

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

加藤 康司* 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

A Control Method of AC and DC Power Supply Direct Interface Converters

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

This paper proposes a novel control method of AC and DC power supply direct interface converters for energy management system. This system has two AC power source or load and a DC power source without large energy buffer such as electrolytic capacitor. The control strategy is based on an indirect control method with triangle carrier. The conventional indirect control method used space vector modulation is difficult to consider DC/DC converter control. However the proposed control system can add the DC/DC converter easily. This paper proposes the two control methods for boost up and step down type DC/DC converters. In addition the experimental results with an AC power grid, a motor and a battery were shown. The basic operation of the proposed method is confirmed by simulation and experimental results.

キーワード : AC/DC/AC 直接形電力変換器, 仮想 AC/DC/AC 変換, 新エネルギー
(AC/DC/AC direct converter, Virtual AC/DC/AC conversion, renewable energy)

1. はじめに

近年, 地球温暖化や環境問題の観点から, 環境保護に重点を置いた再生可能でクリーンなエネルギー源である新エネルギーが注目されている。これら新エネルギーは大きく分けて, 太陽光発電や燃料電池に代表される直流電力を発生するものと, 風力発電などに代表される交流電力を発生するものがある。これらの電源が発電した電力を有効に活用するには, このような直流電源と交流電源を連系するシステムとしては, 交流電源用に PWM 整流器, 直流電源用に DC-DC コンバータやチョッパ, 負荷や系統にエネルギーを供給するためのインバータで構成された複合システムが一般的である。従来のシステムは直流部にエネルギーバッファとして巨大な電解コンデンサを有する。各エネルギー要素が遠方にある場合には, 大容量の電解コンデンサによる連系システムは便利であるが, 各電源を組み合わせると最適なエネルギー制御を行うことを考えると, 大容量の電解コンデンサには多くの問題がある。例えば, 初期充電回路や定期的なメンテナンスなどが必要となり, 大型化, 高コスト化の一因となる。

一方, 近年, 逆阻止 IGBT の開発⁽¹⁾により交流から交流へ直接変換するマトリックスコンバータに代表されるような, 大型のエネルギーバッファを有さない直接形電力変換

技術が盛んに研究されており実用化が進められている^{(2)~(4)}。直接形電力変換器は直流部にエネルギーバッファとして大型の電解コンデンサがないため小型で長寿命・高効率化をはかることができる。そのため, 信頼性の向上, 長寿命化と保守の単純化が求められる電源連系システムでは, エネルギーバッファが必要ない直接形電力変換技術が有効であり, また, 直流と交流を同時に取り扱うことから, AC-DC 変換回路と DC-AC 変換回路の組み合わせで構成し, 直流リンクにリアクトルや電解コンデンサなどのエネルギー蓄積要素を持たない変換回路(ここでは AC/DC/AC 直接形電力変換回路と呼ぶ)の適用が有効と思われる。

AC/DC/AC 直接形電力変換器には, 原理的にマトリックスコンバータと等価になる電流形整流器と電圧形インバータで構成された, いわゆるインダイレクトマトリックスコンバータがある。この変換回路では, 交流から交流に変換する方法は多数提案されているが^{(6)~(8)}, 直流と交流を同時に扱う方法は筆者の知る限りあまり議論されていない。

本論文では, キャリア比較方式に基づくインダイレクトマトリックスコンバータの制御法を応用し, 直流電力と交流電力を同時に扱える直接形電力変換器の制御法を提案する。提案するシステムは直流部にエネルギーバッファなしで, 直流と交流を同時に取り扱うことができる。ここでは, 提案した手法について, シミュレーションと実験により基

本的な動作を確認し、良好な波形を得た。また、実験により、1.5[kW]誘導機による駆動と発電動作、R-L 負荷によるバッテリーへの充電動作及び直流電源による放電動作、系統への力行と回生動作を行い、提案するシステムは3方向のエネルギーフローを有することを確認し、提案する制御法とシステムの有用性の検証を行ったので報告する。

