

マトリックスコンバータと電圧形インバータの並列システムの制御法

正員 伊東 淳一* 学生員 田村 浩志*

A Control Strategy of a Parallel System Using Both Matrix Converter and Voltage Type Inverter

Jun-ichi Itoh*, Member, Hiroshi Tamura*, Student Member

This paper proposes a control strategy for matrix converter and voltage type inverter in a parallel system that unnecessary of interconnection reactors. The proposed control strategy is to divide the operation time between a matrix converter and a voltage type inverter. The operation time of each converter is divided in every carrier cycle. As a result, interconnection reactors become unnecessary and sinusoidal input current waveform of a matrix converter can be obtained. The total output voltage of the proposed system and the output power division ratio for a matrix converter and a voltage type inverter are controlled by the time division ratio of each converter. Furthermore, the voltage error resulted from the operation of time division control was analyzed and compensated.

The availability of the proposed system and the validity of the proposed control method are confirmed by experimental results.

キーワード：マトリックスコンバータ，電解コンデンサ，横流抑制用リアクトル，時分割制御，HEV，新エネルギー

Keywords : Matrix converter, Electrolytic capacitor, Interconnection reactor, Time division Control, HEV, renewable energy

1. はじめに

近年，地球温暖化や資源の枯渇化の問題から，ハイブリッド自動車（HEV）や新エネルギー発電の利用が推進され，これらに適用する電力変換システムが盛んに研究されている⁽¹⁾⁻⁽³⁾。

HEV や新エネルギーの電力源には，バッテリー，太陽光発電などの直流電源とエンジン発電機，風力発電などの交流電源がある。一般的に，直流電源と交流電源を連系するシステムは，PWM 整流器とインバータシステムに DC/DC コンバータを追加した構成である。しかし，直流リンク部に大容量の電解コンデンサが必要であり，システムの大型化，短寿命，定期的なメンテナンスの問題がある。

そこで，交流から所望の交流へ直接変換でき，エネルギーバッファの不要な直接形電力変換器が注目されている⁽⁴⁾⁽⁵⁾。直接形電力変換器は，エネルギーバッファとして，巨大な電解コンデンサを必要とせず，小型，長寿命，高効率，信頼性を向上できる。したがって，HEV や新エネルギー発電システムのように，小型化，長寿命化，高効率化，保守の簡単化を要求する電源連系システムでは，直接形電力変換器の利用が有効に思われる。

これまで，AC/DC/AC 直接形電力変換器であるインダイ

レクトマトリックスコンバータを応用した連系システムが提案されている⁽⁶⁾。インダイレクトマトリックスコンバータは，電流形整流器と電圧形インバータで構成されており，直流リンク部が存在するため，比較的，直流電源との連系が容易である。しかし，直流電源，交流電源，交流負荷の各要素をスター形に連系しているため，各要素間の電力授受において，2 回の電力変換を行う必要があり，効率を低下させる。そこで，各要素をデルタ形に接続し，各要素間を 1 回の変換で行う構成を考える。交流電源から交流負荷への変換には，AC/AC 直接変換器であるマトリックスコンバータを使用する。各要素間の変換を 1 回で行えるため，高効率期待できる。しかし，デルタ形システムでは，負荷に対して変換器を並列に接続しなくてはならない。従来の電力変換器の並列システムでは，各変換器の出力接続部に，横流抑制用リアクトルまたはトランスが必要であり，システムが大型化する一因となる⁽⁷⁾⁽⁸⁾。

現在まで，マトリックスコンバータと直流電源を連系するシステムとして，マトリックスコンバータの入力フィルタを電圧形インバータに置き換えた方法が提案されている⁽⁹⁾。これは，マトリックスコンバータの入力側に着目した連系法であるが，出力側に着目した構成は，著者らの知る限りない。

本論文では，マトリックスコンバータの入力側，出力側に電圧形インバータを並列に接続し，直流電源，交流電源，交流負荷をデルタ形に連系し，デルタ形電力変換システム

* 長岡技術科学大学
〒940-2188 新潟県長岡市上富岡町 1603-1
Nagaoka University of Technology
1603-1, Kamitomioka, Nagaoka 940-2188, Japan

の実現を目的として、マトリクスコンバータの出力側に着目した制御方法を提案する。デルタ形電力変換システムでは、入出力側の電圧形インバータと直流電源がマトリクスコンバータのスナバ回路の役割を果たすので、保護回路と兼用できる。

本論文で提案する制御法は、マトリクスコンバータと電圧形インバータの動作時間を完全に分割し、横流抑制用リアクトルまたはトランスを用いずに、連系システムの出力電圧、マトリクスコンバータと電圧形インバータの出力電力分担の決定法である。マトリクスコンバータの制御には、仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾、電圧形インバータの制御には、三角波比較方式⁽¹²⁾を用いて、基本キャリア 1 周期毎に各変換器の動作時間を分割する。この結果、マトリクスコンバータの入力電流を正弦波状に制御できる。加えて、マトリクスコンバータと電圧形インバータの時分割制御で発生する電圧誤差を解析し、出力電圧誤差補償法を提案する。実験により、制御方法の妥当性と誤差補償の有効性を示し、提案システムの有用性を確認する。

2. システム構成と特徴

2.1 従来システム

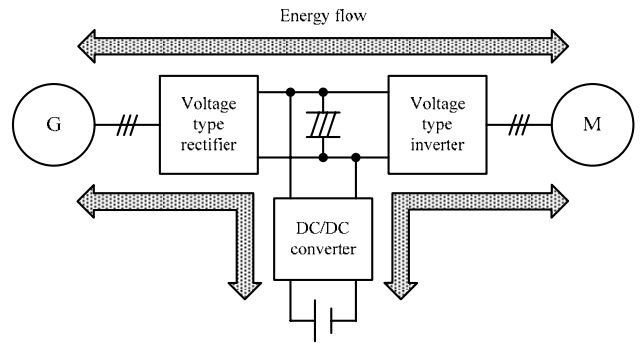
図 1(a)に、PWM 整流器とインバータシステムに DC/DC コンバータを追加した連系システムを示す。これは、直流リンク部に電解コンデンサを設置しているため、入力側と出力側を独立に扱うことができ、入出力側の制御を柔軟に行える。しかし、電解コンデンサは、システムの大型化、短寿命、信頼性低下の一因となるため、HEV や新エネルギー発電システムには、エネルギーバッファの不要な直接形電力変換器が有効である。

