

リップルキャンセル法を用いた三相-单相マトリックスコンバータの 昇圧時における伝送電力誤差補償

中村 聡志* 宅間 春介 渡辺 大貴 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Transmission Power Error Compensation of Three-Phase-Single-Phase Matrix Converter
with Ripple Cancellation Method in boost state.

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 wide output voltage region. In the ripple cancellation method, the current ripple generated by the low impedance of the high-frequency inductor is canceled in one switching cycle to facilitate duty calculation and minimize the reactive power period. However, the error occurs in the high-frequency current average value during power transmission due to voltage commutation. This problem occurs the error between the reference and actual power. In this paper, the voltage error due to commutation with the ripple cancel method is examined and the voltage error is eliminated to reduce the power error. The experimental results show that the error between the reference and actual power is reduced by up to 39.5%.

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，伝送電力誤差補償
(Isolated AC-DC converter, Matrix converter, Transmission power error compensation)

1. はじめに

近年、エネルギー問題や地球温暖化問題から、CO₂排出量の優れた性能を持つ電気自動車やプラグインハイブリッド自動車の開発が進められている。急速充電器に要求される性能として大容量化，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に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が求められている。

従来の急速充電器の回路には，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直流中間コンデンサは，電解コンデンサを使用するため短寿命である。また，初期充電回路が小型化の妨げとなっている。

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⁽²⁾⁻⁽¹⁰⁾。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昇圧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。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すること，高周波部に電流リップルに起因した伝送電力誤差が課題となる。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を提案し，双方向動作を含めた実機検証が行われている⁽³⁾。しかし，導通損失が増加する課題がある。これまでに，著者らは高周波トランス部の低インピーダンスにより発生する電流リップルによる影響をスイッチング一周期で等価的に無視できるようなDuty計算が容易かつ無効電力が最小となる制御手法を提案してきた⁽⁴⁾。しかし，転流によるデッドタイムの影響により，伝送電力期間中の高周波電流平均値が理想値により小さくなるため電力指令値に対して実電力が一致しない問題がある。さらに，ゼロ電圧期間中の高周波電流にオフセットが生じ，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。

そこで本論文では，リップルキャンセル変調法適用時の昇圧条件において伝送電力誤差および入力電流ひずみを抑制

するために伝送電力誤差補償を提案する。転流より発生する電圧誤差の解析を行い、伝送電力期間中の高周波電流平均値を理想値に近づけ、ゼロ電圧期間中の高周波電流にオフセットを低減する。加えて電流方向反転現象により非線形電力誤差が発生する課題に対して、新たにゼロ電圧期間を設けた制御法の提案を行う。

2. 主回路構成

〈2・1〉 AC-DC-AC-DC 方式 図 1 に二次側にダイオード整流器を適用した高周波絶縁 AC-DC 変換回路を示す⁽¹⁾。本回路は高周波化により磁気部品の体積を小型化することができるが、三相 PWM 整流器の昇圧リアクトルや直流電圧を保持する直流中間コンデンサが必要となり、大型化の要因となる。また、電力変換回数も 4 回必要であるため、効率の低下が懸念される。

〈2・2〉 AC-AC-DC 方式 図 2 に本論文で議論する一次側にマトリクスコンバータ、二次側に PWM 整流器を用いた回路構成を示す。本方式は系統側、直流側に昇降圧用のリアクトルを必要とせず、高周波部のインダクタのみで昇降圧動作を実現できる。高周波部のインダクタとしてトランスの漏れインダクタンスを利用できる。図 1 の回路と比較して一次側に直流中間コンデンサを必要とせず、充電器の小型化と高効率化が可能となる。

〈2・3〉 リプルキャンセル法⁽⁴⁾ マトリクスコンバータでは入力電流を正弦波状に出力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、図 3 に示す空間ベクトル変調 (SVM) を用いる。 v_1 は線間電圧の最大相電圧、 v_2 は線間電圧の中間相電圧である。また、 I_1, I_2 は電流指令ベクトルに近接した 2 つのベクトルであり、系統電圧の 6 倍周期となる。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、高周波電圧を得るために、周期の前半で V_1 と V_2 を出力後、逆ベクトルである V_4 と V_5 を周期の後半で出力する。しかし、本回路では、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非常に小さいため、スイッチング周期内で大きなリプル電流が発生する。

