

マトリックスコンバータと電圧形インバータの 連系システムの入力電流の正弦波化

学生員 田村 浩志, 正員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

An Input Current Control Strategy for a Combined System Using Both Matrix Converter and Inverter

Hiroshi Tamura, Student Member, Jun-ichi Itoh, Member (Nagaoka University of Technology)

This paper proposes the control strategy of a matrix converter and a voltage type inverter in parallel system which becomes unnecessary of interconnection reactors. The proposed control strategy divides the operation time of each converter to every carrier cycle. Further the output voltage of the combined system and the power distribution ratio of each converter are controlled, simultaneously. In addition, the sinusoidal input current waveform is obtained. The operation time of each converter is divided in one carrier cycle. Thus, interconnection reactors are not required. These new proposals are confirmed by the experimental results.

キーワード：マトリックスコンバータ, 電圧形インバータ, 多重化, 連系用リアクトル, 高効率, 出力電力分配

Keywords : Matrix converter, Voltage type inverter, Multiplexing, Interconnection reactor, High efficiency, Output power distribution

1. はじめに

近年, 風力発電, ハイブリッド自動車などの利用が推進され, 交流電源と直流電源を高効率に連系するシステムが要求されている。従来の連系システムは, PWM 整流器/インバータシステムに, DC チョッパを追加した構成であるが, 直流リンク部に電解コンデンサが必要であり, 大形化, 高コスト化となる。そこで, 直流リンク部のエネルギーバッファを必要としない直接形電力変換器が注目され, インダレクトマトリックスコンバータを用いた方法⁽¹⁾やマトリックスコンバータ(以下, MC)の入力側にインバータ(以下, INV)を並列接続した方法⁽²⁾が提案されている。しかし, これらは, 直接形電力変換器用のスナバ回路が必要であり, 大形化, メンテナンスが必要という問題が生じる。さらに, 交流電源, 直流電源, 負荷間の各電力授受において, 電力変換を 2 回も必要とする低効率モードが存在する。

筆者らは, MC の出力側に INV を並列接続したシステムにおいて, 横流抑制用リアクトルが不要となり, 各変換器の出力電力を分配する制御法を提案し, 実験により検証している⁽³⁾。しかし, MC の時間分割を入力電圧の 60° 毎に行っていたため, 入力電流に大きな歪みが生じていた。

本論文では, MC の入力側にダイオード整流器, 出力側に INV を並列接続したデルタ形連系システムにおいて, MC の入力電流を正弦波化する制御方法を提案する。入力電流を正弦波に保持するため, MC には, 仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽⁴⁾, INV には, 三角波比較方式を用いて制御し, キャリア 1 周期毎に各変換器の動作時間を分割する。各変換器の動作時間分割比と出力電力分配比の関係を明確化し, 実験により所望の動作が得られたので報告する。

2. 提案システムの構成と特徴

図 1 に, 提案システムを示す。提案システムは, MC の入力側にダイオード整流器, 出力側に INV を並列接続したデルタ形システムであり, 発電機, バッテリ, モータの 3 要素を連系する。最大の特徴は, MC と INV の出力接続部分に, 連系用リアクトルを必要としない。これは, MC と INV の動作時間をキャリア 1 周期中で分割することで実現できる。また, 動作時間を分割することで, 連系システムの出力電流を MC と INV で分配できる。よって, スwitching 素子のチップ温度が抑えられるため, 各スitching 素子を各出力電力比に応じて小容量化できる。さらに, バッテリと INV は, MC のスナバ回路として作用するため, MC 用の特別なスナバ回路を付加する必要はない。MC の全スitch

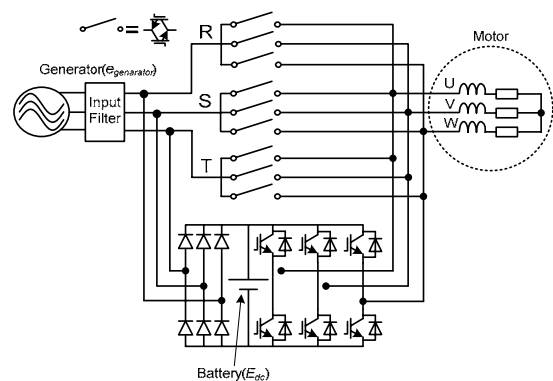


図 1 提案システム

Fig.1. The proposed system using a matrix converter and an inverter without interconnection reactors.

