまい、理想状態に比べ電流時間積が増加する。その結果、入力電流にひずみが発生する課題がある。

そこで本論文では、文献 4 における、電流不連続モード (DCM) 適用時の入力電流ひずみを抑制するために、トランス一次側電流オフセットを解消する手法を提案する。ボディダイオードを用いた電圧クランプを利用することで、電流方向が制限され、電流オフセットが低減される。さらに、4 ステップ電圧転流における電圧誤差補償についても同時に検討を行った。実験結果より、トランス一次側電流のオフセットが部分的に解消されたので報告する。

2. 主回路構成および制御方式

〈2・1〉 回路方式 図 1 にトランス一次側に PWM 整流器とインバータを、二次側にダイオード整流器をそれぞれ適用した高周波絶縁 AC-DC 変換回路を示す。本回路は高周波化によりトランスの体積、昇圧インダクタを小型化することができるが、三相 PWM 整流器に使用する直流電圧リップル抑制のため使用される直流中間コンデンサの小型化が困難である。

図 2 にトランス一次側にマトリックスコンバータ、二次側に PWM 整流器を用いた回路構成を示す。本回路はトランスの漏れインダクタンスと追加の高周波インダクタにて電力伝送を行う。図 1 の回路と比較して系統側、直流出力側インダクタと直流中間コンデンサが不要なため、充電器の小型化と高効率化が可能である。本論文では本回路の制御方法について議論する。

〈2・2〉 制御方式および Duty の導出方法 本回路は、マトリックスコンバータと DAB の制御を同時に達成する必要がある。通常、入力電流を正弦波に制御するために、スイッチング周期ごとの出力電流平均値が一定になるよう、Space-Vector-Modulation (SVM) を用いてマトリックスコンバータを制御する。一方 DAB では、入出力電圧がスイッチング周期内で一定である前提で理論が構築されている。しかし、本回路は上記の出力電流平均値、入出力電圧のどちらも一定に制御することはできない⁽⁴⁾。

図 3 に SVM に基づくベクトル図と入力電流指令ベクトルを示す。入力電流指令 I_m^* を出力する場合、 V_1 と V_2 ベクトル出力時に、 I_1 、 I_2 を出力することで入力電流を制御する。また、出力電圧を矩形波にするには、 V_1 と V_2 の逆ベクトルである V_4 と V_6 を周期の後半で出力する。しかし、本回路では、従来のマトリックスコンバータ出力側に大容量の平滑インダクタを設ける代わりに、トランスの漏れインダクタンスで電流を平滑する。その結果、インダクタンス値が

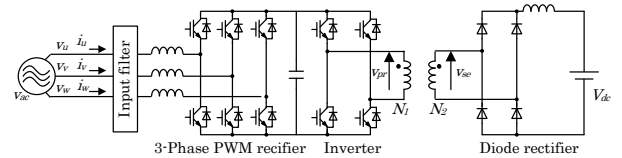


Fig.1 PWM rectifier and inverter and diode rectifier type.

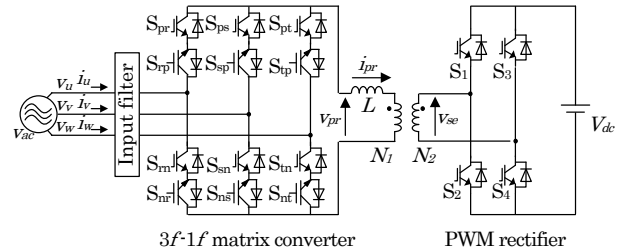
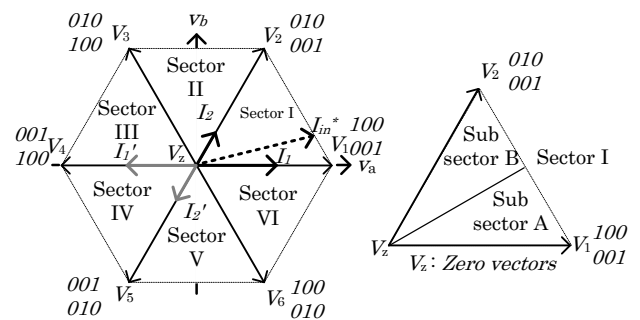


Fig. 2. Matrix converter and PWM rectifier type.



