

三相-单相マトリックスコンバータにおける 2STEP 転流法

宅間 春介*, 伊東 淳一(長岡技術科学大学)

Two-step commutation method for three-phase to single-phase matrix converter

Shunsuke Takuma, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

近年、電気自動車の急速充電器をはじめ、大容量バッテリーの充放電装置として、絶縁形 AC-DC コンバータの需要が高まっている。これは、小型化のためトランスの高周波化が求められている。さらに、高効率、小型化、長寿命を実現するために三相交流から高周波单相に直接変換可能なマトリックスコンバータの適用が考えられる。マトリックスコンバータは交流直接変換器であるため、転流動作が複雑になり、一般には4回のステップが必要である⁽¹⁾。そこで、転流ステップ数を低減した2ステップ転流が提案されている⁽²⁻³⁾。しかし、電圧を誤検出すると短絡経路が発生し素子を破壊する恐れがある。

本論文では、電源電圧によらず全領域で2ステップとなる転流法を提案する。提案手法では、負荷電流の方向に着目し、双方向スイッチの片側を常にオフにすることで電源短絡を防止する。本手法の有用性を実機実験で確認したので報告する。

2. 回路構成および2ステップ転流の動作原理

図1に三相-单相マトリックスコンバータを用いた絶縁型 AC-DC コンバータを示す。一次側をマトリックスコンバータにより構成し、三相交流を高周波交流に直接変換しトランスを小型化する。

図2(a)にマトリックスコンバータの転流時の各アームの等価回路を示す。各レグに印加される最大相電圧 V_{max} 、中間相電圧 V_{mid} 、最小相電圧 V_{min} を電圧源、トランスに流れる電流 i_{load} を電流源として表す。図2(b), (c)に V_{max} から V_{mid} への転流を想定した従来の4ステップ転流と2ステップ転流を示す。ここで、 V_{max} と V_{mid} の関係が実電圧と異なる場合、4ステップ転流では転流期間中、従来の2ステップ転流では転流後の定常状態で電源短絡するモードが発生する。図2(d)では、提案する2ステップ転流を示す。電源短絡を防止するために、双方向スイッチを構成する片側のスイッチを電流方向に応じて常にオフにする。よって、定常状態は負荷電流の方向で決定し、(1)式で表される。

$$\begin{cases} S_{xl} = 1 & S_{xr} = 0 & i_{load} > 0 \\ S_{xl} = 0 & S_{xr} = 1 & i_{load} < 0 \end{cases} \quad x = p, m, n \dots (1)$$

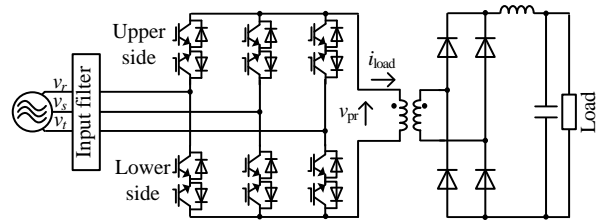
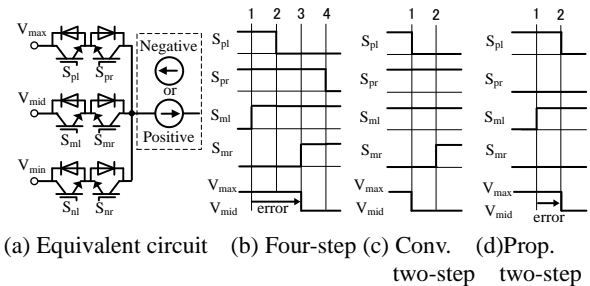


Fig. 1. Three-phase to single-phase matrix converter.



(a) Equivalent circuit (b) Four-step (c) Conv. (d) Prop. two-step two-step

Fig. 2. Commutation step.