2. 回路構成とその特徴

図1(a)に従来の電源連系システムのブロック図を示す。従来のシステムは、風力発電等で発電した交流を整流する電圧形PWM整流器(AC/DC converter)、電力を負荷や系統に供給する電圧形インバータ(DC/AC converter)、太陽光発電等で発電、もしくはバッテリーで充放電するためのチョップパ(DC/DC converter)を組み合わせたシステムとなる。また、このシステムは、図1中に示すように3方向のエネルギーフローを持つ。これは、風力発電におけるポンプアップ運転等では発電機を駆動させる場合があり、また、太陽電池や燃料電池の代わりにバッテリー等の2次電池を用いれば、充放電動作を行い、大きな電力リップルを吸収できる。また、系統では力行、回生動作を行うことができる。しかしこのようなシステムでは、直流部にエネルギーバッファとして大型の電解コンデンサが必要になる。この結果、装置の大型化や定期的なメンテナンスによる高コスト化などの問題が生じる。

図1(b)に提案する電源連系システムのブロック図を示す。提案するシステムは、AC/DC converter を電流形整流器、DC/AC converter を電圧形インバータで構成する AC/DC/AC 直接形電力変換器を用いており、直流リンクにリアクトルや電解コンデンサなどのエネルギー蓄積要素を持たないため、小型化、長寿命化が期待できる。

図2に提案するシステムの主回路構成を示す。提案するシステムは、DC/DC コンバータを2次側変換器に含めて、4相出力の電圧形変換器として動作させる方法と、1次側変換器に含めて4相入力の電流形変換器として動作させる方法がある。バッテリー電圧を基準として、直流リンク電圧とバッテリー電圧の関係に着目すると、前者は昇圧形となり、後者は降圧形の変換器として動作する

図2(a)は4相出力電圧形変換器として動作させる場合の主回路構成であり、以降、昇圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器と呼ぶ。また、図2(b)は4相入力電流形変換器として動作させる場合の主回路構成であり、以降、降圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器と呼ぶ。どちらの回路も各変換回路の入力と出力波形を同時に制御するため制御が複雑になることや、直流リンク電圧が脈動しているため、DC/DC コンバータの制御が困難になるなどの課題がある。これらの問題に対して、マトリックスコンバータの制御法の1つであるキャリア比較方式に基づく仮想 AC/DC/AC 変換方式⁽⁵⁾を応用することで簡単に制御できる。各制御法の説明は次章で行う。

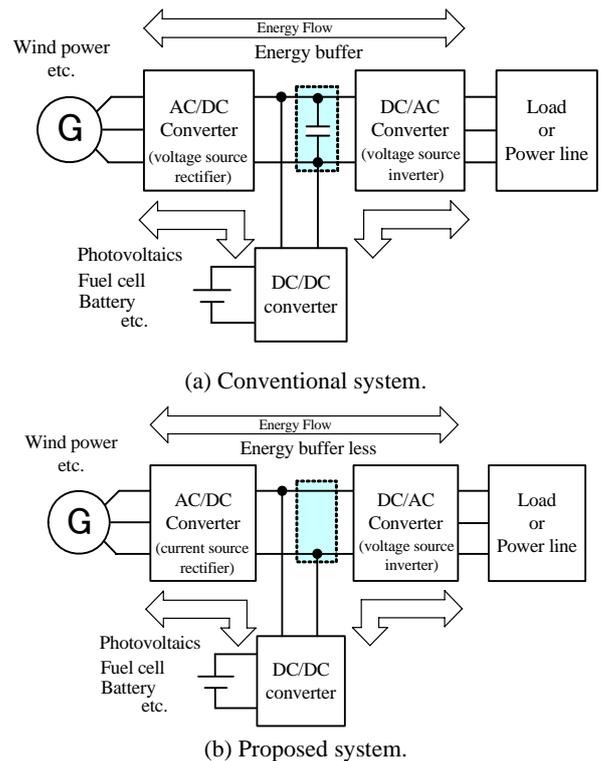


図1 電源連系システムのブロック図
Fig. 1. Block diagram of AC and DC power supply interface system