Ex.) V_1 100 $S_{rp}, S_{pr} = \text{ON}, S_{sp}, S_{ps} = \text{OFF}, S_{tp}, S_{pt} = \text{OFF}$
 001 $S_{rn}, S_{nr} = \text{OFF}, S_{sn}, S_{ns} = \text{OFF}, S_{tn}, S_{nt} = \text{ON}$
 ※The number of "1" means switch is turn on.

Fig.3. Space vector modulation.

非常に小さいため、スイッチング周期内で電流が大きく変動する問題が生じる。

上記の問題に関して、文献 4 ではリップルキャンセル方式の動作原理に基づいて電流変動を解決している⁽⁴⁾。図 4 に高周波電圧、電流波形を示す。リップルキャンセル方式では電圧ベクトルの出力順を変更することで電力伝送期間の電流ベクトルの振幅を平均値 I_{ave} と等しくする。これにより、入力電流の歪み低減とリップルのない出力電流を同時に達成できる。

電流ベクトルの平均値 I_{ave} は電力伝送期間の等価トランス電流指令値 I_{ave}^* であり、各ベクトルの電流値は(1)式、(2)式で表せる。

$$D_1 = \frac{I_1}{I_{ave}^*} \pm D_z \quad \dots \dots \dots (1)$$

$$D_2 = \frac{I_2}{I_{ave}^*} \quad \dots \dots \dots (2)$$

ここで、等価トランス電流指令値 I_{ave}^* は等価トランス電流指令値 D_x はスイッチング周期の半周期 T に対する X ベクトルの出力比(Duty)である。

電流リップルキャンセル法より、点 0 から点 A と点 0 から点 B の加算式は I_{ave}^* の 2 倍となるため、 T を用いて(3)式の等式が成立する。

$$2 \frac{(v_1 + NV_{dc})TD_\alpha}{L} + \frac{(v_1 - NV_{dc})TD_1}{L} + \frac{(v_2 - NV_{dc})TD_2}{L} = 2I_{ave}^* \quad (3)$$

ここで、 L は一次側から見たトランスの漏れインダクタンス、 V_{dc} は直流電圧、 N はトランスの巻き数比である。(3)式から D_α について解くと(4)式となる。

$$D_\alpha = \frac{2I_{ave}^* \frac{L}{T} - (v_1 - NV_{dc})D_1 - (v_2 - NV_{dc})D_2}{2(v_1 + NV_{dc})} \quad (4)$$

点 B から点 A の大きさが一致する点 C までの Duty D_z は点 A から点 B までの変化分と T_z 出力時の変化値が等しい関係であるため、

$$D_z = \left| \frac{(v_1 - NV_{dc})I_1 + (v_2 - NV_{dc})I_2}{2NV_{dc}I_{ave}^*} \right| \quad (5)$$

となる。最後に、ゼロベクトルのデューティ D_0 は(7)式にて求める。

$$2D_\alpha + D_1 + D_2 + D_z + D_0 = 1 \quad (6)$$

次に等価トランス電流指令値 I_{ave}^* を求める。 I_{ave}^* は漏れインダクタンス値 L や入出力電圧により、指令値範囲が制限される。高周波電流の連続条件である $D_0=0$ と(1), (2), (4)式を(6)式に代入することで、電流連続状態での電流指令を(7)式で示される。

$$I_{ave}^* = \frac{1}{2} \left\{ K_1 - \sqrt{K_1^2 - K_2} \right\} \quad (7)$$

ここで、 K_1 , K_2 はそれぞれ(8)式(9)式で表される。

$$K_1 = \frac{v_1 + NV_{dc}}{2} \frac{T}{L} \quad (8)$$

$$K_2 = K_1 \frac{I_1(v_1 + NV_{dc}) + I_2(v_2 + NV_{dc})}{NV_{dc}} \quad (9)$$

同様に不連続時の電流指令は高周波電流の負連続条件である $D_\alpha=0$ の条件を用いて、(10)式で表される。

$$I_{ave}^* = \sqrt{\pm \frac{v_1 + NV_{dc}}{4NV_{dc}} ((v_1 - NV_{dc})I_1 + (v_2 - NV_{dc})I_2) \frac{T}{L}} \quad (10)$$