図 1(b)に、インダイレクトマトリクスコンバータと DC/DC コンバータから構成された連系システムを示す。インダイレクトマトリクスコンバータは、直流リンク部が存在するため、直流電源と容易に連系できる。さらに、PWM 整流器、インバータシステムと比較し、小型、高効率である。しかし、発電機、バッテリー、モータを、直流部を中点としてスター形に連系しているため、各要素間の電力授受には、2 回の電力変換が必要である。その結果、マトリクスコンバータに対し、効率が低下する。

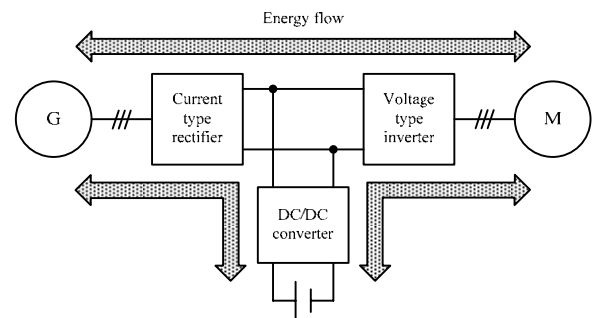
図 1(c)に、マトリクスコンバータの入力側に電圧形インバータを接続した連系システムを示す。発電機からモータへの電力授受は、マトリクスコンバータにより行うので、高効率である。しかし、直流電源にて、モータを駆動する場合、インバータとマトリクスコンバータで 2 回の電力変換が必要であり、インバータでモータを直接駆動した場合と比較し、効率が低下する。

2.2 提案システム

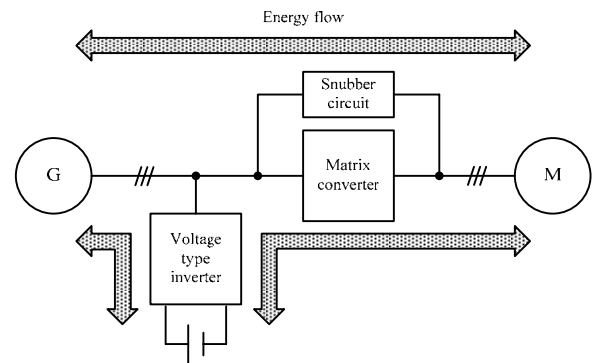
図 2 に、提案システムを示す。提案システムは、マトリクスコンバータの入出力側に電圧形インバータを並列に接続し、発電機、バッテリー、モータをデルタ形に接続する。各変換器をデルタ形に接続することにより、発電機 - モ



(a) PWM rectifier and inverter system with a DC/DC converter.



(b) System using an indirect matrix converter with a DC/DC converter.



(c) System connecting a voltage type inverter to input side of a matrix converter.

Fig. 1. Conventional system.

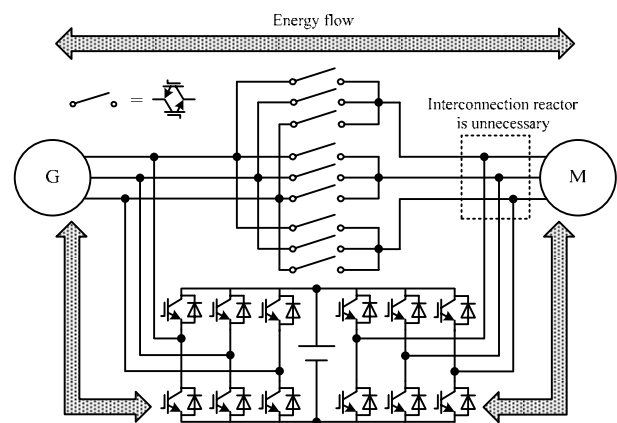


Fig. 2. Proposed system.

ータ間， 発電機 - バッテリ間， バッテリ - モータ間の各電力授受を 1 回の電力変換で行えるため，高効率が可能である。さらに，入出力側の電圧形インバータとバッテリーが，マトリクスコンバータのスナバ回路として動作するため，マトリクスコンバータに特別なスナバ回路を設置する必要がなく，システムの小型化を実現できる。

しかし，一般的な電力変換器の並列システムでは，各変換器の出力接続部に横流抑制用リアクトルまたはトランスが必要となり，システムが大型化する。そこで，本論文では，マトリクスコンバータと電圧形インバータの動作時間を完全に分割し，横流抑制用リアクトルまたはトランスを不要にする制御法を提案する。ただし，横流を防止するために，バッテリー電圧は，発電機の線間電圧最大値より高くなければならない。したがって，別途，昇圧回路を設けたほうが経済的である。

3. 制御方法

3.1 出力電圧と出力電力分担比の制御

ここでは，デルタ形システムの入力側に着目し，マトリクスコンバータと出力側の電圧形インバータの連系制御法を提案する。なお，入力側の連系については，文献(9)にて提案されている。マトリクスコンバータの制御には，仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽¹⁰⁾⁽¹¹⁾，電圧形インバータの制御には，三角波比較方式⁽¹²⁾を適用し，マトリクスコンバータと電圧形インバータの動作時間を基本キャリア 1 周期ごとに分割する。また，電源短絡を防止するために，マトリクスコンバータと電圧形インバータの同時運転を禁止する。この結果，横流抑制用リアクトルを不要にでき，マトリクスコンバータの入力電流を正弦波状に制御できる。さらに，各変換器の出力電圧と時分割比の組み合わせを決定し，連系システムの出力電圧と各変換器の出力電力分担比を制御する。

図 3 に，マトリクスコンバータ (MC) と電圧形インバータ (VSI) の動作時間分割法を示す。各変換器の動作時間は，基本キャリアとマトリクスコンバータの時分割比 α_{MC} を比較することで分割できる。また，各変換器の動作を切り換えるタイミングは，出力電流の跳躍やひずみの発生を抑制するため，同方向のゼロ電圧ベクトル出力時に行う。これは，図 3 に示すように，各変換器の時分割比に応じた変形キャリア⁽¹⁰⁾を生成することにより行える。しかし，マトリクスコンバータのゲートパルス指令が，転流を完了するまでに要する時間より短ければ，マトリクスコンバータは，ゼロ電圧ベクトルを出力できない。したがって，マトリクスコンバータから電圧形インバータへの動作切り換え時には，短絡防止用のデッドタイムを設ける。

