

電流不連続モードで駆動する絶縁型 AC-DC マトリックスコンバータの電流ひずみ改善法

宅間 春介*, 渡辺 大貴, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Improvement Method of Isolated AC-DC Converter with Matrix Converter in Discontinuous Current Mode
Shunsuke Takuma, Hiroki Watanabe, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

近年の電気自動車に充電器向け回路としてマトリックスコンバータを用いた絶縁形 AC-DC 変換器が提案されている^{[1]-[4]}。しかし、この電力変換器は基本的に降圧形(電流形)であるため、直流部に大型の平滑用インダクタが必要となる。これまで、インダクタを小型化するために出力電流にスイッチングリップルが重畳しても系統電流を正弦波に制御できる手法が提案されている^[3]。しかし、トランスの力率が低下し導通損失が増加する課題がある。著者らは系統電流に対する直流部の電流リップルの影響を打ち消す手法を提案した^[4]。しかし、電流不連続モードでは完全に打ち消すことができない課題があった。そこで本論文では、電流不連続モード時のデューティを補償することで打ち消し効果を改善する。提案する補償法により、入力電流ひずみを 83%改善し、直流インダクタに重畳する系統の 6 倍周波数成分を 74%低減できることを確認したので報告する。

2. 回路構成および電流リップル打ち消しの原理

図 1 にマトリックスコンバータを用いた AC-DC コンバータの回路図を示す。一般的に出力電流が一定となるように、定格電流に対するリップル率より設計した平滑インダクタが挿入される。

図 2(a) に空間ベクトル変調の原理図を示す。三相系統電流指令を静止座標変換することで得られた I_{ref} がセクタ I に位置すると仮定する。スイッチング周期で一定の負荷電流とみなせるとき、近傍のベクトル V_1 , V_2 およびゼロベクトル V_z の合成で表すことができる。しかし、出力電流にはスイッチングリップルが重畳する場合、誤差が発生し入力電流ひずみの原因となる。そのため、リップルの影響を打ち消す手法が必要である。

図 2(b) に電流リップルの打ち消し手法を示す。最初の半周期で V_1 , V_2 を選択し、残りの半周期でそれぞれの逆ベクトルとなる V_4 , V_5 を選択することで高周波電圧を得る。ここでリップル電流の影響を打ち消すために、負の期間のベクトルの選択する順番を正の期間のベクトルと反転させる。

図 2(c), (d) に理想電流の場合と電流リップルがある場合にリップルキャンセル手法を適用した場合の出力電流波形を示

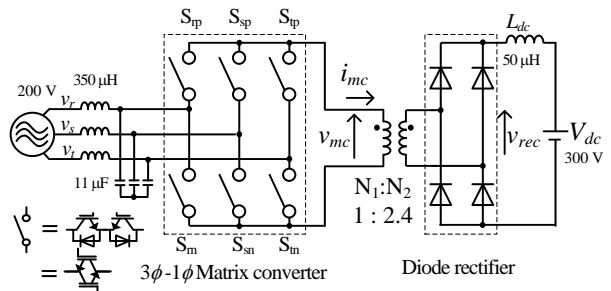
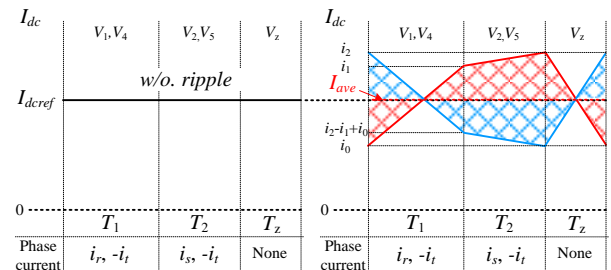
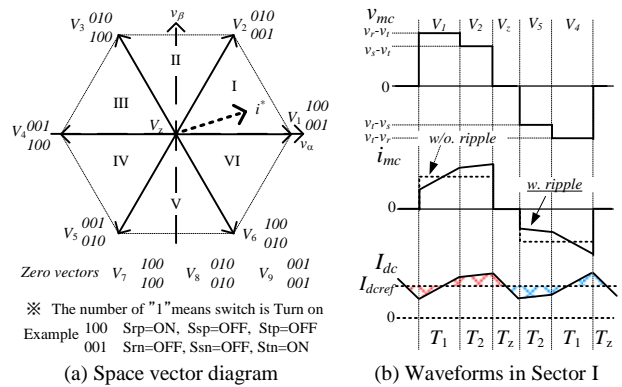


Fig. 1. High-frequency link matrix converter.



(c) DC current without ripple (d) DC current with ripple
Fig. 2. Principle of current ripple cancellation.

す。リップル電流があるときの周期平均電流 I_{ave} を理想電流 I_{dcref} と等しいとすると、各相電流の周期平均値も理想状態と等価となる。つまり、直流部に生じるリップル電流が系統電流に与える影響を打ち消すことができ、ひずみを生じることなく制御できる。ただし、本手法は電流連続モードに限るため、適用範囲を拡張するために空間ベクトル変調に