図 4 にリプルキャンセル法を用いた昇圧時における高周波電圧、電流波形を示す。リプルキャンセル方式では負側の電圧ベクトルの出力順を変更することで電力伝送期間中の電流ベクトルの振幅を高周波電流指令値 I_{ave}^* と等しくする。これにより、リプル電流をスイッチング周期で等価的に無視することができ、入力電流の歪み低減とリプルのない出力電流を同時に達成できる。

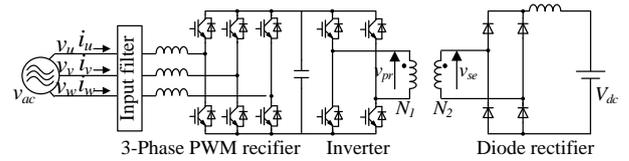


Fig. 1. PWM rectifier and inverter and diode rectifier type.

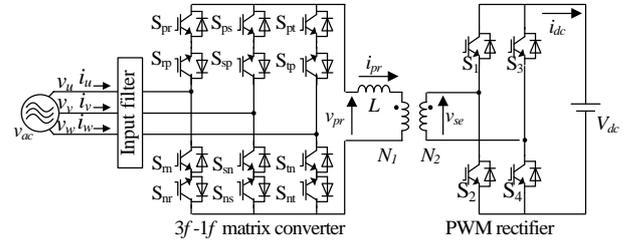
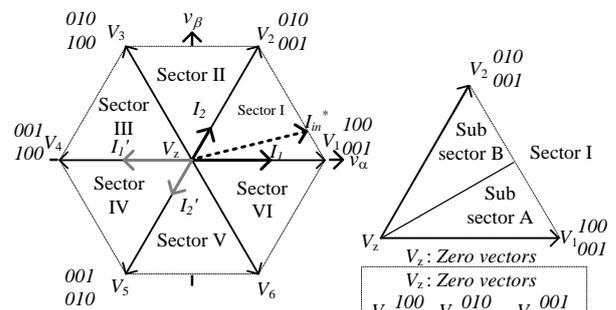
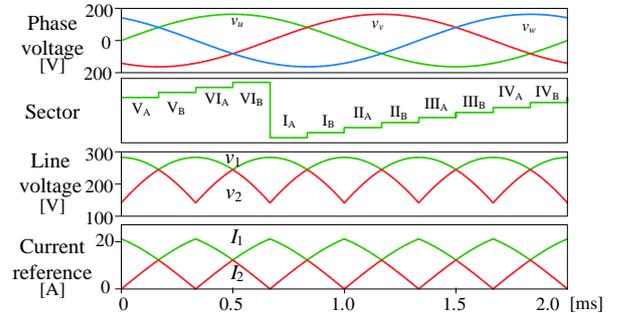


Fig. 2. Matrix converter and PWM rectifier type.



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

(a) Space vector modulation



(b) Relationship between grid voltage and current reference
 Fig. 3. Fundamental space vector diagram.

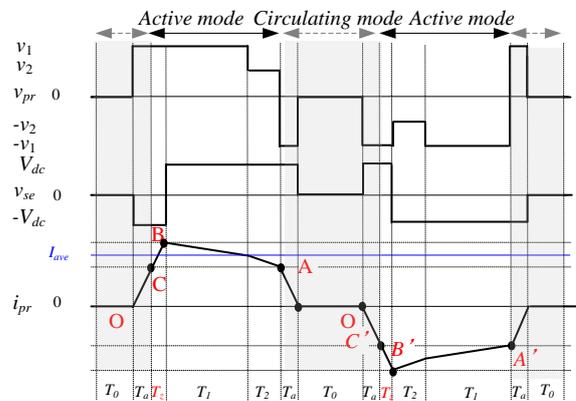


Fig. 4. Ripple cancellation principle for active current on boost state.