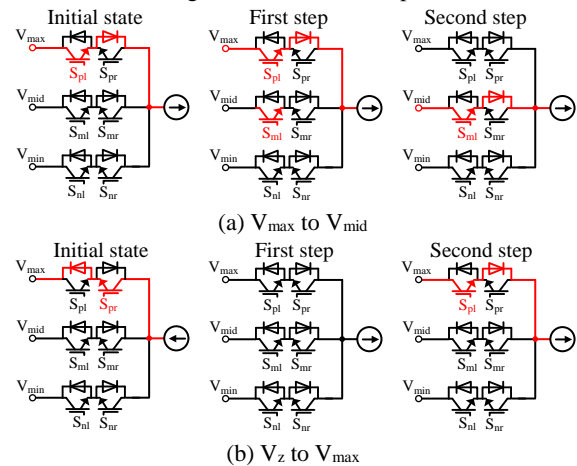


Fig. 3. Commutation sequence.

ここで x は出力線間電圧 V_{pr} に応じて最大相 p 、中間相 m 、最小相 n のいずれかに決定される。例えば、三相-单相マトリックスコンバータにおいて、出力線間電圧 V_{pr} を $V_{max}-V_{min}$ とすると、一つのアーム群で $x=p$ 、もう一つのアーム群で $x=n$ とする。それ以外の相のスイッチはすべてオフとする。

図3(a)に提案する2ステップ転流を適用したときの系統電圧の最大相 V_{max} から中間相 V_{mid} への転流を示す。提案法は1ステップ目で、中間相のスイッチ S_{ml} がターンオンする。

このとき $V_{\max} > V_{\text{mid}}$ なので、 S_{mr} のダイオードは逆バイアスされ、電流経路はまだ変わらない。その結果、2ステップ目で、 S_{rl} がターンオフすることで電流が V_{\max} から V_{mid} に転流し出力電圧も V_{mid} となる。よって、実際の出力電圧は指令値に対して1ステップ遅延する。

図3(b)にゼロベクトル V_z から最大相への転流動作を示す。ここでゼロベクトルとは出力電圧をゼロとするようなベクトルを意味する。従来法では一相の上下アーム短絡し、ほかの相を開放とすることでゼロベクトルを出力する。しかし、短絡している相には電流が流れ続けるため次の転流には3ステップ以上必要となる。そこで提案法ではゼロベクトルを(2)式のように定義する。

$$(S_{pl}, S_{pr}, S_{ml}, S_{mr}, S_{nl}, S_{nr}) = \begin{cases} (0, 0, 0, 0, 1, 0) & i_{load} > 0 \\ (0, 1, 0, 0, 0, 0) & i_{load} < 0 \end{cases} \quad (2)$$

(2)式より、ゼロベクトル中に負荷電流をゼロとすることができるため、転流ステップを低減できる。1ステップ目で電流はゼロと仮定し全スイッチをオフする。2ステップ目で最大相のスイッチ S_{ml} をターンオンすると、出力電圧はゼロから V_{\max} に変化し転流が完了する。ゼロベクトル後の転流は、全オフ状態を1ステップ目とするため、出力電圧は指令値に対して常に1ステップ遅延する。

図4に提案する転流により出力電圧一周期で発生する誤差電圧を示す。 V_1 から V_2 および V_2 から V_z では、図3(a)より、1ステップの遅延が発生する。 V_z から最大相である V_1 に遷移するときは、図3(b)より1ステップの遅延が発生する。図4のように出力ベクトルを選定することで、出力電圧誤差補償なしで誤差電圧をゼロとできる。

3. 実験結果

従来の2ステップ転流は、電圧の誤検出時に定常的に電源短絡が発生する。素子破壊を防止するため、転流期間のみ短絡する4ステップの電圧転流を比較対象とする。

図5に定格10kW時の4ステップ電圧転流と2ステップ転流それぞれの動作波形を示す。4ステップ転流では、丸印で示した最大220Aの短絡電流と同期した電流ひずみが確認できる。従来法は、短絡電流による素子破壊の恐れだけではなく、電流ひずみの悪化を引き起こすことを実験で確認した。提案する2ステップ転流では、短絡電流を抑制し電流ひずみも生じない。電流ひずみ率は従来法で7.6%に対し、提案法では3.4%であり65%改善した。

