

昇圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器の波形改善

Improvement of Waveform for a Boost type AC/DC/AC Direct Converter

加藤 康司*, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

Koji Kato, Jun-ichi Itoh, (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

近年、新エネルギーやハイブリッドEV用の電力変換器が盛んに研究されている。これらの電力源は、直流電源と交流電源に分けられるが、この電源を統一して連系するシステムが必要となる。著者らは直接形電力変換技術を適用した、エネルギーバッファを必要としない昇圧形AC/DC/AC直接形電力変換回路を提案し、実験によりその有用性を検証している⁽¹⁾。しかし、転流に伴う波形ひずみについては検討していない。これらは、モータドライブシステムの制御性能の劣化をもたらすため、高い制御性能を発揮するには、電圧誤差の補償が重要である。

本論文では、転流による電圧誤差を解析し、また電圧誤差を補償することで昇圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器の波形改善を行う。ここでは、実験により波形改善を確認したので報告する。

2. 回路構成と制御方法

図 1 に提案するシステムの主回路図を示す。提案する回路は、電流形整流器と電圧形インバータで構成されたインダイレクトマトリクスコンバータに 1 レグ追加し、直流電源用の DC/DC コンバータとして動作させることによって、直流リンク部にエネルギーバッファなしで直流と交流の両方を制御する。従来の PWM 整流器、インバータ、昇圧チョッパに比べ、この回路方式では整流器側のスイッチング損失を大幅に低減できる。

図 2 に制御ブロック図を示す。マトリクスコンバータの制御法であるキャリア比較に基づく仮想 AC/DC/AC 変換方式を、実際の AC/DC/AC 変換器に立ち返って制御する。DC/DC コンバータは、インバータ側に含めて、4 相出力電圧形変換器として制御する。

インダイレクトマトリクスコンバータの転流方法に、インバータ側のゼロベクトル期間中に整流器側をスイッチングしてゼロ電流スイッチングを行う方法⁽²⁾があるが、本回路では、インバータ側でゼロベクトル期間中、DC/DC コンバータの上アームがオンしても、直流電流はゼロにならず、整流器側のゼロ電流スイッチングはできない。そこで、4 相出力電圧形変換器の下アームで発生するゼロベクトル期間中に整流器側をスイッチングすることでゼロ電流スイッチングを行う。また、下アームでのみゼロベクトルを発生させるため 120°変調を用いる。4 相出力電圧形変換器は、デッドタイムを付加し転流を行う。

3. 転流による電圧誤差

図 3 に提案回路における転流方法と、それによって発生

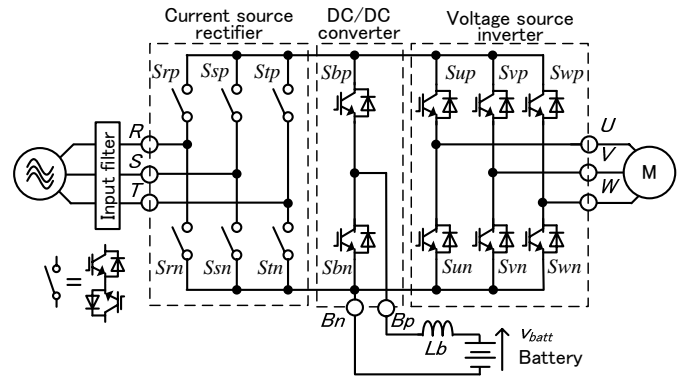


図 1 提案回路

Fig. 1. Proposed circuits.

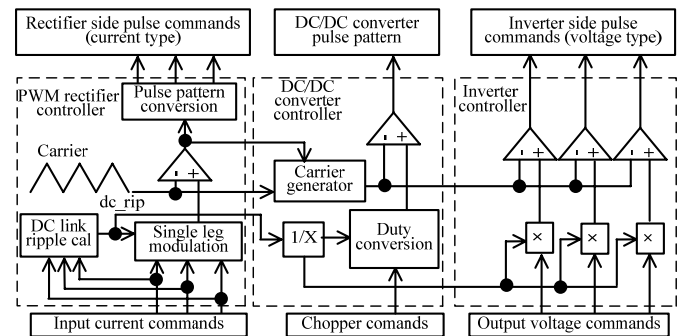


図 2 制御ブロック図

Fig.2. Control block diagram.