3. 伝送電力誤差補償法

〈3・1〉4ステップ電圧転流によって生じる電圧誤差

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、電圧の大小関係より転流する電圧転流方式と負荷電流の方向を必要とする電流転流方式がある⁽¹¹⁾⁻⁽¹²⁾。しかし、負荷電流が高周波の場合、電流転流方式には高精度な電流センサが必要なため、コストが増加する。したがって、本研究では電流センサが不要な4step電圧転流を適用する。

図5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。電流方向が正方向($i_{load} > 0$)において、電源 v_a から v_b へ転流した場合、 $v_a > v_b$ 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。この時、2ステップ目の S_{1a} がOFFのタイミングで v_a から v_b に転流する。つまり、出力電圧は理想のタイミングからデッドタイム T_d 分だけ遅延する。同様に、 $v_a < v_b$ の条件において電源 v_a から v_b へ転流した場合、3ステップ目で v_a から v_b へ転流するため実際の出力電圧は $2T_d$ の遅延が生じる。したがって、転流による出力電圧の遅延は常に一定ではなく、電圧条件、電流方向によって決定されるため遅延を考慮したDutyの補償が必要となる。

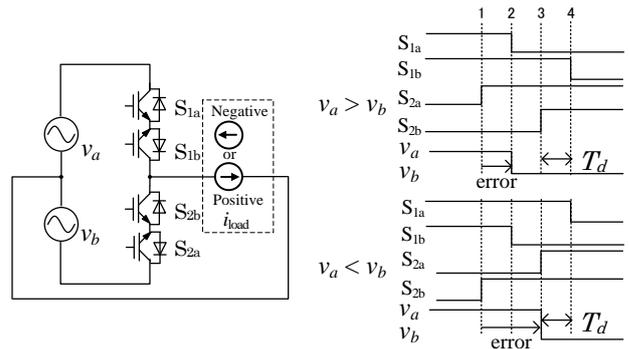
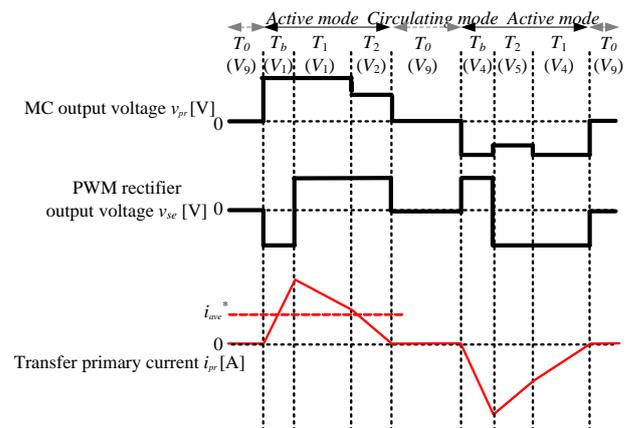


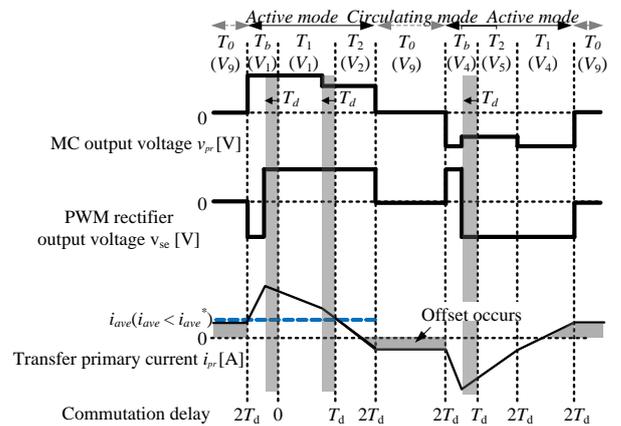
Fig. 5. Commutation model and voltage error.



