

入力電流に着目したマトリックスコンバータと電圧形インバータの電力分配制御法の基礎検証

田村 浩志^{*}, 加藤 康司, 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Power Distribution Control Method between Matrix Converter and Voltage Source Inverter Focused Input Current
Hiroshi Tamura, Koji Kato, Jun-ichi Itoh (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

近年, 新エネルギーや自然エネルギーを利用した発電システムが注目を浴びており, 交流電源と直流電源を高効率に連系する電力変換システムが要求されている。

従来の連系システムとして, PWM 整流器/インバータシステムが一般的である。しかし, 大形の電界コンデンサが必要となるため, 大形化, 高コスト化の問題がある。そこで, エネルギーバッファを有さない直接変換器が注目されており, マトリックスコンバータ (以下 MC) 連系システムが提案されている⁽¹⁾⁽²⁾。従来の連系システムは, マトリックスコンバータの入力側に電圧形インバータ (以下 INV) を並列に接続した構成である。

本論文では, MC の出力側に INV を並列接続したシステム⁽³⁾において, 入力電流を正弦波に制御しながら, 各変換器の出力電力を分配する制御法を提案する。ここでは, シミュレーションにより原理確認を行い, 所望の動作を得たので報告する。

2. 連系システムの構成

図 1 に, 提案する MC と INV の並列システムを示す。提案システムは, 変換器接続部の横流抑制用リアクトルが不要であり, 連系システムの小型化を可能にする。また, MC のスイッチを同時に全遮断しても, 負荷のエネルギーは直流電源に回生するため, MC のスナバ回路は不要となり, 転流方法も 4 ステップから 2 ステップへ簡単化できる。この結果, ゲート信号が共通化でき, MC のドライブ回路を 18 個から 9 個に削減することができる。

ただし, 横流抑制用リアクトルが存在しないため, 三相電源と直流電源の短絡を防止しなくてはならない。よって, 直流電源の電圧は, 三相電源の線間電圧最大値より大きく制御する必要があり, また, MC と INV のスイッチを同時にオンしてはならない。

3. 制御方式

図 2 に, 提案制御法のブロック図を示す。本論文では,

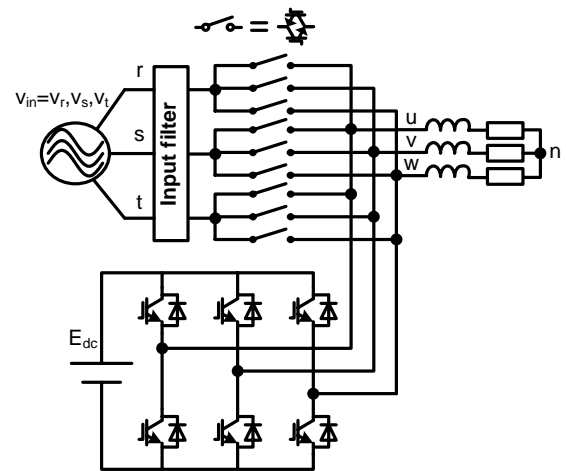


Fig.1. Proposed system.

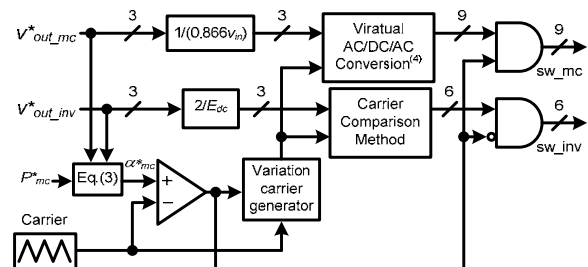


Fig.2. Control block diagram.

MC と INV の並列システムにおいて, 入力電流を正弦波状に保持し, 各変換器の出力電力を分配する制御法を提案する。各変換器の電力分配比指令に応じて動作時間を分割し, 出力電力の分配を制御する。さらに, キャリア 1 周期毎に動作時間を分割することで, 入力電流を正弦波状に制御できる。また, 安定的かつスムーズな連系を実現するため, 各変換器の動作時間比に対応する変形キャリア⁽¹⁾を生成し, 両変換器がゼロ電圧ベクトルを出力するポイントで切り換える。

図 3 に, 提案するシステムの出力電圧範囲特性を示す。キャリア 1 周期毎における連系システムの出力電圧値 v_{out} は, MC の出力電圧値 v_{out_mc} と INV の出力電圧値 v_{out_inv} の平均値となる。MC を基準にすると, MC の動作時間比を α_{mc} , INV の動作時間比を $1-\alpha_{mc}$ と定義され, 連系システムの出力

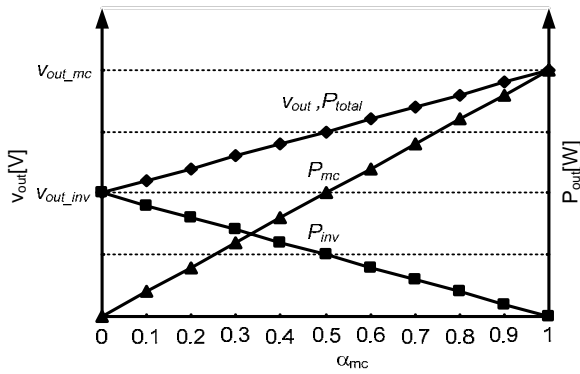


Fig.3. Output voltage range of the proposed system

電圧値 v_{out} は(1)式で表せる。

$$v_{out} = \alpha_{mc} v_{out_mc} + (1 - \alpha_{mc}) v_{out_inv} \quad (1)$$

両変換器において、出力電流、負荷インピーダンス、負荷力率は共通値である。よって、各変換器の出力電力比は、それぞれの出力電圧比と動作時間比に依存するため、MC の出力電力比 P_{mc} と INV の出力電力比 P_{inv} は、(2)式で表せる。(1)式、(2)式を図示すると図3が得られる。