図 4 に，連系システムの出力電圧とマトリクスコンバータおよび電圧形インバータの出力電圧の関係を示す。連系システムの出力電圧 V_{SYS} は，マトリクスコンバータの出力電圧 V_{MC} と電圧形インバータの出力電圧 V_{VSI} の平均値の和となる。したがって，連系システムの出力電圧指令 V_{SYS}^*

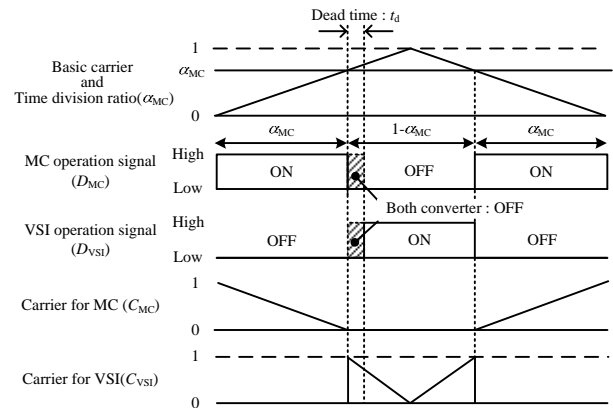


Fig. 3. The operation time division method of a matrix converter and a voltage type inverter.

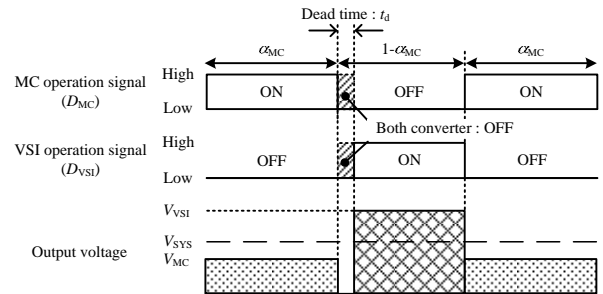


Fig. 4. Relationship of the output voltage between the proposed system and each converter.

とマトリクスコンバータの出力電圧指令 V_{MC}^* および電圧形インバータの出力電圧指令 V_{VSI}^* の関係は (1) 式で表せる。

$$V_{SYS}^* = V_{MC}^* \alpha_{MC} + V_{VSI}^* (1 - \alpha_{MC}) \quad (1)$$

ここで， α_{MC} は，マトリクスコンバータと電圧形インバータの各動作時間の総和に対するマトリクスコンバータの動作時間の比である。

一方，三相交流の有効電力 P は，三相平衡であれば，時間と無関係に一定である。出力電圧 V ，出力電流 I ，負荷率 $\cos \phi$ から構成される三相交流回路の出力電力は，(2) 式で与えられる。

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

提案システムの負荷電流および負荷率は，マトリクスコンバータと電圧形インバータで等しいため，マトリクスコンバータの出力電力分担比 P_{MC} と電圧形インバータの出力電力分担比 P_{VSI} は，各変換器の出力電圧の平均値の比となる。したがって，各変換器の出力電力分担比指令と出力電圧指令の関係は，(3) 式で表せる。

$$\begin{cases} P_{MC}^* = \frac{V_{MC}^* \alpha_{MC}}{V_{MC}^* \alpha_{MC} + V_{VSI}^* (1 - \alpha_{MC})} \\ P_{VSI}^* = 1 - P_{MC}^* \end{cases} \quad (3)$$

連系システムの出力電圧とマトリクスコンバータおよ

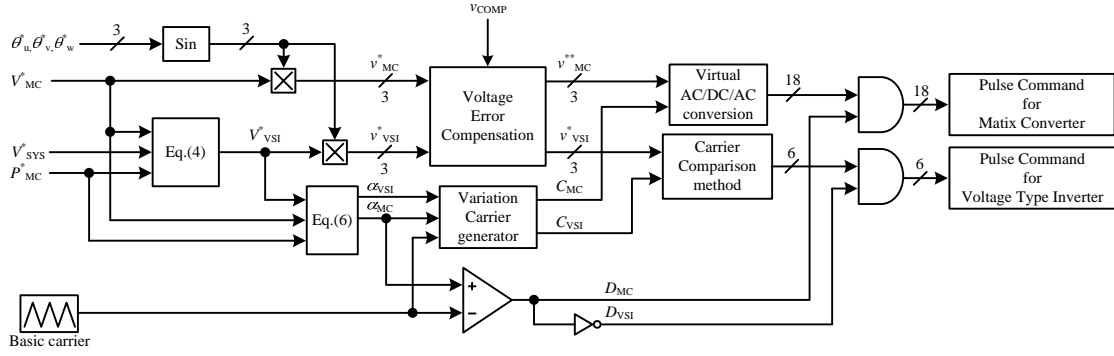


Fig. 5. Control block diagram.

び電圧形インバータの出力電力分担比を同時に制御するためには、(1)式および(3)式を同時に満たすように、各変換器の出力電圧指令と時分割比を決定すればよい。マトリクスコンバータの出力電圧指令 V_{MC}^* を基準とすれば、電圧形インバータの出力電圧指令 V_{VSI}^* は (4)式により決定できる。また、電圧形インバータの出力電圧指令を基準とすれば、マトリクスコンバータの出力電圧指令は、(5)式により決定できる。さらに、各変換器の時分割比を(6)式で算出すれば、連系システムの出力電圧と各変換器の出力電力分担比を同時に制御できる。

$$V_{VSI}^* = \frac{V_{SYS}^* V_{MC}^* (P_{MC}^* - 1)}{V_{SYS}^* P_{MC}^* - V_{MC}^*} \dots\dots\dots (4)$$

$$V_{MC}^* = \frac{V_{SYS}^* V_{VSI}^* P_{MC}^*}{V_{SYS}^* (P_{MC}^* - 1) + V_{VSI}^*} \dots\dots\dots (5)$$

$$\begin{cases} \alpha_{MC} = \frac{V_{VSI}^* P_{MC}^*}{V_{MC}^* (1 - P_{MC}^*) + V_{VSI}^* P_{MC}^*} \dots\dots\dots (6) \\ \alpha_{VSI} = 1 - \alpha_{MC} \end{cases}$$