(a) Ideal commutation

(b) PWM rectifier

(c) output voltage v_{se} [V]



(d) Voltage commutation

〈3・2〉DCM動作時の電力誤差補償 図6にDCMにおける理想転流と電圧転流それぞれの動作波形を示す。この時の電圧大中小関係は $v_u > v_v > v_w$ とする。リップルキャンセル法では、軽負荷領域ではDCM、重負荷領域ではCCMとして駆動する。電力伝送期間中は各周期で電流ベクトルの振幅を高周波電流指令値 i_{ave}^* と等しくなるようにdutyを生成している。しかし、電圧転流では、転流による出力電圧の遅延が発生する。図7(b)に転流による出力電圧の遅延を考慮した動作概形を示す。例えば、 $T_0(V_9)$ から $T_b(V_4)$ へ転流する場合、電圧のw相からu相への転流であり、電圧の最小相から最大相への転流となる。また、電流方向は正であるため、転流による遅延は $2T_d$ となる。次に $T_b(V_4)$ から $T_2(V_3)$ へ転流する場合、電圧のu相からv相への転流であり、電圧の最大相から中間相への転流となる。また、電流方向は正であるため、電圧の転流による遅延は T_d である。つまり、 $T_b(V_4)$ の出力電圧期間は転流によって T_d 短縮される。その結果、電流平均値 i_{ave} が指令値と一致しない問題が発生する。特に T_b の期間のインダクタ電圧はほかの期間に比べて大きいので、デッドタイムによる誤差は伝送電力と指令との誤差に大きく影響する。また、理想とする期間の電圧を出力できないことで高周波の初期電流をゼロに保持できない。これは、DCMのデューティ計算の前提を満足しないため入力電流にひずみが生じる原因となる。そこで、転流による電圧誤差の補償方法について検討する。

DCM動作時の電圧誤差補償量について、図7(b)より転流による出力電圧の誤差は T_b の期間では T_d 短縮され、 T_2 の期間では T_d 延長されるため、マトリックスコンバータ側のデッドタイムを T_d で表すと式(1)となる。

$$\begin{cases} T_b' = T_b + T_d \\ T_2 = T_2 - T_d \end{cases} \quad (1)$$

〈3・3〉CCM動作時の電力誤差補償 リップルキャンセル法では、軽負荷領域ではDCM、重負荷領域ではCCM

で駆動させている。しかし、系統は 300 Hz で変化するため、デューティも 300 Hz 周期で変化する。動作条件によっては DCM と CCM が 300 Hz 周期で混在する期間が生じる。図 7 に DCM に近い領域と重負荷領域の CCM 動作波形を示す。図 7(a)では、 T_a の出力期間がデッドタイムよりも短く、電圧ベクトルが切り替わる前に高周波電流方向が反転する問題が発生する。デッドタイム誤差補償を適用すると、補償前と補償後で電圧ベクトルが切り替わる電流方向が異なり、転流による電圧誤差が補償前後で補償量が変化する。また、転流期間中にインダクタ電流がゼロになると、トランス電圧の極性が反転する電圧極性反転現象が生じる。以上から、電流方向が反転した領域による出力電圧誤差については補償できない⁽¹³⁾。

そこで、ゼロ電圧期間を含んだ電圧波形を用いることで、電圧極性反転現象による非線形電力誤差を補償する方法提案を行う。インダクタ電流にゼロ電流期間を設け、ゼロ電流期間をデッドタイム以上に制御することで電流方向反転現象を抑制できる。電流指令 i_{ave}^* は(2)式で表される。

$$I_{ave}^* = \frac{1}{2} \left\{ K_{cof1} - \sqrt{(K_{cof1})^2 - K_{cof2}} \right\} \quad \dots\dots\dots(2)$$

$$\because K_{cof} = \frac{v_1 + NV_{dc}}{2} \frac{T}{L}$$

$$K_{cof2} = \frac{v_1 + NV_{dc}}{2} \frac{\{I_1(3NV_{dc} - v_1) + I_2(3NV_{dc} - v_2)\}T}{NV_{dc}L}$$