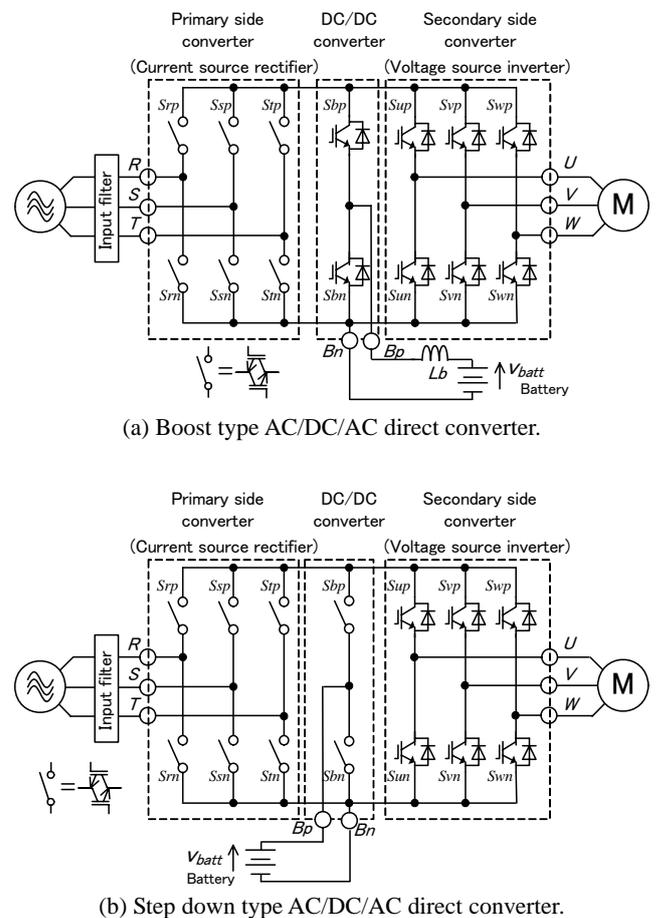


図2 提案回路
Fig. 2. Proposed circuits.

3. 制御方法

提案する制御方法は、マトリックスコンバータの制御法であるキャリア比較方式に基づく仮想 AC/DC/AC 変換方式を実際の AC/DC/AC 変換器に立ち返って適用する。これは従来のインダイレクトマトリックスコンバータの制御法と同じであるが、従来では空間ベクトル変調方式が主流であるため、4相での取り扱いが難しい。変形キャリアを適用する仮想 AC/DC/AC 変換方式では、相数が増えるだけで扱えるので便利である。ここでは、1次側変換器に電流形整流器の制御法、2次側変換器に電圧形インバータの制御法を応用する。また、DC/DC コンバータの動作は、DC/DC コンバータを1次側変換器に含めて4相入力の電流形整流器として動作させる方法と、2次側変換器に含めて4相出力の電圧形インバータとみなして動作させる方法がある。その場合の動作は、直流リンク電圧 e_{dc} とバッテリー電圧 v_{batt} の大小関係に応じて以下ようになる。

- $e_{dc} > v_{batt}$: 2次側変換器を DC-DC コンバータを含む4相出力の電圧形変換器として動作(昇圧形動作)
- $e_{dc} < v_{batt}$: 1次側変換器を DC-DC コンバータを含む4相入力の電流形変換器(降圧形動作)

DC-DC コンバータを含めた4相変換器として動作させた場合の詳細な制御法について以下に述べる。

<3.1>昇圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器の制御法

図3に昇圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器における制御ブロック図を示す。DC/DC コンバータと2次側変換器を含めて4相出力の電圧形変換器として動作させる。このときの入出力電圧を、スイッチング関数 $S=1$ でオン、 $S=0$ でオフと定義すると(1)式のようにになる。ここで、 v_b' はモータ中性点を基準電位とした v_{batt} である。

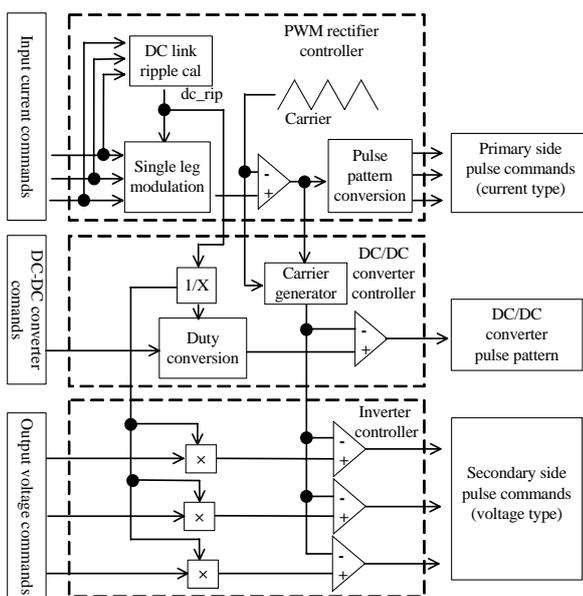


図3 昇圧形動作の制御ブロック図

Fig.3. Control block diagram of boost mode.