チを同時遮断しても、負荷のエネルギーはバッテリーに吸収されるため、MC の転流は、4 ステップから 2 ステップへ簡単化できる。この結果、ゲート信号を共通化でき、ドライブ回路を 18 個から 9 個に削減できる。ただし、発電機とバッテリーの電源短絡を防止するため、MC と INV のスイッチを同時にオンしてはならない。また、バッテリー電圧は発電機の線間電圧最大値より大きく設定しなければならない。

3. 提案制御法

本論文では、連系用リアクトルが不要となり、かつ、連系システムの入力電圧と各変換器の出力電力分配比を同時に制御する。さらに、入力電流を正弦波に保持するため、キャリア 1 周期毎に、各変換器の動作時間を分割する。

図 2 に、提案制御法のブロック図を示す。提案システムの出力電圧と各変換器の出力電力分配比は、各変換器の出力電圧と動作時間分割比により制御できる。また、変形キャリア方式⁽³⁾を用いて、動作時間分割比に応じた各変換器のスイッチング信号を得る。

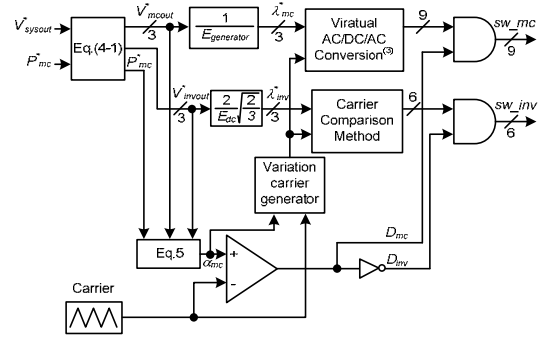


図 2 提案制御法のブロック図

Fig.2. Control block diagram of the proposed system.

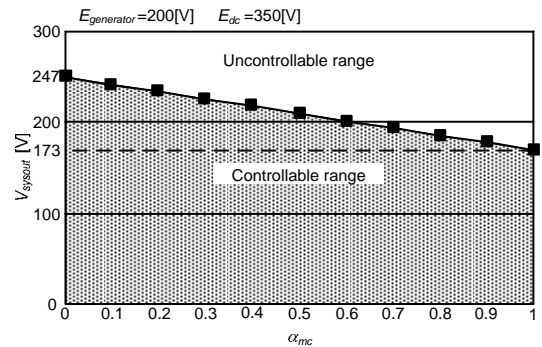


図 3 提案システムの出力電圧範囲

Fig.3. Output voltage range for the proposed system.

(3-1) 出力電圧と出力電力分配比の同時制御の範囲

連系システムの出力電圧 V_{sysout} は、MC の出力電圧 V_{mcout} と INV の出力電圧 V_{invout} の平均値となる。したがって、キャリア 1 周期における MC の動作時間分割比を α_{mc} 、INV の動作時間分割比を $1-\alpha_{mc}$ と定義すれば、連系システムの出力線間電圧 V_{sysout} は、(1)式で表せる。

$$V_{sysout} = \alpha_{mc} V_{mcout} + (1-\alpha_{mc}) V_{invout} \\ = \alpha_{mc} \lambda_{mc} E_{generator} + (1-\alpha_{mc}) \lambda_{inv} \frac{E_{dc}}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} \quad (1) \\ (0 \leq \lambda_{mc} \leq 0.866, 0 \leq \lambda_{inv} \leq 1, \sqrt{2} E_{generator} \leq E_{dc})$$

図 3 に、提案システムの出力電圧範囲を示す。提案システムにおいて、バッテリー電圧は、発電機電圧よりも大きい。したがって、提案システムの出力電圧範囲は、0[V]以上バッテリー電圧以内で制御できる。

一方、三相の有効電力は、三相平衡であれば時間に関係なく一定である。よって、出力相電圧 V [V]、出力相電流 I [A]、負荷力率 $\cos\phi$ における電源から負荷へ供給される電力 P は、(2)式で与えられる。

$$P = 3VI \cos\phi \quad (2)$$

ここで、 V : 出力相電圧、 I : 出力相電流、 $\cos\phi$: 負荷力率である。

提案システムにおいて、MC の負荷電流 I および負荷力率 $\cos\phi$ は、INV と等しい。したがって、MC の出力電力分配比 P_{mc} と INV の出力電力分配比 $1-P_{mc}$ は、各変換器の出力電圧比となり、(3)式で表せる。すなわち、各変換器の出力電力比は、各変換器の出力電圧と動作時間分割比により制御できる。

$$P_{mc} : (1-P_{mc}) = \alpha_{mc} V_{mcout} : (1-\alpha_{mc}) V_{invout} \\ P_{mc} = \frac{\alpha_{mc} V_{mcout} + V_{invout}}{\alpha_{mc} (V_{mcout} - V_{invout})} \quad (3) \\ = \frac{2\sqrt{2}\alpha_{mc} \lambda_{mc} E_{generator} + \sqrt{3}\lambda_{inv} E_{dc}}{\alpha_{mc} (2\sqrt{2}\lambda_{mc} E_{generator} - \sqrt{3}\lambda_{inv} E_{dc})}$$