3. 電圧クランプを用いたオフセット抑制法

〈3・1〉 DCM 適用時の問題 主回路は軽負荷領域において DCM を適用する。図 5 にセクタ 1 における転流シーケンスを示す。従来の制御法では、図 5(a) に示すように、導通損失の低減のため各アームのスイッチを双方とも ON にして制御する。しかし、転流やデッドタイムによりスイッチングの遅延が発生した場合、電流が 0 A で保持されずに電流極性が切り替わる。これは、電流不連続モードの Duty 計算の前提となる初期電流がゼロの条件を満たすことができず、入力電流にひずみが生じる。そこで、オフセット電流を抑制可能なスイッチングパターンを提案する。

〈3・2〉 電圧クランプを用いたオフセット除去の原理

図 5(b) にオフセットを抑制するためのスイッチングパターンの一例を示す。このときの相電圧の大きさの関係は $U > V > W$ だと仮定する。また、初期電流は負方向に流れて

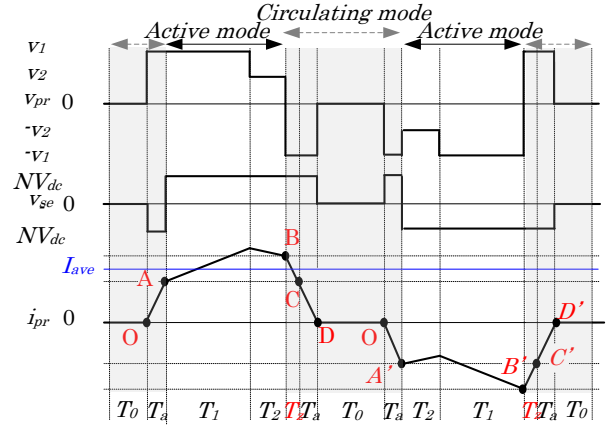
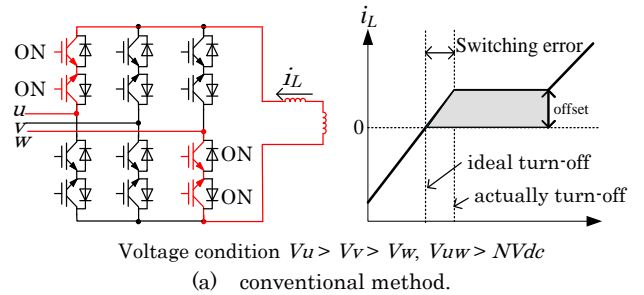
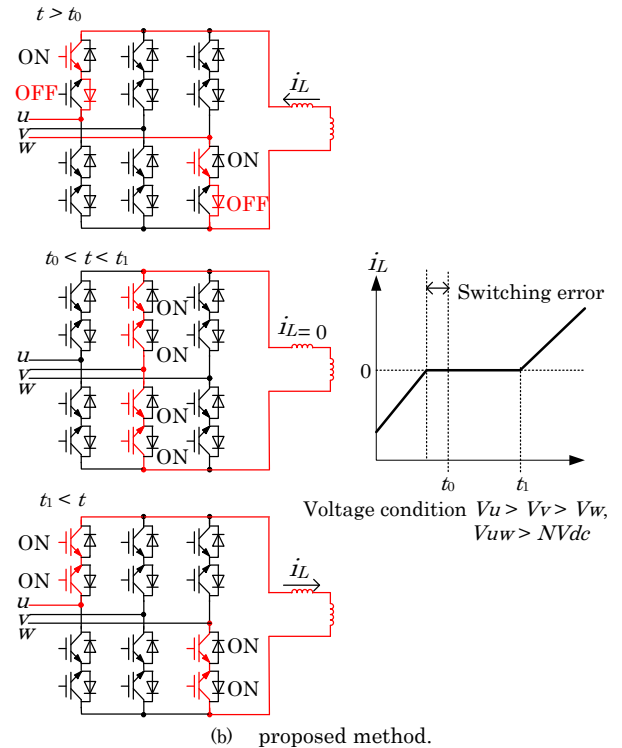


Fig. 4. Ripple cancellation method.



(a) conventional method.



(b) proposed method.

Fig. 5. Offset cancellation method for primary-side current with voltage clamp (Sector 1).