図6に転流方式毎の出力電圧誤差率を示す。提案2ステップ転流では、出力電圧に対して誤差0.5%以内で一致する。一方、従来の4ステップ電圧転流および電流転流では、半周期あたりデッドタイム t_d 分の誤差が生じる。今回の実験条件では、2.5%(1 μ s/50 μ s)の誤差が生じるが、実験結果でも、これに応じた2.5%程度の誤差が発生している。

図7に負荷電力に対する入力電流ひずみ率の特性を示す。

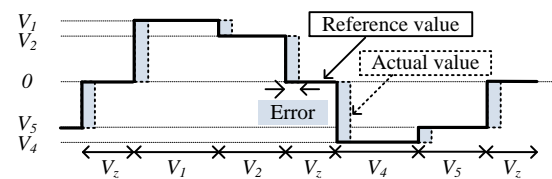
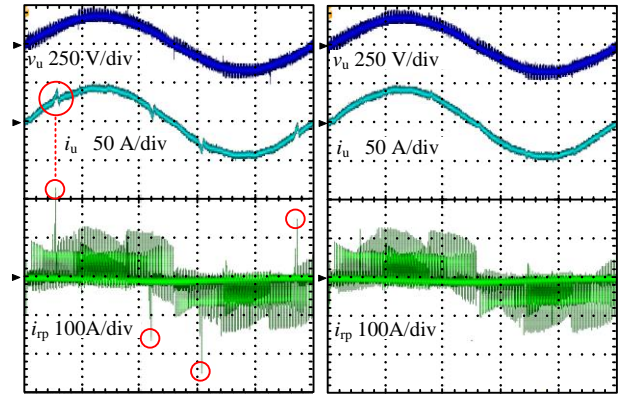


Fig. 4. Output voltage error.



(a) Four-step commutation (b) Two-step commutation

Fig. 5. Operation waveforms at rated 10 kW

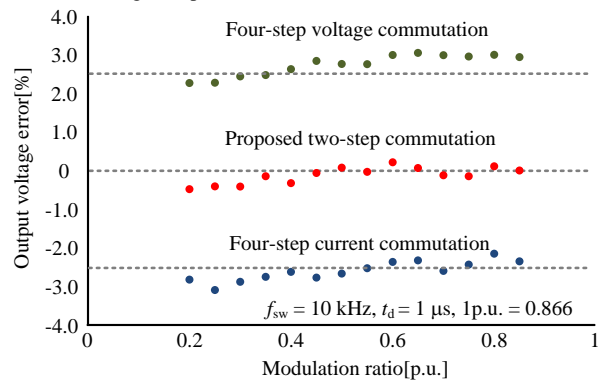


Fig. 6. Comparison of output voltage error.

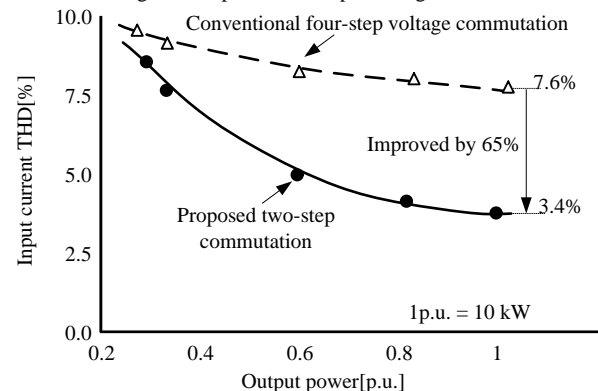


Fig. 7. Comparison of input current THD.

従来法に対して電源短絡を抑制したことで、提案法は全負荷領域で電流ひずみを改善することを確認した。今後、他の転流方式との比較やさらなる転流ステップ数の低減などの検討を予定している。

文献

- (1) S. Takuma, et al, JIASC, VOL. 1, NO. 20(2017)
- (2) Kai Sun, et al, IEEE Trans. IA, VOL. 43, NO. 3,(2007)
- (3) M. Ziegler, et al, PESC, pp727-731(1998)