連系システムの出力電圧と各変換器の出力電力分配比を同時に制御するためには、(1)式および(3)式を同時に満たす各変換器の出力電圧と動作時間分割比の組み合わせを決定すればよい。したがって、同時制御可能な各変換器の出力電圧の組み合わせは、(4-1)式で決定でき、変調率は(4-2)式で算出できる。さらに、動作時間分割比を(5)式で決定すれば、出力電圧と出力電力分配比を同時に制御できる。

$$V_{mcout}^* = \frac{P_{mc}^* V_{sysout}^* V_{invout}^*}{V_{sysout}^* (P_{mc}^* - 1) + V_{invout}^*} \quad (4-1) \\ (0 \leq V_{mcout}^* \leq 0.866 E_{generator}), (0 \leq V_{invout}^* \leq \frac{E_{dc}}{2})$$

$$\lambda_{mc}^* = \frac{\sqrt{3} P_{mc}^* V_{sysout}^* \lambda_{inv}^* E_{dc}}{E_{generator} \{ 2\sqrt{2} V_{sysout}^* (P_{mc}^* - 1) + \sqrt{3} \lambda_{inv}^* E_{dc} \}} \quad (4-2) \\ (0 \leq \lambda_{mc}^* \leq 0.866), (0 \leq \lambda_{inv}^* \leq 1)$$

$$\alpha_{mc} = \frac{P_{mc}^* V_{invout}^*}{V_{mcout}^* - P_{mc}^* (V_{mcout}^* - V_{invout}^*)} \quad (5)$$

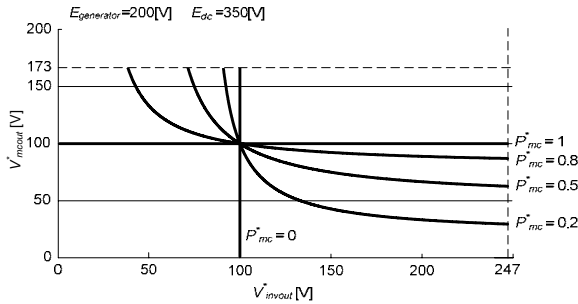


図 4 各変換器の出力電力比と出力電圧指令の関係

Fig.4. Relation of the output voltage command between the inverter and the matrix converter.

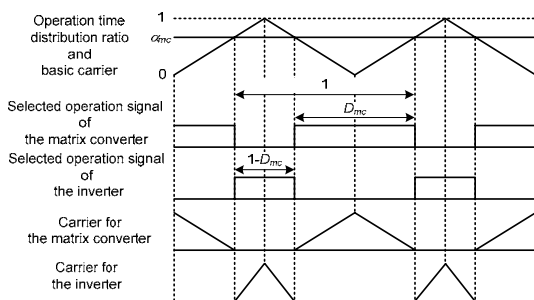


図 5 変形キャリアを利用したパルス生成法

Fig.5. Pulse generation strategy using the variation carrier.

図 4 に、連系システムの出力電圧指令 V_{sysout}^* を 100[V]として、各変換器の出力電力比と出力電圧指令の関係を示す。連系システムの出力電圧と各変換器の出力電圧が等しい場合、出力電力比は、全ての範囲で制御可能となる。それ以外の組み合わせでは、(4)式の条件により制約される。したがって、連系システムの出力電圧指令が各変換器の出力可能な最大電圧以下である場合、各変換器の出力電圧指令を連系システムの出力電圧指令と同等に設定すれば、最も自由度が高い。

(3-2) 変形キャリアを利用したパルス生成法

図 5 に、動作時間分割比に対応する変形キャリアを利用したパルス生成法を示す。二つの変換器の切り換え時間を制御するキャリアを基本キャリアと定義し、基本キャリア 1 周期内で MC と INV の動作を時間分割する。各変換器の動作選択信号 D_{mc} および $1-D_{mc}$ は、基本キャリアと動作時間分割比 α_{mc} を比較して得られる。各変換器の動作時間分割比と動作選択信号の関係は、(6)式で表せる。

$$D_{mc} : 1 - D_{mc} = \alpha_{mc} : 1 - \alpha_{mc} \quad (6)$$

したがって、動作時間分割比に対応した各変換器用の変形キャリアは、基本キャリアの 1 周期毎に生成できる。また、各変換器の動作切り換えは、各変換器がゼロ電圧ベクトルを出力するポイントで行い、電源短絡や出力電流の跳躍とひずみの発生を抑制する。

表 1 実験パラメータ

Table1. Experiment parameter.