また、各 duty の計算式について、式(2)の電流指令 i_{ave}^* を用いて、式(3)~(8)式で表すことができる。

$$T_1 = \left\{ \frac{I_1}{I_{ave}^*} + \frac{(V_2 - V_{out})D_2}{V_1 + V_{out}} \right\} \frac{(V_1 + V_{out})}{2V_{out}} \quad \dots\dots\dots(3)$$

$$T_2 = \frac{I_2}{I_{ave}^*} \quad \dots\dots\dots(4)$$

$$T_z = \left(\frac{(NV_{dc} - v_1)I_1}{I_{ave}^*} + T_2(NV_{dc} - v_2) \right) \frac{1}{2NV_{dc}} \quad \dots\dots\dots(5)$$

$$T_a = \frac{2I_{ave}^* L f_{sw} - (v_1 - NV_{dc})T_1 - (v_2 - NV_{dc})T_2}{2(v_1 + NV_{dc})} - T_z \quad \dots\dots\dots(6)$$

$$T_b = T_a + T_z \quad \dots\dots\dots(7)$$

$$T_0 = 1 - (T_1 + T_2 + T_a + T_b) \quad \dots\dots\dots(8)$$

DCM で駆動することで、各電圧ベクトルが切り替わる時に電流方向は軽負荷で適用していた DCM の時と変化しない。そのため、転流による電圧誤差はスイッチング周期で見て一定であり、電力誤差補償も可能となる。しかし、電圧ベクトルの切り替わり回数が多くなるためスイッチング回数が増える欠点がある。また、電圧誤差補償量は式(9)、(10)となる。式(10)は高周波電流 i_{pr} の方向が負であるときの補償量である。

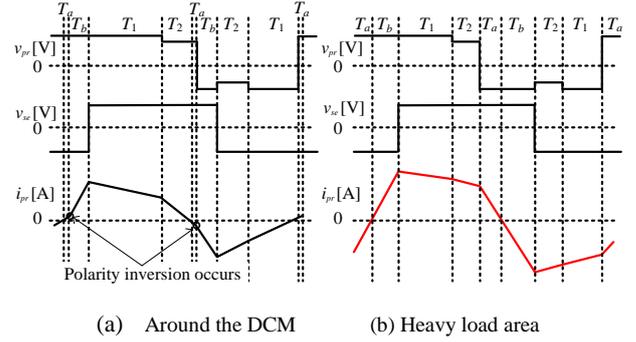


Fig. 7. Outline of the CCM operation.

Table 1. Experimental parameters.

Quantity	Symbol	Value
Rated power	P	6.0 kW
Three-phase AC voltage	V_{ac}	200 V
DC voltage	V_{dc}	60 V
Input frequency	f	50 Hz
Carrier frequency	f_{sw}	50 kHz
Leakage inductance	L	21 μ H
Turn ratio of transformer	$N_1:N_2$	5.5:1
Input filter	L_f	0.19 μ H
	C_f	10 μ F
Dead-time	T_d	250 ns

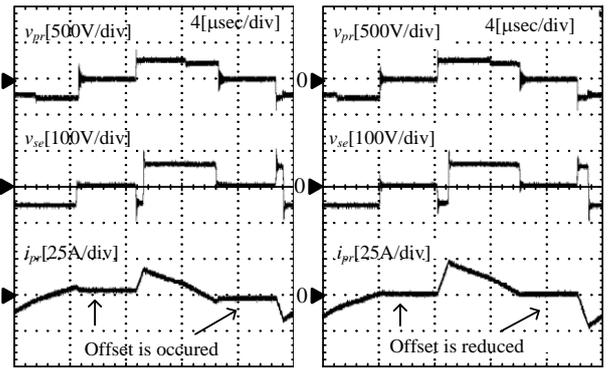


Fig. 8. Waveforms of matrix converter and rectifier.

$$\begin{cases} T_b' = T_b + T_d \\ T_0' = T_0 - T_d \end{cases} \quad \dots\dots\dots(9)$$

$$\begin{cases} T_1' = T_1 + T_d \\ T_2' = T_2 - T_d \quad (i_{pr} < 0) \end{cases} \quad \dots\dots\dots(10)$$