図 5 に、マトリクスコンバータの出力電圧指令を基準とした場合の制御ブロック図を示す。制御手順は、以下に示すとおりである。なお、提案する電圧誤差補償法は、3.2 節で説明する。

連系システムの出力電圧指令、マトリクスコンバータの出力電圧指令および出力電力分担比指令から電圧形インバータの出力電圧指令と各変換器の時分割比を算出する。

各変換器の時分割比に応じて、各変換器用のキャリアと動作信号を決定する。

各出力相の角度指令に基づき、各変換器の出力電圧指令を瞬時値へ変換し、出力電圧誤差を補償するように出力電圧指令信号を生成する。

各変換器の出力電圧指令信号と変形キャリアを比較した後、各変換器の動作信号と合成すればゲートパルス指令を得ることができる。

図 6 に、(1)式から得られる提案システムの出力電圧範囲を示す。一例として、バッテリー電圧 E_B を 300[V]、発電機の線間電圧 V_G を 200[V] に設定する。提案システムにおいて、バッテリー電圧 E_B は、発電機の線間電圧最大値 V_{G_MAX} より高

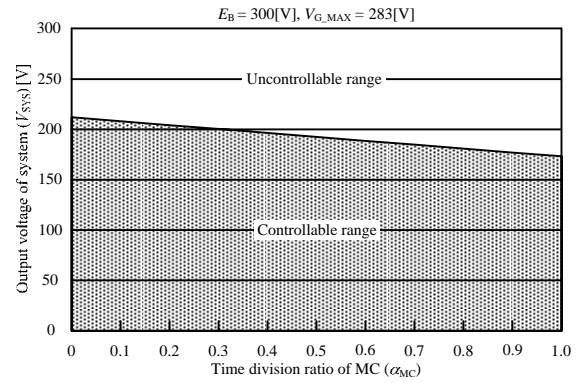


Fig. 6. Output voltage range for the proposed system.

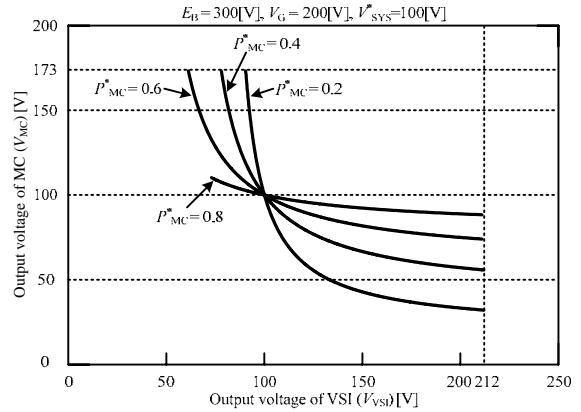


Fig. 7. Relation of the output voltage and the output power division ratio between a matrix converter and a voltage type inverter.

くなければならない。したがって、提案システムの出力電圧範囲 V_{SYS_MAX} はバッテリー電圧に依存し、(7)式で表せる。

$$0 \leq V_{SYS_MAX} \leq \frac{E_B}{\sqrt{2}} \dots\dots\dots (7)$$

図 7 に、連系システムの出力電圧指令を 100[V] と設定し、(4)式から(6)式で得られるマトリクスコンバータと電圧形インバータの出力電圧と出力電力分担比の関係を示す。連系システムの出力電圧指令と各変換器の出力電圧が等しいとき、各変換器の出力電力分担比は、全ての範囲で制御できる。すなわち、連系システムの出力電圧と各変換器の出

力電圧を等しく制御すれば、各変換器の出力電力分担比の自由度が最も高くなる。

3.2 出力電圧誤差補償

ここでは、マトリクスコンバータと電圧形インバータの時分割制御で発生する電圧誤差を解析し、各変換器の時分割比に応じて、出力電圧指令に電圧誤差を分配する電圧誤差補償法を提案する。

マトリクスコンバータと電圧形インバータの時分割制御により発生する電圧誤差の要因は、(1)各変換器の素子で発生する電圧降下、(2)マトリクスコンバータの電圧転流⁽¹³⁾に伴う誤差、(3)電圧形インバータの上下アーム短絡防止用のデッドタイムにより発生する誤差、(4)マトリクスコンバータから電圧形インバータへの動作切り換え時に設けたデッドタイムにより発生する誤差、に分類できる。本論文では、(2)、(3)、(4)の要因により発生する電圧誤差を解析し、補償する。

図8に、マトリクスコンバータと電圧形インバータの1相分の出力接続部を示す。電圧誤差の解析を簡単化するため、1相分で考える。図9に、マトリクスコンバータの動作期間で発生する電圧誤差 Δv_{MC} を示す。図9に示すように、マトリクスコンバータの各ゲートパルス指令に電圧転流動作を付加すると、各スイッチが実際にオンする時間 t_{max} 、 t_{mid} 、 t_{min} は、(8)式で表せる。ここで、 i_{load} は負荷電流、 t_d は1ステップの転流時間である。

$$\begin{cases} t_{max} = t_{max}^* - t_d \\ t_{mid} = t_{mid}^* \\ t_{min} = t_{min}^* + t_d \end{cases} \quad \begin{cases} t_{max} = t_{max}^* + t_d \\ t_{mid} = t_{mid}^* \\ t_{min} = t_{min}^* - t_d \end{cases} \quad \dots \dots \dots (8)$$

($i_{load} > 0$) ($i_{load} < 0$)

(8)式から明らかなように、負荷電流極性によって、 t_{max} と t_{min} を t_d だけ増加または減少し、電圧誤差を発生させる。ここで、 t_{max} は v_{max} に対応し、 t_{min} は v_{min} に対応するため、マトリクスコンバータの動作期間中に発生する電圧誤差は、(9)式で表せる。ただし、 f_c は基本キャリア周波数、 $sign(x)$ は符号関数であり、 $x > 0$ で1、 $x = 0$ で0、 $x < 0$ で-1である。

$$\Delta v_{MC} = -(v_{max} - v_{min}) t_d f_c sign(i_{load}) \dots \dots \dots (9)$$