Input AC voltage	130[V]
Input frequency	50[Hz]
DC voltage	225[V]
Output voltage command of the combined system	80[V]
Output voltage command of the MC	80[V]
Output voltage command of the INV	80[V]
Output frequency command	35[Hz]
Dead time	2.5[μs]
Output power distribution ratio command (P_{mc}^*)	0 ~ 1
Resistance (load)	12.5[Ω]
Reactor (load)	5[mH]

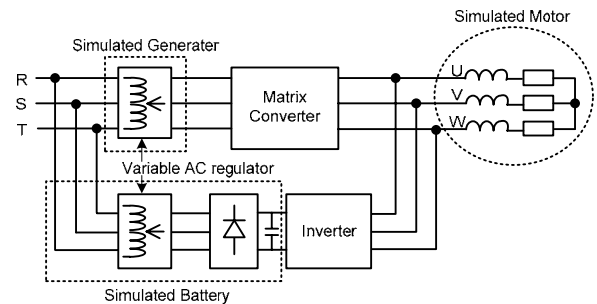


図 6 実験システムの構成

Fig.6. The configuration of the experimental system.

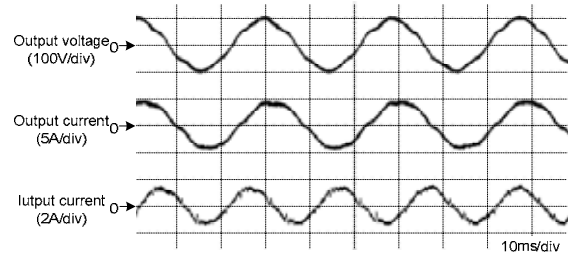


図 7 実験波形 (出力電力分配比指令 $P_{mc}^*=0.5$ 時)

Fig.7. The experiment waveforms when the output power distribution ratio command is 0.5.

4. 実験結果

本論文では、提案回路および制御法の有用性を実験により検討した。図 6 に、実験システムの構成を示す。提案システムを模擬するため、MC および INV の入力側にスライドトランスを設置し、各電源電圧の大きさを調整した。また、発電機は三相交流電源、バッテリーは電解コンデンサ、モータは三相交流負荷で模擬し、実験を行う。

表 1 に、実験条件を示す。出力電力分配比、動作時間分割比および電流ひずみ率の関係を明確化するため、各変換器の出力電圧と提案システムの出力電圧を一致させ、出力電力分配比が動作時間分割比に等しくなるように設定した。なお、500[W]出力時、MC 単体動作時では、出力電流ひずみ率は 2.87[%]、入力電流ひずみ率は 8.40[%]、INV 単体動作時では、出力電流ひずみ率は 2.61[%]であった。

図 7 に、出力電力分配比 P_{mc}^* が 0.5 時における連系システム出力電圧、出力電流および入力電圧波形を示す。各出力波形は、ほぼ正弦波に制御できた。このとき、出力電流ひずみ率は 5.48[%]、入力電流ひずみ率は 8.8[%]となり、出力電流ひずみ率が、各変換器の単体動作時より悪化した。これは、MC と INV で、各相に出力する電圧のパルス配列が異なるため、動作切り換え時に発生する配列の急激な変化が、ひずみ率悪化の要因であると考えられる。また、各変換器のデッドタイムによる誤差電圧の違いも影響していると考えられる。

図 8 に、連系システム出力電圧と出力電力分配比の関係を示す。出力電力分配比指令 P_{mc}^* が、0.2 から 0.9 の範囲で、連系システム出力電圧が低下した。これは、転流およびデッドタイム誤差の影響が原因であると考えられる。

図 9 に、各出力電力の理想値と実測値の比較を示す。実測した出力電力比は、指令とほぼ同等に制御できた。しかし、出力電力分配比指令 P_{mc}^* が、0.2 から 0.9 の範囲で、実測値は、理想値より低い。これは、図 8 で示した出力電圧の低下が原因である。したがって、連系システム出力電圧低下を改善すれば、理想値と同等に制御できる。