4. 実験結果

表 1 に実験条件を示す。定格電力 6kW、スイッチング周波数 50 kHz とし、デッドタイムは一次側、二次側共に 250 ns で実験した。

図 8(a)に従来の DCM 領域における一次側電圧、電流、二次側電圧、図 8(b)に電力誤差補償を加えた一次側電圧、電流、二次側電圧を示す。この時の伝送電力指令は 2000 W である。図 8(a)より、従来法ではマトリックスコンバータの転流動作によって出力電圧に誤差が生じ、本来電流がゼロとなる期

間で高周波電流にオフセットが生じている。一方で、図 8(b)に示すように誤差補償により、出力電圧誤差を抑制することでゼロ電圧期間と同期して高周波電流もゼロに収束している。

図 9 に電圧誤差補償を行う前後の DCM 領域における入出力特性を示す。図 9(a)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、入力電流に大きなひずみが生じていることが分かる。また、この時の伝送電力は 1760 W であり、伝送電力指令 2750 W に対し 36 % の誤差を生じている。図 9(b)では、高周波電流に重畳していたオフセットを抑制したことで、初期電流がゼロというリップルキャンセル法的前提を満足し、入力電流ひずみを低減できることを確認した。また、伝送電力は 2610 W であり、伝送電力指令 2750 W に対し 5.1 % の誤差となっている。中間相を出力させる T_2 の duty は各相電流がゼロとなるタイミングにおいて必ずゼロとなり、パルス幅がデッドタイムよりも短くなる範囲が生じる。その結果、各相のゼロ電流付近でパルス欠けが生じ、結果として出力されるべき電圧ベクトルが出力できなくなるが原因である。出力電流に各相電流のゼロ電流付近で 300 Hz 周期のリプルが生じている。原因として、中間相を出力させる T_2 の duty は各相電流がゼロとなるタイミングにおいて必ずゼロとなり、パルス幅がデッドタイムよりも短くなる範囲が生じるためである。その結果、各相のゼロ電流付近でパルス欠けが生じ、出力されるべき電圧ベクトルが出力できなくなる。

図 10 に電流方向が反転した CCM 動作波形と提案された DCM 動作の比較図を示す。CCM 動作時では、図 7(a)に示すように、電圧ベクトルが切り替わる前に電流方向が反転しているため、電力補償が非線形となり補償が困難となる。一方、<3.3>で提案した DCM 動作では、ゼロ電圧期間で高周波電流がゼロに収束しているため、電圧ベクトルの切り替わり時の電流方向は変わらない。

図 11 に定格指令における入出力特性および一次側電圧、電流、二次側電圧を示す。系統電圧と電流が同相となり力率 1 で制御しつつ、THD2.6 % で制御できることを確認した。また、理論通りの高周波電圧を生成し、電流の傾きを制御できていることが分かる。

図 12 に電力補償を行う前後での THD 特性を示す。補償前と比較して全領域で電力誤差が改善されていることが確認される。しかし、補償後でも 0.6 p.u.前後で電力誤差が大きくなっている。原因としては、提案した DCM 動作において、 T_a の出力期間がデッドタイムよりも短いためパルス欠けが生じているためである。ただし、このパルス欠けによって電流方向が切り替わっている現象は発生していない。

図 13 に電力補償を行う前後での THD 特性を示す。電力補償を加えると DCM 時のゼロ電圧期間に発生していた高周波電流オフセットが低減されることで THD は大きく改善され、伝送電力指令 2750 W 時に最大 57.2 % 低減されている。しかし、軽負荷時ではまだ入力電流ひずみが大きい傾向にある。これは、中間相を出力する期間 T_2 のパルス欠け