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \\ v_b' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \\ S_{bp} & S_{bn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} \\ s_{rn} & s_{sn} & s_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (1)$$

昇圧形動作では、1次側変換器で直流リンク電流に入力電圧指令に同期したリップルを重畳することで、1周期で120°期間しかスイッチングしなくとも正弦波を得ることができる。1相変調方式を用いているため、直流リンク電圧にリップルが発生する。そのため、所望の出力電圧を得るには、入力電圧指令より直流リンクで発生するリップル dc_rip を計算し、出力電圧指令を補正する必要がある。出力電圧指令を $V_{out}^* = [V_{uout}^* \ V_{vout}^* \ V_{wout}^* \ V_{bout}^*]$ とすれば、補正した電圧指令は(1)式のようにになる。

$$V_{out}^{**} = 1/dc_rip \cdot V_{out}^* \quad (2)$$

また、2次側三相変換器の電圧指令の基準はモータ中性点であるのに対し、DC-DC コンバータの電圧指令の基準点はN電位となる。つまり、2次側変換器の電圧指令 $V_{u,v,wout}^{**}$ は $-1 \leq V_{u,v,wout}^{**} \leq 1$ であるのに対し、DC-DC コンバータの電圧指令 V_{bout}^{**} は $0 \leq V_{bout}^{**} \leq 1$ であるため、図2のように(3)式に示す Duty 変換(Duty conversion)を行う必要がある。

$$V_{bout}^{***} = 2 \cdot V_{bout}^{**} - 1 \quad (3)$$

<3.2>降圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器の制御法

図4降圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器の制御法における制御ブロック図を示す。DC/DC コンバータと1次側変換器を含めて4相入力電流形整流器と動作させる。このときの入出力電圧の関係は(4)式で表される。ここで、 v_b' は電源中性点を基準電位とした v_{batt} である。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} & s_{bp} \\ s_{rn} & s_{sn} & s_{tn} & s_{bn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \\ v_b' \end{bmatrix} \quad (4)$$

電源の短絡を防止するため、上アームもしくは下アームのスイッチが2個以上同時オンしてはならない。よって、1制御周期内で1次側三相変換器とDC/DC コンバータは別々にスイッチングを行わなくてはならない。そこで、正弦波の入力電流を得るため、DC/DC コンバータの入力電圧指令に応じて、1次側三相変換器の入力電圧指令を変換する。1次側三相変換器の入力電圧指令を $i_{rec}^* = [i_{rrec}^* \ i_{srec}^* \ i_{trec}^*]$ とし、DC/DC コンバータの入力電圧指令を i_b^* とすると、変換した1次側三相変換器の入力電圧指令は(5)式のようにになる。

$$i_{rec}^{**} = i_{rec}^* \cdot (1 - i_b^*) \quad (5)$$

降圧形 DC-DC コンバータ動作では、4相入力の電流形変換器として動作させるため、直流リンク電流は連続である

ことを仮定している。しかし、インバータ側でゼロ電圧ベクトル期間中、負荷電流はインバータのアーム間で還流するため、直流リンクに流れる電流はゼロとなる。入力電流を正弦波にするには、直流リンク電流ゼロ期間を整流器パルスに対して均等に配置する必要がある。

図5に降圧形DC-DCコンバータ動作におけるインバータキャリアの発生原理を示す。ここでは4相入力電流形整流器側はr相とs相とb相で電流を転流しており、t相から電流が戻る場合の動作例である。直流リンク電流ゼロ期間が、