図 10 に、出力電力分配比と出力電流および入力電流ひずみ率の関係を示す。出力電流のひずみ率は、全ての出力電力分配比で、7[%]以下となり良好な結果が得られた。一方、入力電流のひずみ率は、出力電力分配比指令が 0.1 および 0.2 で 20[%]以上となった。これは、入力電流が極端に小さいため、基本波成分が減少し、相対的にひずみ率が悪化したことが原因であると考えられる。

5. まとめ

本論文では、連系用リアクトルが不要となる MC と INV の連系制御法を提案した。提案システムにおいて、キャリア 1 周期毎に、各変換器の動作時間を分割し、入力電流を正弦波に保持しながら、各変換器の出力電力と連系システム出力電圧を同時に制御した。

提案システムおよび提案手法を用いることにより、以下の利点がある。

- (1) 電力変換器の並列システムにおいて、連系用リアクトルが不要となり、各変換器の出力電力比に応じて IGBT を小容量化できる。
- (2) MC の転流を 4 ステップから 2 ステップに簡単化でき、MC のドライブ回路を 18 個から 9 個に削減できる。
- (3) MC の出力側に INV を並列接続することにより、MC 用の特別なスナバ回路を付加する必要がない。

実験により、提案手法の有用性を確認した。出力電力分配比 P_{mc} が 0.8 で、入力電流ひずみ率が 7.62[%]となり、良好な結果が得られた。今後は、連系システム出力電圧の低下を改善するため、転流およびデッドタイム補償法の検討を行う。なお、本研究は、平成 17 年度産業技術研究助成事業の支援を受けており、関係各位に感謝の意を表す。

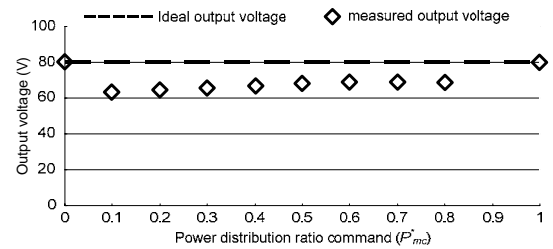


図 8 出力電力分配比と出力電圧の関係

Fig.8. The relationship between the output voltage and the output power distribution ratio of the proposed system.

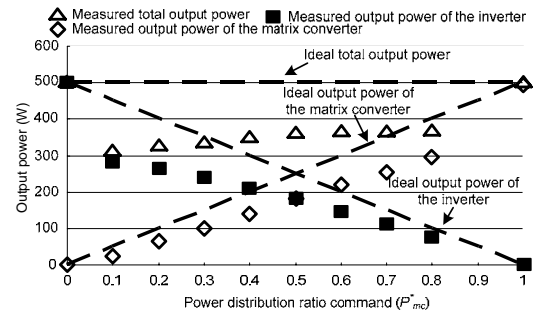


図 9 各出力電力の理想値と実験値の比較

Fig.9. The comparison between the ideal output power value and the measurement value of each output power.

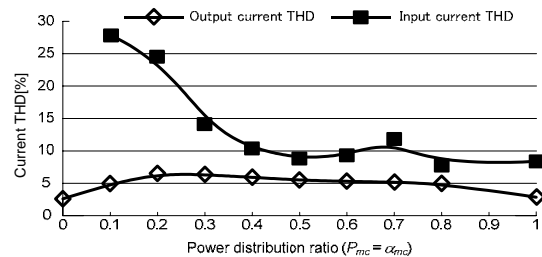


図 10 出力電力分配比と電流ひずみ率の関係

Fig.10. The relationship between the output power distribution ratio and the THD of the input and output current.

文 献

- (1) K. Kato, J. Itoh, "A Control Method of AC and DC Power Supply Direct Interface Converter," IEEJ SPC-06-155, 2006.
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-06-155, 2006
- (2) S. Goto, S. Ogasawara, and H. Funato, "A New Power Converter Circuit Combining an Inverter with a Matrix Converter," IEEJ SPC-06-101, 2006.
後藤, 小笠原, 船渡: 「インバータとマトリクスコンバータを組み合わせた新しい電力変換回路」半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会 SPC-06-101, 2006
- (3) H. Tamura, J. Itoh, "A Direct interconnection method between Matrix Converter and DC Power supply," IEEJ SPC-07-127, 2007.
田村, 伊東: 「マトリクスコンバータと直流電源の連系制御法の基礎検証」半導体電力変換/リアドライブ合同研究会 SPC-07-127, 2007
- (4) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka and N. Eguchi, "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method," IEEJ Trans. vol.124-D, No.5, 2004.
伊東, 佐藤, 大口, 佐藤, 小高, 江口: 「キャリア比較方式を用いた仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリクスコンバータの制御法」電学論 D, 124 巻 5 号, 2004