いるとする。提案手法では双方向スイッチを構成する片方のスイッチを電流方向に応じてオフする。本操作によって高周波電流の方向を制限することができ、電流極性の切替りを防止できる。その結果、電流オフセットを抑制できる。 $t < t_0$ の場合、初期電流は負方向であり、双方向スイッチ

を構成する片側のスイッチのボディダイオードを通じて流れる。電流がゼロになると、 S_{rp}, S_{nt} のボディダイオードで電圧がクランプされ、正方向に電流が流れることを抑制する。次に $t_0 < t < t_1$ の場合、三相のうち一つのレグを全 ON することで電流値を 0 に保持する。最後に、 $t_1 < t$ の場合、電流が正方向に流すタイミングで双方向スイッチをどちらも ON とすることで導通損失の増加を最小限に抑制しつつ、オフセットを抑制することができる。

図 4 に示すゼロ電流期間に移行する B-D 間および B'-D' 間に片側のスイッチを OFF にして制御している。これによってスイッチングに誤差が生じていてもボディダイオードによる電圧クランプにより、電流方向を制限されることでオフセットが抑制される。

(3・3) 4 ステップ電圧転流の電圧誤差補償 マトリックスコンバータでは、電源短絡の防止および誘導性負荷において負荷開放しないようにスイッチングを行う必要がある。この条件を満足しつつ転流する方式として電圧転流方式と電流転流方式およびこれら二つの転流方式を複合させた複合転流方式がある⁽¹²⁾。電圧転流方式では入力電圧の大中小関係から、電流転流方式では負荷電流方向からスイッチング素子を ON・OFF させる順序を決定する。しかし、電流転流方式では、負荷電流が高周波の場合、高精度な電流センサが必要であり、コスト増加につながる。したがって、本回路では、電流センサが不要な電圧転流方式を用いる。

図 6 に双方向スイッチを用いた電圧転流のモデルとスイッチングのシーケンスを示す。電源 v_1 から v_2 へ転流することを想定した場合 $v_1 > v_2$ の条件において、初期条件として S_{1a} 及び S_{1b} が ON, S_{2a}, S_{2b} が OFF のときを考える。このとき、スイッチングのシーケンスは S_{2a} :ON, S_{1a} :OFF, S_{2b} :ON, S_{1b} :OFF の順で実行される。実際には 2 ステップ目の S_{1a} が ON されるタイミングで転流され、デッドタイム T_d の遅延が生じる。同様に、 $v_2 > v_1$ の条件において電源 v_1 から v_2 へ転流することを想定した場合、理想電圧に対して実電圧の出力に $2 T_d$ の遅延が生じる。したがって、電圧転流により発生する遅延を考慮した Duty の補償が必要となる。

図 7 に U 相電圧の位相が 0 度から 30 度の条件における電流不連続モードでの一周期のスイッチングのシーケンス及び 4 ステップ電圧転流における電圧誤差の補償量を示す⁽¹²⁾。例として、 V_1 から V_0 に電圧ベクトルが移行する際、転流シーケンスの 3 ステップ目で V_1 から V_0 に電圧ベクトルが切り替わるが、 V_0 から V_1 に電圧ベクトルが切り替わる時には 2 ステップ目で切り替わっていることが分かる。つまり、実際に V_0 が出力される期間は、理論値よりも T_d 短くなるため、(7)式で得られる Duty に T_d を加算して補償する必要がある。

5. 実験結果

表 1 に実験条件を示す。定格電力 2kW, スwitching 周

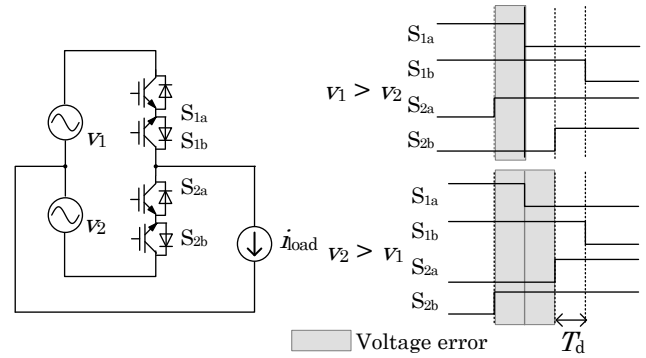


Fig. 6. Commutation model and voltage error.