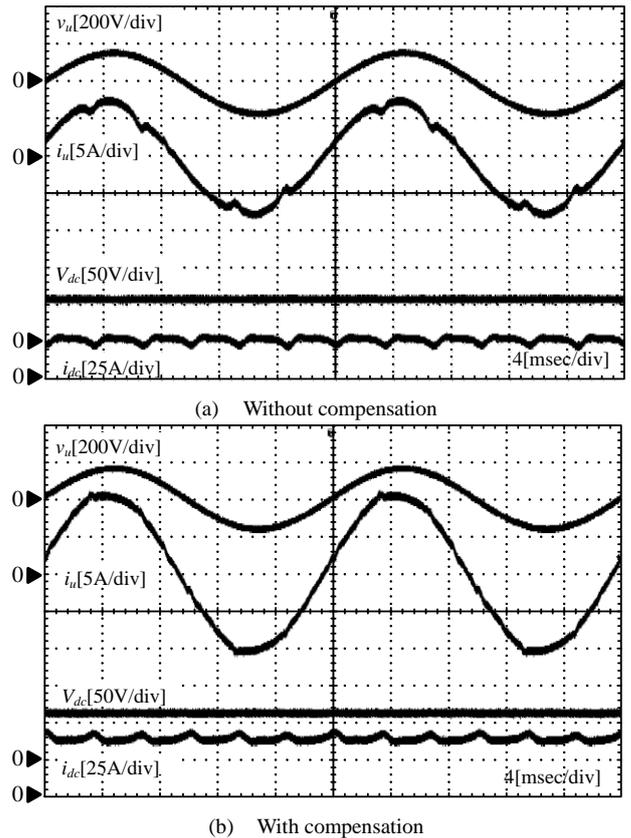


Fig. 9. Input and output waveforms on DCM.

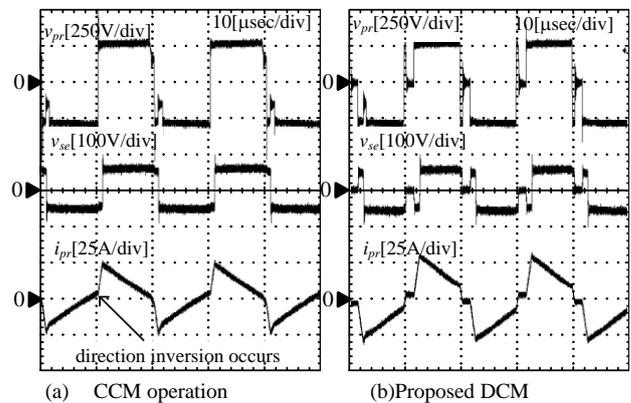


Fig. 10. Comparing the operation mode around the DCM operation.

の範囲が軽負荷で広くなりデッドタイムの影響が基本波に対して相対的に大きくなるためである。

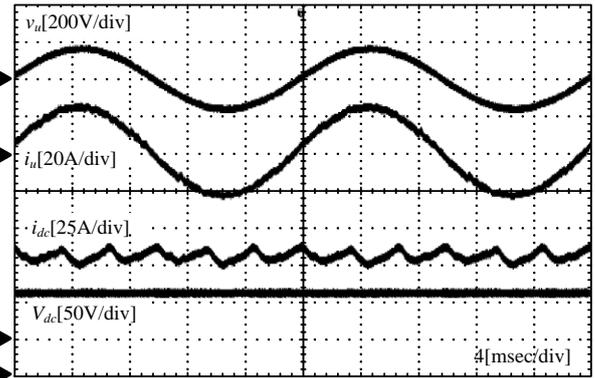
5. まとめ

本論文では、リップルキャンセル変調法適用時の昇圧条件において伝送電力誤差および入力電流ひずみを抑制するために伝送電力誤差補償を提案した。軽負荷領域においては転流による電圧誤差補償の検討を行い、伝送電力期間中の高周波電流平均値を理想値に近づけ、ゼロ電圧期間中の高周波電流にオフセットを低減することで伝送電力誤差および入力電流ひずみの低減を確認した。電流方向反転が生じる CCM 駆動を提案した DCM 駆動することで、電流方向反