図10に、電圧形インバータの動作期間で発生する電圧誤差 Δv_{VSI} を示す。電圧形インバータ動作では、マトリクスコンバータから電圧形インバータへの動作切り換え時に設けたデッドタイムと上下アーム短絡防止用のデッドタイムにより、電圧誤差が発生する。したがって、図10から明らかなように、電圧形インバータの動作期間中に発生する電圧誤差は、(10)式で表せる。

$$\begin{aligned} \Delta v_{VSI} &= -e_B t_d f_c \quad (i_{load} > 0) \\ \Delta v_{VSI} &= 2e_B t_d f_c \quad (i_{load} < 0) \end{aligned} \dots \dots \dots (10)$$

図11に、提案する電圧誤差補償方式を示す。提案法は、各変換器の時分割比に応じて、各変換器の動作期間中に発生した電圧誤差を出力電圧指令に分配する。これは、(9)式

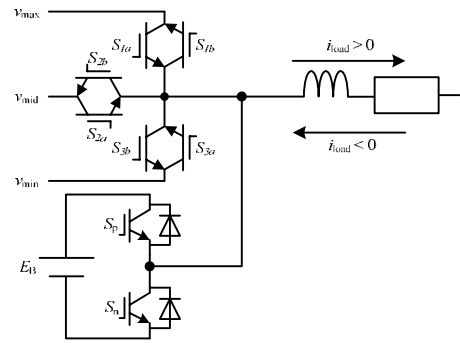


Fig. 8. Connection part at output side between a matrix converter and a voltage type inverter.

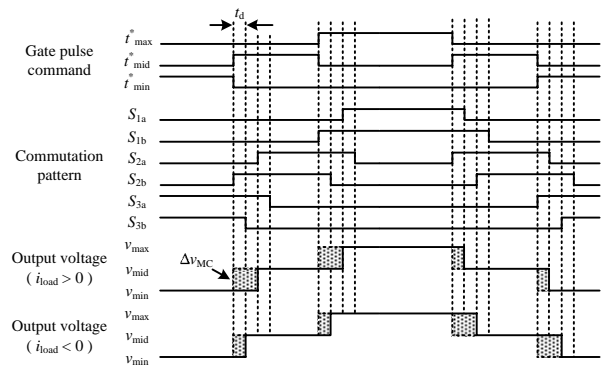


Fig. 9. Voltage error when a matrix converter is operating.

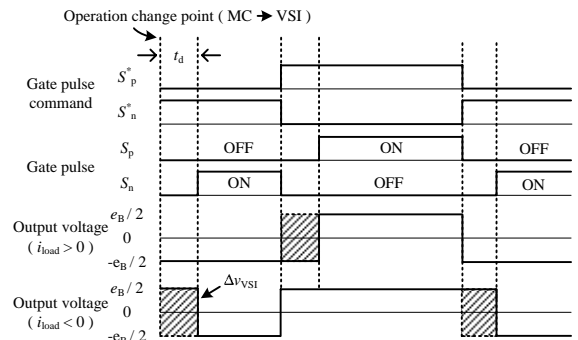


Fig. 10. Voltage error when a voltage type inverter is operating.

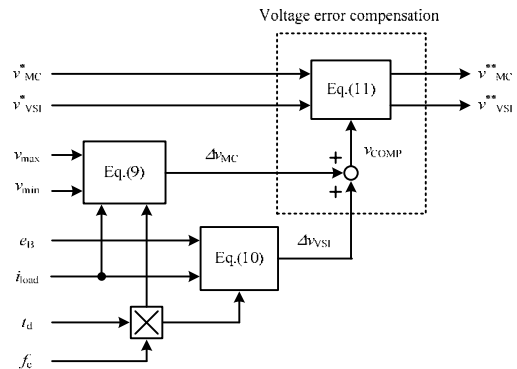


Fig. 11. Proposed voltage error compensation method.

および(10)式に示す電圧誤差の総和を各変換器の出力電圧指令に加算するだけで分配できる。したがって、(11)式に示すように、各変換器の出力電圧指令は、各変換器の動作期間で発生する電圧誤差の総和を打ち消すように生成すればよい。

$$\begin{aligned} v_{MC}^{**} &= v_{MC}^* - (\Delta v_{MC} + \Delta v_{VSI}) = v_{MC}^* - v_{COMP} \dots\dots\dots (11) \\ v_{VSI}^{**} &= v_{VSI}^* - (\Delta v_{MC} + \Delta v_{VSI}) = v_{VSI}^* - v_{COMP} \end{aligned}$$

4. 実験結果

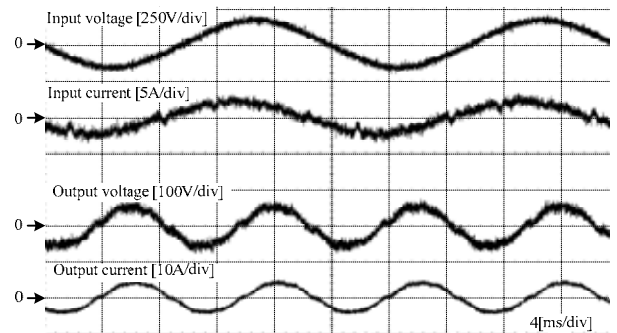
本論文では、提案システムおよび制御法の有用性を確認するため、実験により検証した。図 12 に、実験システムを示す。図 2 に示す発電機は、商用電源と交流レギュレータ、モータは RL 負荷、バッテリーは交流レギュレータと電解コンデンサで模擬する。本実験の目的は、マトリクスコンバータと出力側の電圧形インバータの連系検証であるため、入力側の電圧形インバータは、保護回路を兼ねたダイオード整流器に置き換える。実験パラメータは、表 1 に示すとおりである。