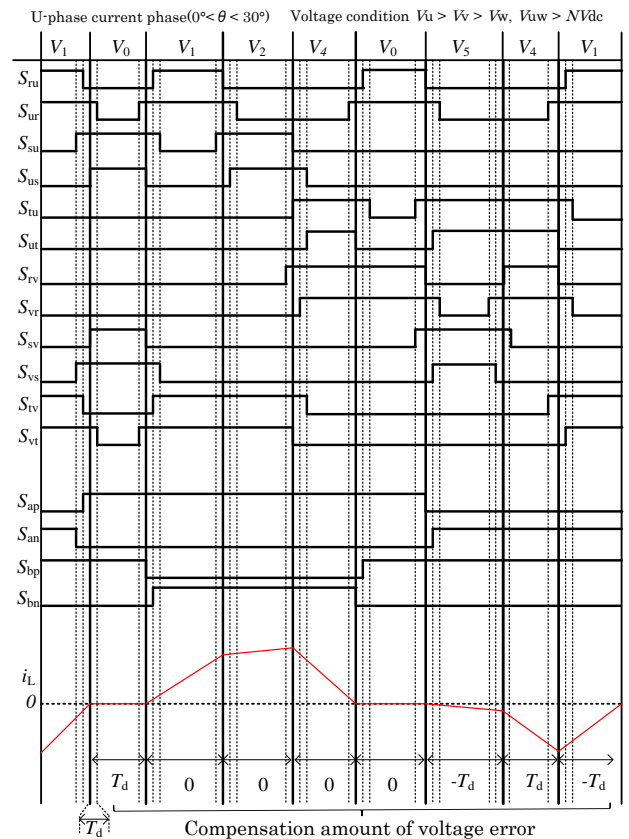


Fig. 7. Input and output waveforms of matrix converter.

Table 1. Experimental parameters

Quantity	Symbol	Value
Rated power	P	2.0 kW
Three-phase AC voltage	v_{ac}	200 V _{rms}
DC voltage	V_{dc}	120 V
Input frequency	f	50 Hz
Carrier frequency	f_{sw}	20 kHz
Leakage inductance	L	45 μ H
Turn ratio of transformer	$N_1:N_2$	2:1
Input filter	L_f	1 mH
	C_f	10 mF
Dead-time	T_d	200 ns

波数 20 kHz とし、デッドタイム 200 ns で実験した。

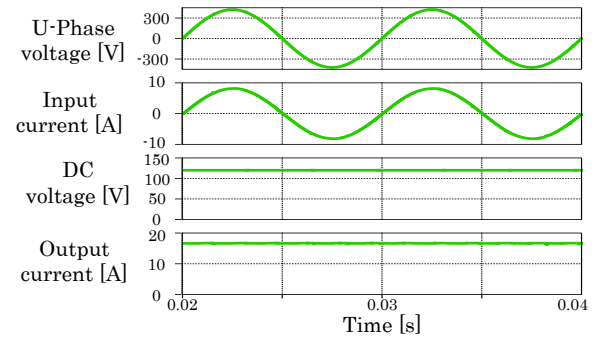
図 8(a)にシミュレーションによる理想状態における定格時のマトリックスコンバータの入出力電圧電流波形を示す。理想状態では、転流およびデッドタイムを考慮しないため系統電圧と電流の位相が一致し、力率を 1 で制御可能であり、入力電流ひずみがほとんど発生しない。一方、実験波形図 8(b)では理想のスイッチングのタイミングと実際のスイッチングがデッドタイムや転流等の要因で入力電流が大ききひずむ。

図 9 に従来法および提案法を用いて 1.0kW 出力時の一次側電圧、電流、二次側電圧を示す。図 9(a)より、従来法では理想のスイッチングのタイミングと実際のスイッチングがデッドタイムや転流によってずれ、本来電流 0 となる期間でトランス一次側電流にオフセットが生じている。一方、提案法を適用した図 9(b)では、ボディダイオードを用いた電圧クランプにより、トランス一次側電流に発生していたオフセットは正側では減少しているが、本提案手法を用いても負側では大きく残留されたままの状態となっている。この問題の一つの要因として、マトリックスコンバータ出力が 0 V に遷移する際に発生する 100 kHz の共振が原因だと考察している。この共振はスイッチング素子の寄生容量と配線インダクタンス間で発生し、電圧クランプができなかったためと考えられる。現在は、共振によって残留しているオフセットの抑制について検討を行っている。