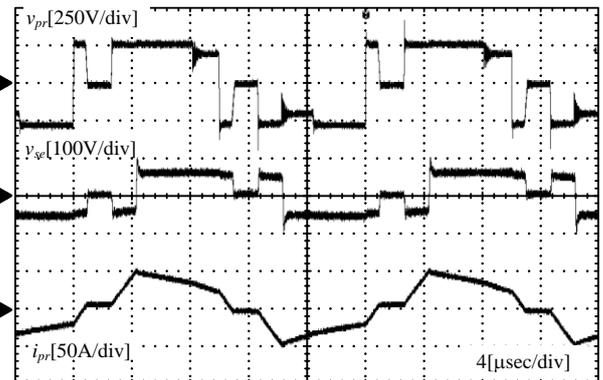
転現象による非線形電力誤差を補償した。実験結果より、伝送電力最大誤差を 39.5 % 低減，入力電流ひずみを最大 57.2 % 低減することを確認した。今後の予定として，300 Hz 周期でパルス欠けが生じる課題について補償法を検討し，入力電流ひずみおよび出力電流リップル低減を行う。

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, pp61-70 (2016)
- (2) 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).
- (3) S. Takuma, K. Kusaka, J. Itoh, Y. Ohnuma, S. Miyawaki: "A Novel Current Ripple Cancellation PWM for Isolated Three-phase Matrix DAB AC-DC Matrix Converter", EPE,(2019)
- (4) 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).
- (5) 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.
- (6) Mahmoud A. Sayed, Kazuma Suzuki, Takaharu Takeshita, "PWM Switching Technique for Three-Phase Bidirectional Grid-Tie DC-AC Converter With High-Frequency Isolation" IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 33, Issue: 1, Jan. 2018.
- (7) 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
- (8) 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)
- (9) 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).
- (10) Xu Zhi Yue, Lan Dongdong, Sahoo Sanjib Kumar "An Optimal Modulation Technique and Duty Cycle Compensation in High Frequency Link Matrix Rectifier under DCM," (2019).
- (11) 吉村, 春名, 星: "マトリ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)
- (12) 加藤, 伊東, "マトリ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 卷 8号 pp.829-836 (2007).
- (13) K. Takagi and H. Fujita, "Dynamic control and dead-time compensation method of an isolated dual-active-bridge DC-DC converter," 2015 17th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'15 ECCE-Europe), Geneva, 2015, pp. 1-10



(a) Input and output waveforms of matrix converter.



(b) Waveforms of matrix converter and rectifier.

Fig. 11. Rated waveform.

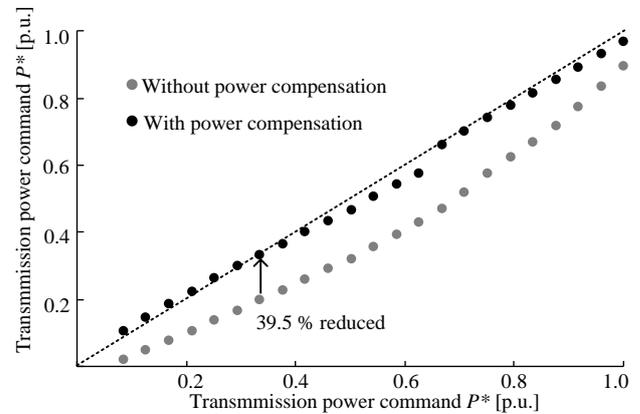


Fig. 12. Relationship between reference and actual power.

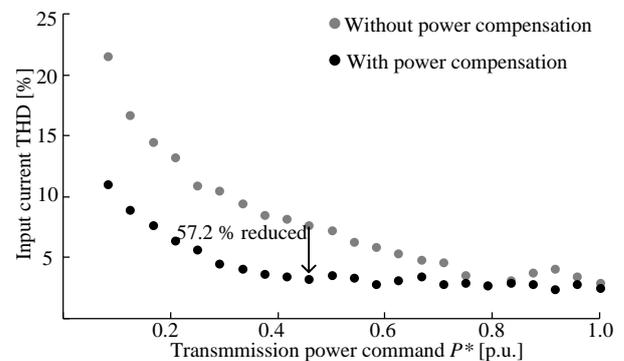


Fig. 13. Comparison of input current THD.