図 13 は、マトリクスコンバータの出力電力分担比を 0.5 に設定したときの実験結果である。波形は、上から順に、マトリクスコンバータの入力電圧、入力電流、連系システムの入力電圧、出力電流である。出力電圧は、ローパスフィルタ(カットオフ周波数 1kHz)を設けて観測している。なお、図 13(a)に示す電圧誤差補償適用前の出力電力は 330[W]、図 13(b)に示す電圧誤差補償適用後の出力電力は 630[W]である。図 13 より、マトリクスコンバータの入力電流は、正弦波状であることを確認できる。入力電流ひずみ率は、電圧誤差補償適用前で 17.2[%]、適用後で 10.3[%]となり、約 5/9 に改善した。また、出力電流ひずみ率は、電圧誤差補償適用前で 5.4[%]、適用後で 3.6[%]となり、約 3/5 に改善した。

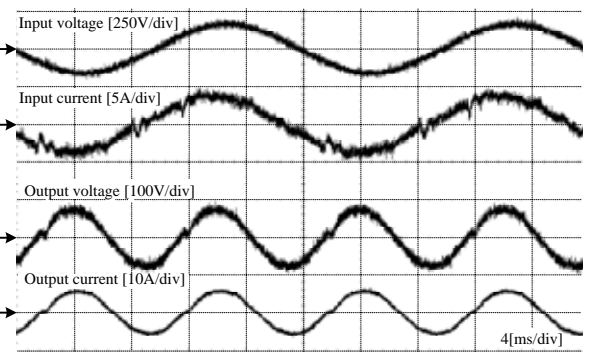
図 14 に、提案システムの出力電圧とマトリクスコンバータの出力電力分担比の関係を示す。各出力電力分担比における出力電圧の平均誤差率は、電圧誤差補償適用前で

Table 1. Experimental parameter.

Input voltage (Simulated Generator)	200 [V]
Input frequency	50 [Hz]
Basic carrier frequency	10 [kHz]
Cut-off frequency of input filter	1.4 [kHz]
Dead time and Commutation time (1step)	2.5 [μ s]
DC voltage (Simulated Battery)	300 [V]
Output voltage command for the proposed system (V_{sys}^*)	100 [V]
Output voltage command for the matrix converter (V_{MC}^*)	100 [V]
Output frequency	100 [Hz]
AC load	R = 12.5 [Ω]
	L = 5 [mH]



(a) Without voltage error compensation.



(b) With voltage error compensation.

Fig. 13. Experimental results when P_{MC} is 0.5.

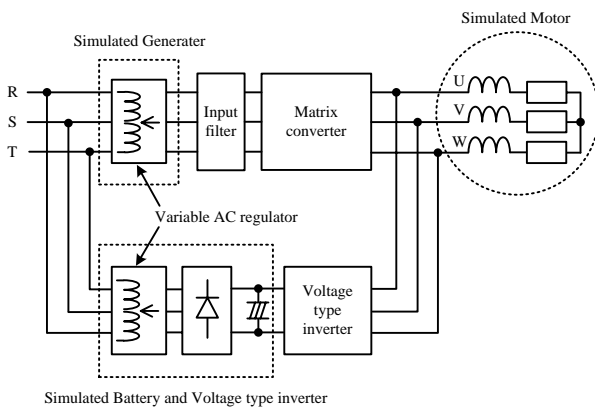


Fig. 12. Experimental system.

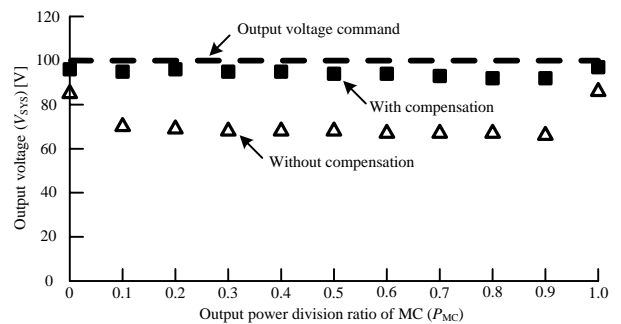


Fig. 14. Relationship between the output voltage of the proposed system and the output power division ratio of a matrix converter.

29.0[%], 適用後で 5.6[%]となり, 約 1/5 に改善した。しかし, 電圧誤差補償適用後でも, マトリックスコンバータの出力電力分担比を大きくするにつれ, 電圧誤差も大きくなる。これは, 電圧形インバータの動作時間が短くなり, デッドタイムによって, 完全に削られるゲートパルス指令が増加したためである。

図 15 に, 各変換器の出力電力の理想値と実測値の比較を示す。電圧誤差補償適用後の各出力電力は, 適用前と比較し, 理想値と実測値で, ほぼ一致する。ただし, 図 14 で示した出力電圧の低下に伴い, 出力電力も低下する。

図 16 に, マトリックスコンバータの出力電力分担比と 40 以下の入力電流ひずみ率の関係を示す。各出力電力分担比における入力電流の平均ひずみ率は, 電圧誤差補償前で 18.1[%], 補償後で 13.3[%]となり, 約 2/3 に改善した。しかし, 電圧誤差補償適用後でも, マトリックスコンバータの出力電力分担比が 0.1 から 0.5 の範囲内で, ひずみ率が 10[%]以上となる。これは, マトリックスコンバータの出力電力分担比を小さくすると, 入力電流も小さくなり, 基本波成分が減少するためである。

図 17 に, マトリックスコンバータの出力電力分担比と 40 次以下の出力電流ひずみ率の関係を示す。各出力電力分担比における出力電流の平均ひずみ率は, 電圧誤差補償適用前で 4.9[%], 適用後で 3.1[%]となり, 約 3/5 に改善した。さらに, 電圧誤差補償適用後は, 全ての出力電力分担比で 4[%]以下となり, 良好な結果を得た。

図 18 に, 出力電力に対する各要素間の効率を示す。交流電源からモータ間の最高効率は, 1[kW]出力で 94.9[%]である。図 1(a)に示した PWM 整流器とインバータシステムの効率は, このクラスの容量であれば 93[%]程度であることから, マトリックスコンバータの利用により, 損失を約 5/7 に低減できることを意味する。また, 試作したマトリックスコンバータのスイッチは, IGBT を逆直列に接続して構成している。よって, 逆阻止 IGBT (RB-IGBT) を適用すれば, 約 2[%]程度の効率アップを見込める。一方, 直流電源からモータ間の最高効率は, 1[kW]出力で 96.9[%]である。図 1(a), (b)に示した従来回路では, このインバータの損失に DC/DC コンバータの損失が加わり, 効率が低下する。また, 図 1(c)に示した従来回路では, マトリックスコンバータの損失が加わり, 効率が低下する。すなわち, 提案システムは, 従来システムと比較し, 各要素間の電力授受を高効率に行えることを実証できた。