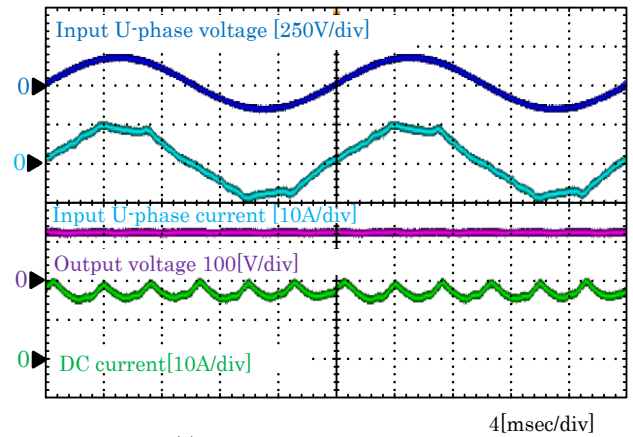
図 10 に変換器効率と伝送電力の関係を示す。伝送電力が大きくなるほど従来法に比べ、効率が低下していることが分かる。定格時では従来法に比べ、1.0 % 効率が低下している。本提案手法では、図 4 に示す B-D 間および B'-D' 間において双方向スイッチの片側を OFF することでトランス一次側電流のオフセットの解消を検討した。そのため、OFF されているスイッチング素子は、ダイオードを通じて導通することになり、導通損失がスイッチを導通することに比べ大きくなることから効率が低下している。しかし、提案法による電圧クランプ期間を短くすることができればこの導通損失の増加は抑制可能である。

6. まとめ

本論文では、絶縁型 AC-DC コンバータにマトリックスコンバータを適用した回路の電流不連続モード適用時における入力電流ひずみ低減法として、電圧クランプを用いた制御方法と 4 ステップ電圧転流方式による誤差補償を提案した。ボディダイオードによる電流方向を制限することにより発生するオフセットを抑制し、電圧誤差補償により、各 Duty 期間を補償した。実験結果より、電流不連続モードで動作時に発生したトランス一次電流のオフセットを実機実験にて一部解消できることを確認した。しかし、寄生成分による共振によってオフセットが解消されない部分を確認している。また、導通損失の増加による効率低下が引き起こされるという問題が確認された。今後の予定として、共振によって発生するトランス一次電流のオフセットを解消

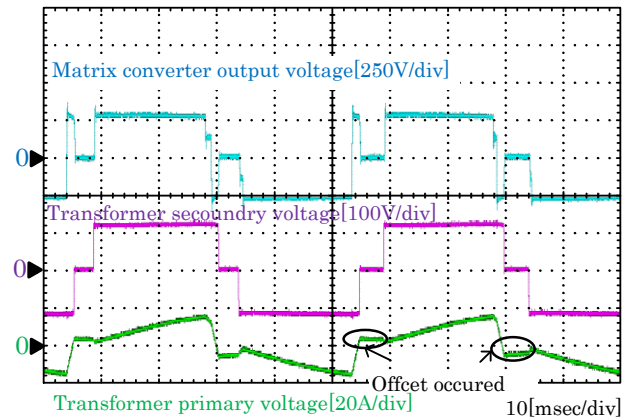


(a) Simulation waveform (Ideal state)

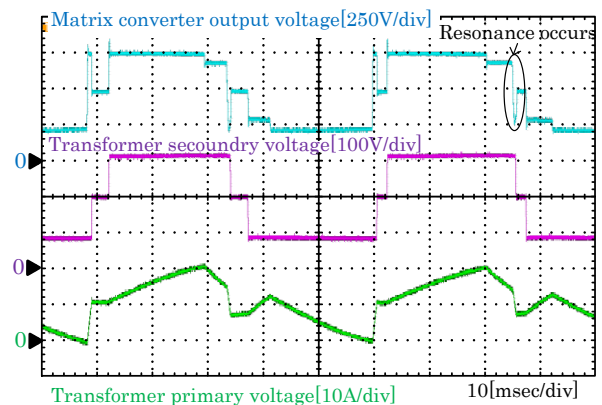


(b) Experimental waveform

Fig. 8. Input and output waveforms of matrix converter.