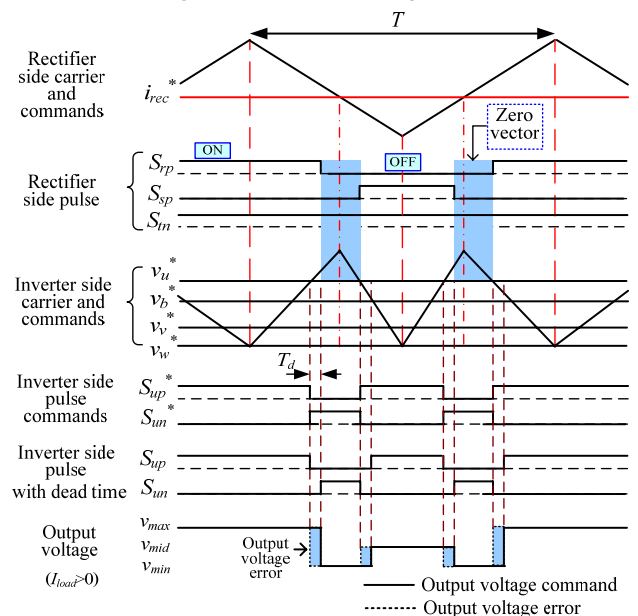


図 3 提案回路の転流動作例と電圧誤差

Fig.3. Commutation example and voltage error.

する電圧誤差の関係を示す。ここでは1制御周期内において、整流器側上アーム s_{rp} と s_{sp} がスイッチングし、下アーム s_{tn} はオンの状態の動作例を示す。この場合に発生する出力電圧は(1)式のように電圧指令 v^* と電圧誤差で表せる。ただし、 v_{max} 、 v_{mid} 、 v_{min} はそれぞれ任意の状態における入力電圧の最大相、中間相、最小相を示しており、ここでは r 相電圧 $>s$ 相電圧 $>t$ 相電圧であり、 i_{load} は負荷電流、 T_d はインバータ側の転流時間、 f_s はキャリア周波数、 $y = \text{sign}(x)$ は符号関数で、 $x > 0$ のとき $y = 1$ 、 $x < 0$ のとき $y = -1$ である。

$$v_{out} = v^* - (v_{max} + v_{mid} - 2v_{min})T_d f_s \text{sign}(i_{load}) \quad (1)$$

また、同様に整流器側の下アームでスイッチングする場合の出力電圧は(2)式のように表せる。

$$v_{out} = v^* - (2v_{max} - v_{mid} + v_{min})T_d f_s \text{sign}(i_{load}) \quad (2)$$

この電圧誤差を補償するには、(1)、(2)式の第2項目の電圧誤差を打ち消すように、電圧指令 v^* を補償すればよい。

4. 実験結果

図4に提案回路の実験波形を示す。実験パラメータは表1に示すとおりである。なお、直流側はバッテリーへの充電動作を想定している。入力電圧と入力電流の位相はほぼ一致しており、力率1で動作している。入出力電流ともに正弦波状の良好な電流が得られており、直流出力電流も低周波のリプルのない直流出力を得られている。また、このときの入力電流とAC出力電流、DC出力電流のT.H.D.はそれぞれ、4.2[%]、4.9[%]、2.8[%]である。

図5に入出力電流のT.H.D.を示す。電圧誤差補償ありとなしの場合を比較すると、AC出力電流T.H.D.は出力1[kW]付近で6.5ポイント低減しており、波形改善効果が確認できる。一方、DC出力電流と入力電流には大きな差異は見られない。以下に実験結果について考察する。