図 19 に, 660[W]出力時のマトリックスコンバータの出力電力分担比とシステム効率の関係を示す。マトリックスコンバータ単体動作時の効率は 94.3[%], 電圧形インバータ単体動作時の効率は 96.9[%]である。時分割制御時における最高効率は, マトリックスコンバータの出力電力分担比が 0.3 のときに 93.8[%]を確認した。図 19 に示すように, 提案システムの効率は, マトリックスコンバータの出力電力分担比を大きくするほど低下する傾向にある。これは, 電圧形インバータの効率が, マトリックスコンバータの効率より

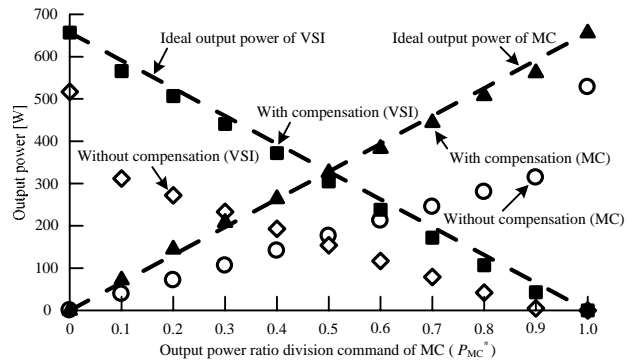


Fig. 15. Comparison between the ideal output power and the measured output power of each converter.

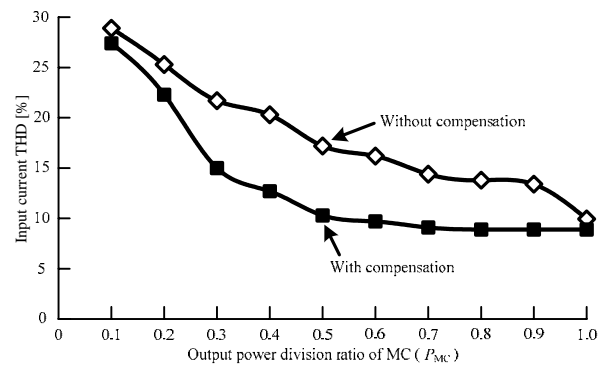


Fig. 16. Relationship between the output power division ratio of a matrix converter and the input current THD.

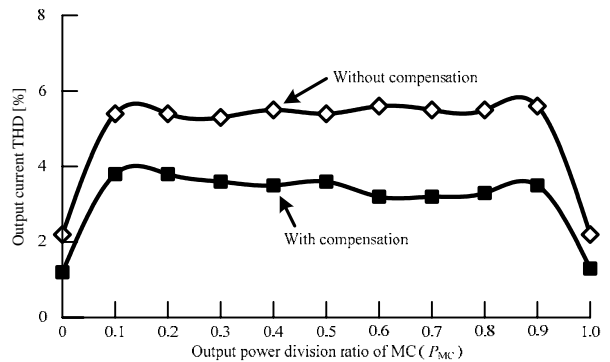


Fig. 17. Relationship between the output power division ratio of a matrix converter and the output current THD.

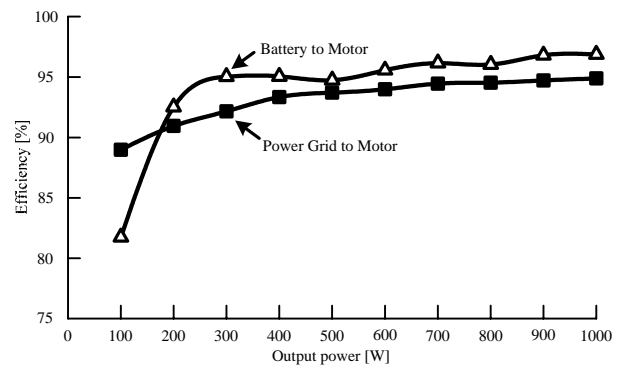


Fig. 18. Efficiency between each element to output power.

高いためである。ただし、マトリックスコンバータのスイッチにRB-IGBTを適用し、マトリックスコンバータの効率が高くなれば、連系システムの効率も向上できる。

5. まとめ

本論文では、マトリックスコンバータの入出力側に電圧形インバータを並列接続したデルタ形システムを提案した。また、マトリックスコンバータと電圧形インバータの時分割制御法を提案し、横流抑制用リアクトルまたはトランスを用いずに、連系システムの実出力電圧、マトリックスコンバータと電圧形インバータの実出力電力分担、マトリックスコンバータの入力電流を正弦波状に制御した。さらに、時分割制御で発生する電圧誤差を解析し、出力電圧誤差補償法を提案した。

実験により動作検証を行い、良好な実験結果を得た。以下に、結論を示す。

- (1) 発電機とモータ間の電力授受において、最高効率94.9[%]を達成した。バッテリーからモータ間の電力授受では、最高効率96.9[%]を達成した。
- (2) マトリックスコンバータと電圧形インバータの時分割制御において、最高効率93.8[%]を確認した。
- (3) 出力電圧誤差補償後は、適用前と比較し、出力電圧の平均誤差率を約1/5、入力電流の平均ひずみ率を約2/3、出力電流の平均ひずみ率を約3/5に低減した。
- (4) マトリックスコンバータのスイッチを、IGBTの逆直列構成からRB-IGBTに変更すれば、さらなる効率向上を期待できる。

以上のことから、提案システムおよび提案制御法の有用性を確認した。

(平成 年 月 日受付,平成 年 月 日再受付)