以上から、電力分配比指令 P^*_{mc} に対応する動作時間分割比指令 α^*_{mc} は、MC の出力電圧大きさ指令 $v^*_{out_mc}$ 、INV の出力電圧大きさ指令 $v^*_{out_inv}$ において、(3)式で決定できる。

$$P_{mc} : P_{inv} = \alpha_{mc} v_{out_mc} : (1 - \alpha_{mc}) v_{out_inv} \quad (2)$$

$$\alpha^*_{mc} = \left(\frac{P^*_{mc} v^*_{out_inv}}{v^*_{out_mc} - P^*_{mc} (v^*_{out_mc} - v^*_{out_inv})} \right) \quad (3)$$

4. シミュレーション結果

図4に、シミュレーション結果を示す。三相交流電源の線間電圧 200[V]、三相交流電源の周波数 50[Hz]、直流電源電圧 350[V]、MC の出力線間電圧指令 140[V]、INV の出力線間電圧指令 100[V]、連系システムの周波数指令 60[Hz]、負荷を $R = 5[\Omega]$ 、 $L = 5[\text{mH}]$ とし、40[ms]で電力分配比指令 $P^*_{mc} : P^*_{inv}$ を 9:1 から 3:2 に変更する。

図4に示す出力電圧、出力電流および入力電流から、スムーズかつ安定的に切り換え動作を制御できており、入力電流も正弦波に保持していることが確認できる。また、電力分配比変更後も、各入出力波形は、過渡的現象を経て正弦波に制御できている。

図5に、MC側とINV側の各出力電流波形を示す。動作切り換え信号に応じて、各変換器間に横流が流れることなく交互に電流が出力されていることが確認できる。また、 $P^*_{mc} : P^*_{inv} = 9:1$ 時の入力電流ひずみ率および出力電流ひずみ率は、40次以下で計算すると、それぞれ 2.94%、0.079%、3:2 時においては 0.27%、0.052% である。

図6に、MCとINVの各出力電力波形を示す。各変換器の出力電力比は、動作時間における平均値として評価した。図6に示したMCとINVの出力電力から電力分配比指令通

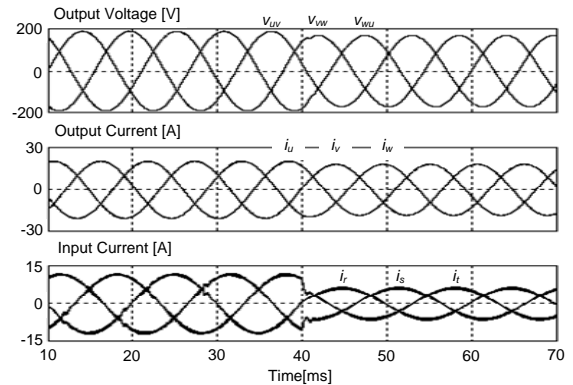


Fig.4. Simulation results.

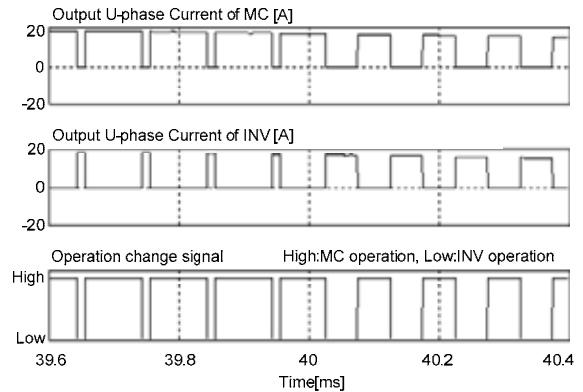


Fig.5. MC side output current and INV side output current.

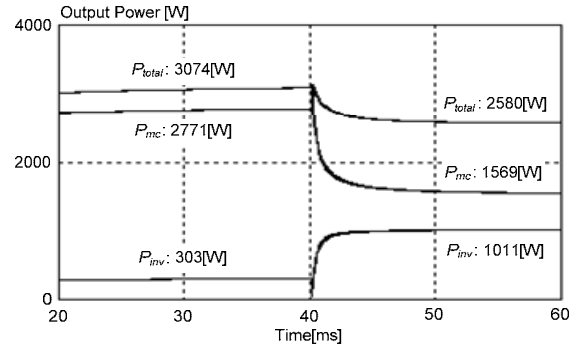


Fig.6. Behaviors of the output power distribution

りに制御されているのが確認できる。

5. まとめ

本論文では、キャリア1周期毎にMCとINVの動作を切り換えることで、入力電流を正弦波に維持しながら出力電力を分配する制御法を提案した。シミュレーションにより、良好な結果が得られた。今後は、実機による実験で提案手法の有用性を検証する予定である。

文献

- (1) 加藤康司, 伊東淳一: SPC-06-155
- (2) 後藤英, 小笠原悟司, 船渡寛人: SPC-06-101
- (3) 田村浩志, 伊東淳一: SPC-07-127
- (4) 伊東淳一, 佐藤以久也, 大口英樹, 佐藤和久, 小高章弘, 江口直也: 電学論D, 124巻5号, pp.457-463