よって得られたデューティに補償を行う。

図 3 に電流不連続モード時の出力電流波形を示す。電流不連続モード時に、空間ベクトル変調を適用して得られる出力電流の周期平均値 I_{ave} は(1)式で表される。

$$I_{ave} = \frac{i_{peak}}{2} \frac{T - T_0}{T} \quad (1)$$

ここで、 i_{peak} は出力電流の最大値、 T_0 はゼロ電流期間、周期平均期間 T はスイッチング 1 周期である。電流不連続モード時の出力電流指令 I_{dcref} と周期平均電流が一致するようにデューティに補償をする。ここで、電流不連続モードの時ゼロ電流期間 T_0 を除くデューティの総和と電流ピーク値は線形であることを利用する。つまり、出力電流指令と補償前のデューティから得られる周期平均電流の計算値の比 I_{dcref}/I_{ave} の平方根を各デューティに乗算すればよい。補償後の各デューティ (T_1' , T_2' , T_z') は(2)-(4)式で表される。

$$T_1' = \sqrt{2 \frac{I_{dcref}}{i_{peak}} \frac{T}{T - T_0}} T_1 \quad (2)$$

$$T_2' = \sqrt{2 \frac{I_{dcref}}{i_{peak}} \frac{T}{T - T_0}} T_2 \quad (3)$$

$$T_z' = 1 - (T_1' + T_2') \quad (4)$$

3. シミュレーション結果

図 4 に三相 AC-DC 電力変換器の入出力電流波形を示す。図 3(a) にリップルを打ち消すベクトルを選択し、かつ(2)-(4)式の補償を追加した場合、図 3(b) に従来法であるスイッチングリップルを考慮しない空間ベクトル変調を適用した場合を示す。出力電流の拡大波形より、提案法と従来法ではベクトルの選択する順番を反転させていることがわかる。従来手法では電流ひずみ率が 20% を超えるところ、提案手法によってリップルの影響を打ち消すことで 3.5% に抑制できることがわかる。出力電流の平均値に着目すると、補償を追加することで系統周期の 6 倍である 300Hz の高調波を大きく低減できることがわかる。

図 5 に出力電流の高調波解析結果を示す。直流電流成分を 1p.u. として各次高調波成分を規格化している。従来手法では系統の 6 倍の周波数成分は 0.047p.u. に対して、提案手法では 0.012p.u. まで低減することができ、74% の改善効果が得られた。

4. まとめ

本論文では、電流不連続モードでのデューティの補償方法を提案した。空間ベクトル変調によって得られたデューティを指令値に応じて補償することで電流ひずみを抑制しつつ、出力電流に重畳する低次周波数成分も低減できることを示した。今後は、出力電流が不連続となるとき平均電流のサンプリング手法についての検討を行う。

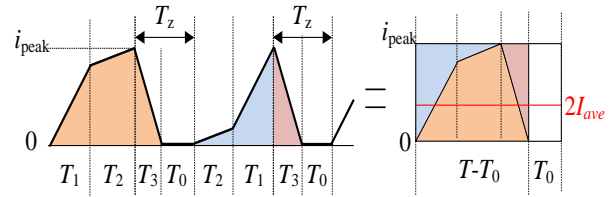
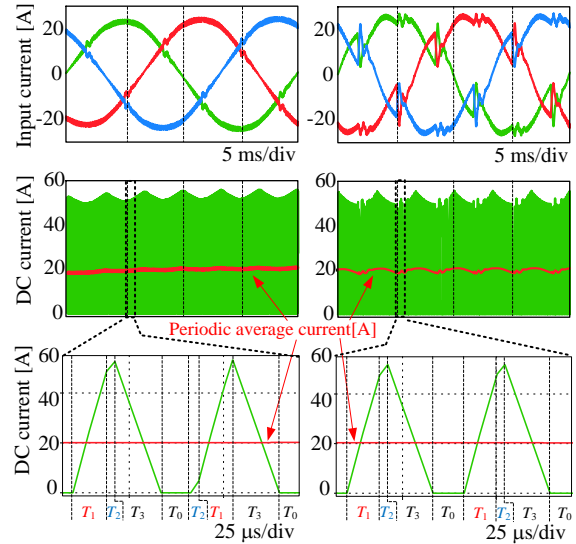


Fig. 3. DC current with discontinuous current mode.



(a) Proposed method with compensation (b) Conventional method

Fig. 4. Operation waveforms of input and output current.

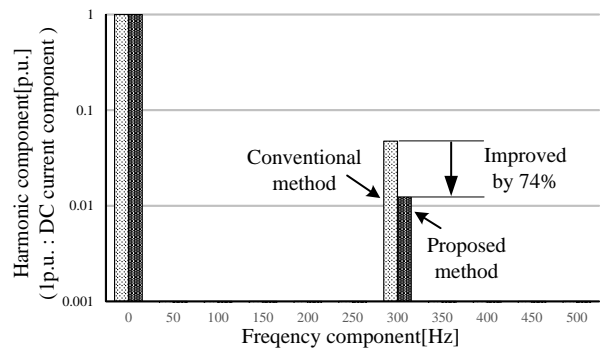


Fig. 5. Harmonic analysis of DC current.

文献

- (1) V. Vlatkovic, etc, "A zero-voltage switched, three-phase isolated PWM buck rectifier," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 2, pp. 148-157, March 1995.
- (2) X. Lin, etc, "An Improved PWM Scheme to Achieve Zero-Voltage Switching for All Devices in Three-Phase Isolated Matrix Rectifier," 2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia), Niigata, 2018, pp. 1537-1542.
- (3) T. Zhao, etc.: "Improved space vector modulation for matrix converter based isolated rectifiers", IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1532-1536 (2014)
- (4) S. Takuma, K. Kusaka, J. Itoh: "DC Ripple Component Cancellation Method of Isolated AC-DC Converter with Matrix Converter for Input Current Harmonics Reduction", Energy Conversion Congress Exposition 2019, pp. 6754-6762