文 献

- (1) Eiji Sato: "The Newest HEV New PRIUS", Japan Industry Applications Society Conference, 2-S10-2, 2004 (in Japanese)
佐藤 栄次:「最新の HEV 新型プリウス」,平成 16 年度電気学会産業応用部門大会, 2-S10-2, 2004
- (2) Yukinori Tsuruta, Atsuo Kawamura: "Proposal of 98.5% High Efficiency Chopper Circuit QRAS for the Electric Vehicle and the Verification", IEEJ Trans. IA, Vol.125, No.11, pp.977-987, 2005 (in Japanese)
弦田 幸憲, 河村 篤男:「電気自動車用 98.5%高効率チョッパ回路 QRAS の提案と実証実験」, 電学論 D, 125 巻, 11 号, pp.977-987, 2005
- (3) Yasuhiko Neba, Tomokazu Esaki: "Single-phase Utility Interaction System with Photovoltaic Generation for Three-phase PWM Current Source Inverter-Induction Motor Drives", IEEJ Trans. IA, Vol.124, No.12, pp.1244-1251, 2004 (in Japanese)
根葉 保彦, 江崎 友和:「三相 PWM 電流形インバータ駆動誘導機の太陽光発電単相系統連系システム」, 電学論 D, 124 巻, 12 号, pp.1244-1251, 2004
- (4) P. W. Wheeler, J. Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham: "Matrix Converters: A Technology Review", IEEE Transactions on Industry Electronics Vol. 49, No. 2, pp.274-288, 2002
- (5) Katuji Shinohara, Kichiro Yamamoto: "Technical Trends of Direct AC/AC Converters", IEEJ Trans. IA, Vol. 126, No.9, pp.1161-1170, 2006 (in Japanese)

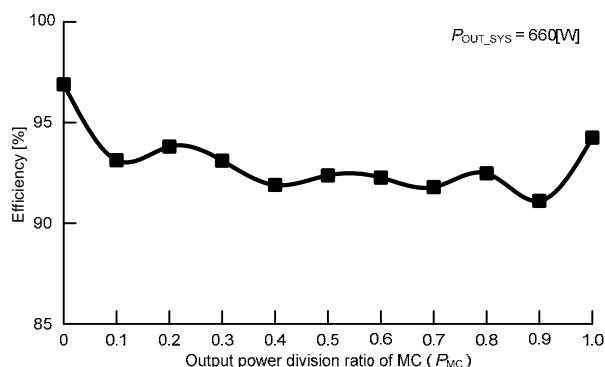


Fig. 19. Relationship between the efficiency for the proposed system and the output power division ratio of a matrix converter.

篠原 勝次, 山本 吉朗:「直接形交流電力変換回路の技術動向」, 電学論 D, 126 巻, 9 号, pp.1161-1170, 2006

- (6) Koji Kato, Jun-ichi Itoh: "Development of AC and DC Power Supply Direct Interface Converter", IEEJ Trans. IA, Vol.128, No.5, pp.623-630, 2008 (in Japanese)
加藤 康司, 伊東 淳一:「交流及び直流電源連系用昇圧形直接電力変換器の開発」, 電学論 D, 128 巻, 5 号, pp.623-630, 2008
- (7) Chen Liangliang, Xiao Lan, Yan Yangguang: "A Novel Parallel Inverter System Based on Coupled Inductors", IEICE/IEEE Telecommunications Transactions on Industry Electronics, pp.46-50, 2003
- (8) Dongsheng Li, Shoji Fukuda, Yusuke Kubo, Masayuki Kitano: "Three-phase Series-connected Hybrid Converter System", IEEJ Trans. IA, Vol. 124, No.5, pp.503-509, 2004 (in Japanese)
李 東昇, 福田 昭治, 久保 佑允, 北野 正之:「三相直列多重ハイブリッド変換器」, 電学論 D, 124 巻, 5 号, pp.503-509, 2004
- (9) Suguru Goto, Satoshi Ogasawara, Hirohito Funato: "A New Converter Circuit Combining an Inverter with a Matrix Converter", IEEJ SPC-06-101 IEA-06-24, pp.85-90, 2006 (in Japanese)
後藤 英, 小笠原 悟, 船渡 寛人:「インバータとマトリックスコンバータを組み合わせた新しい電力変換回路」, SPC-06-101 IEA-06-24, pp.85-90, 2006
- (10) Jun-ichi Itoh, Ikuya Sato, Hideki Ohguchi, Kazuhisa Sato, Akihiro Odaka, Naoya Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method", IEEJ Trans. IA, Vol.124, No.5, pp.457-463, 2004 (in Japanese)
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:「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ックスコンバータの制御法」, 電学論 D, 124 巻, 5 号, pp.457-463, 2004
- (11) Jun-ichi Itoh, Hirokazu Kodachi, Akihiro Odaka, Ikuya Sato, Hideki Ohguchi, Hidetoshi Umida: "A High Performance Control Method for the Matrix Converter Based on PWM generation of Virtual AC/DC/AC Conversion" Japan Industry Applications Society Conference, I-303, 2004 (in Japanese)
伊東 淳一, 小太刀 博和, 小高 章弘, 佐藤 以久也, 大口 英樹, 海田 英俊:「パルスパターンに着目した仮想 AC/DC/AC 変換方式によるマトリックスコンバータの高性能化」,平成 16 年度電気学会産業応用部門大会, I-303, 2004
- (12) D.Grahame Holmes, Thomas A. Lipo: "PULSE WIDTH MODULATION FOR POWER CONVERTERS", WILEY-INTERSCIENCE, 2003.
- (13) Koji Kato, Jun-ichi Itoh: "Development of a Novel Commutation Method which Drastically Suppresses Commutation Failure of a Matrix Converter", IEEJ Trans. IA, Vol.127, No.8, pp.829-836, 2007 (in Japanese)
加藤 康司, 伊東 淳一:「マトリックスコンバータの転流失敗を激減する新しい転流方式の開発」, 電学論 D, 127 巻, 8 号, pp.829-836, 2007

伊 東 淳 一 (正員) 1972年1月6日生まれ。1996年3月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程修了。同年4月、富士電機(株)入社。2004年4月長岡技術科学大学電気系准教授。現在に至る。主に電力変換回路、電動機制御の研究に従事。博士(工学)(長岡技術科学大学)。2007年第63回電気学術振興賞進歩賞受賞。IEEE会員。



田 村 浩 志 (学生員) 1982年10月18日生まれ。2007年3月旭川工業高等専門学校専攻科生産システム工学専攻修了。同年4月長岡技術科学大学大学院工学研究科修士課程電気電子情報工学専攻に進学。主に電力変換回路に関する研究に従事。