DC出力電流は、電流制御を行っているため、補償ありとなしを比較しても大きな差異がないと考える。入力電流は、インバータ側のデッドタイムでパルスが削られることにより、ゼロベクトル期間が各入力相に対し均等に作用せず、誤差が生じる。提案する電圧誤差補償は、インバータ側の電圧指令を補償するため、インバータ側の電圧誤差は補償できるが、ゼロベクトル期間の分配率は補償できないため、入力電流はほとんど改善されない。ゼロベクトルはインバータ側キャリアを操作することによって分配しているため、入力電流に発生する誤差を補償するためには、インバータ側のキャリアを工夫するなどの操作が必要である。

5. まとめ

本論文では、転流による電圧誤差を解析し、また電圧誤差を補償することで昇圧形AC/DC/AC直接形電力変換器の波形改善を行った。実験により、電圧誤差の補償を行うことで、AC出力電流T.H.D.が6.5ポイント低減し、電圧誤差の補償による波形改善を確認した。入力電流の波形改善については今後の課題である。

表1 実験パラメータ

Table1 Experimental parameter.

Input voltage	200[V]	LC filter	2 [mH]
Input frequency	50[Hz]		6.6 [μF]
Carrier frequency	10[kHz]	Cut-off frequency	1.3[kHz]
Output frequency	40[Hz]	DC load	R-L
AC load	1.5[kW] motor	Commutation time	2.5 [μs]

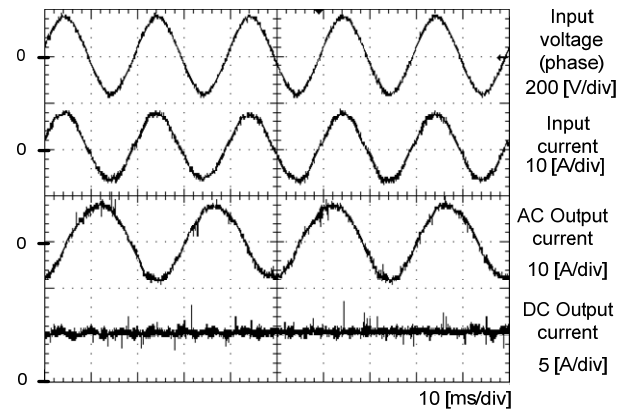
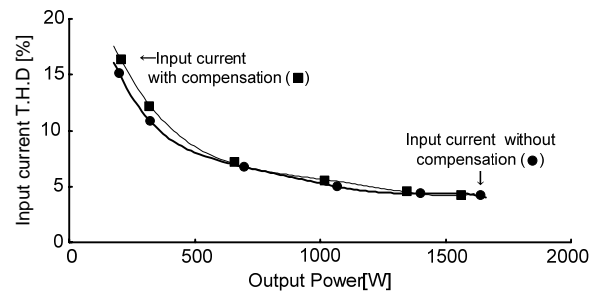
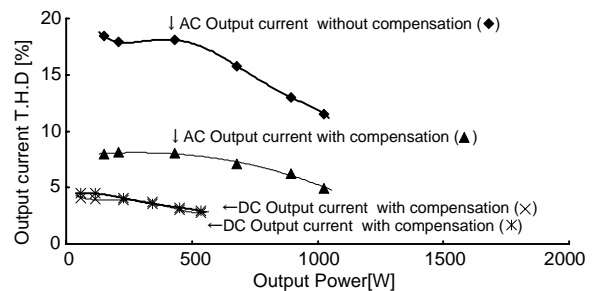


図4 実験結果 (補償あり)

Fig. 4. Experimental results (with compensation).



(a) T.H.D. of input current.



(b) T.H.D. of output current.

図5 入出力電流 T.H.D.

Fig.5. T.H.D. of input and output current.

文献

- (1) 加藤・伊東：「仮想AC/DC/AC方式を応用した交流及び直流電源連系用直接形電力変換器の制御法」半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会SPC-06-155IEA-06-50, 2006
- (2) 室屋・飯盛他：「誘導電動機駆動用平滑回路なし変換回路のPWM整流部における零電流スイッチング法」電学論D, 122, No.6, 624, 2002
- (3) J.W.Kolar, M.Baumann, F.Schafmeister, H.Ertl: "Novel Three Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter", IEEE APEC 2002