(a) Conventional method.



(b) Proposed method

Fig. 9. Waveforms of matrix converter and rectifier.

し、入力電流ひずみの評価を行う。

文 献

- (1) 近藤, 檜垣, 山田: "電気自動車充放電用双方向絶縁型 DC/DC コンバータの提案と動作検証", in IEEE Transactions on Industry Applications, vol.136, no.1, pp.61-70 (2016)
- (2) 吉村, 春名, 星: "マトリックスコンバータの入力電流ひずみを低減可能なスイッチングパターンの可視化と特性検証", in IEEE Transactions on Industry Applications vol.138, no.3 pp.234-241(2017)
- (3) D. Das, N. Weise, K. Basu, R. Baranwal and N. Mohan, "A Bidirectional Soft-Switched DAB-Based Single-Stage Three-Phase AC-DC Converter for V2G Application," in IEEE Transactions on Transportation Electrification, vol. 5, no. 1, pp. 186-199, (2019).
- (4) 大沼, 宮脇: "マトリックスコンバータと PWM 整流器で構成する高周波絶縁 AC-DC 変換器の制御法", 産業応用部門大会, vol 1 pp197-200 (2018)
- (5) Lukas Schrittwieser, Michael Leibl, Johann W. Kolar, R. Baranwal and N. Mohan, "99% Efficient Isolated Three-Phase Matrix-Type DAB Buck-Boost PFC Rectifier" in IEEE Transactions on Power Electronics (2019).
- (6) Jahangir Afsharian, Dewei David Xu, Bin Wu, Bing Gong, Zhihua Yang, "Analysis of one phase loss operation of three-phase isolated buck matrix-type rectifier with a boost switch", Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC) 2018 IEEE, pp. 30-36.
- (7) Mahmoud A. Sayed, Kazuma Suzuki, Takaharu Takeshita, "PWM Switching Technique for Three-Phase Bidirectional Grid-Tie DC-AC-AC Converter With High-Frequency Isolation" IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 33, Issue: 1, Jan. 2018.
- (8) Amit Kumar Singh, Elango Jeyasankar, Pritam Das, Sanjib Kumar Panda, "A Single-Stage Matrix-Based Isolated Three-Phase AC-DC Converter With Novel Current Commutation" IEEE Transactions on Transportation Electrification Year: 2017, Vol 3, Issue: 4, pp. 814 - 830
- (9) 鈴木, 北側, 竹下, "絶縁型 AC/DC コンバータのソフトスイッチング回路のパラメータ設計", IEEE Transactions on Industry Applications vol.138, no.1 pp.1-10(2017)
- (10) D. Varajão, R. E. Araújo, L. M. Miranda, and J. A. P. Lopes, "Modulation strategy for a single-stage bidirectional and isolated AC-DC matrix converter for energy storage systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics., vol. 65, no. 4, pp. 3458-3468, (2018).
- (11) N. D. Weise, G. Castelino, K. Basu, and N. Mohan, "A single-stagedual-active-bridge-based soft switched AC-DC converter with open-loop power factor correction and other advanced features," IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 8, pp. 4007-4016, (2013).
- (12) 加藤, 伊東, "マトリックスコンバータの転流失敗を激減する新しい制御方式の開発," 電学論 D, 127 巻 8 号 pp.829-836 (2007).

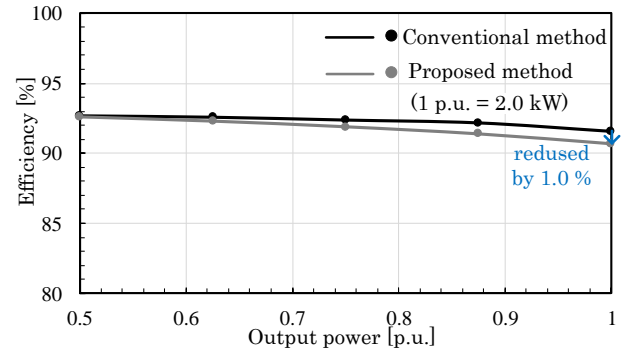


Fig. 10. Total efficiency.