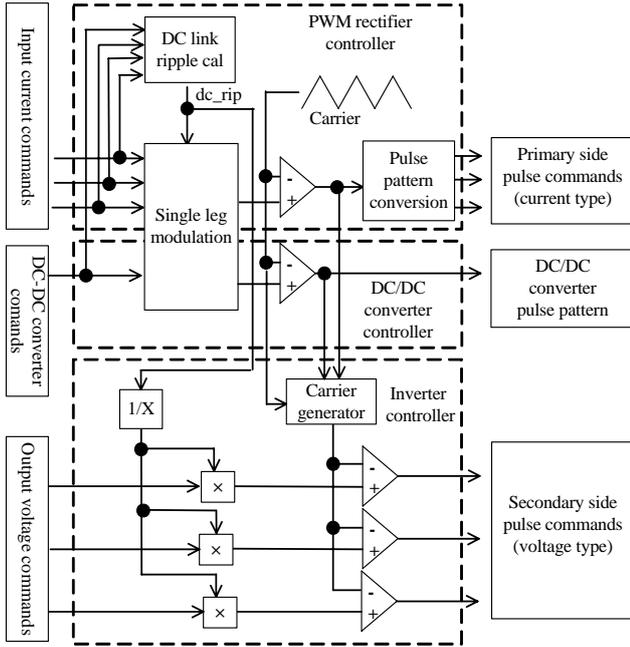


図4 降圧形動作の制御ブロック図

Fig.4. Control block diagram of step down mode.

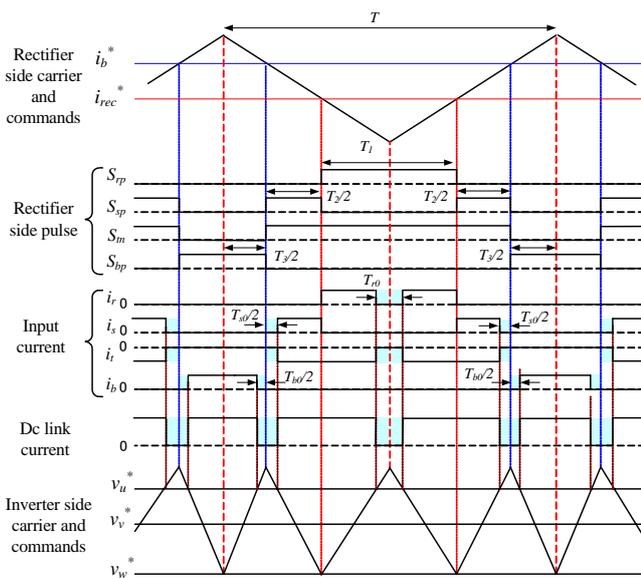


図5 インバータキャリアと整流器パルスの関係

Fig.5. Relation between inverter carrier and rectifier pulse.

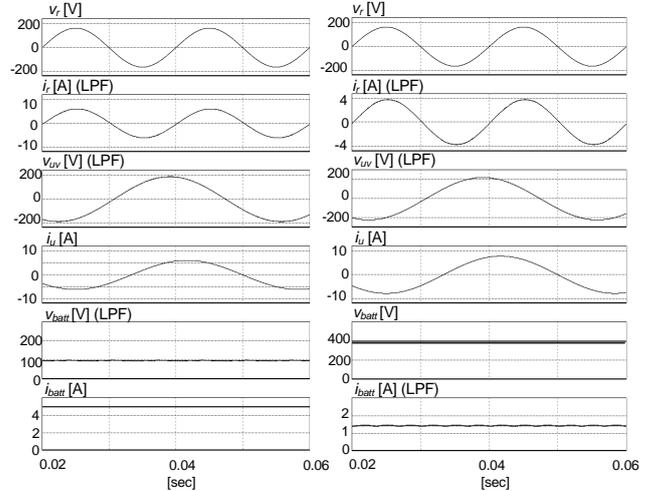
r相, s相, t相, b相に対し、それぞれ均等に作用するために、図5のようにインバータ側のキャリアを変形三角波とし、r相, s相, b相がそれぞれのオン期間 T_1, T_2, T_3 において、 i_r, i_s, i_t, i_b の平均電流が一致するようにゼロ電圧ベクトルの発生期間を制御する。図5中 i_r, i_s, i_t, i_b のハッチング部分は本来の整流器PWMパルスによって得られる電流が直流リンク電流ゼロ期間によって削られる部分を示している。この削られる部分は、インバータ側のキャリアを変形することによって、各相の電流通流期間に対し、電流ゼロ期間が同一の割合で作用する。すなわち、r相, s相, b相に作用する電流ゼロ期間を T_{r0}, T_{s0}, T_{b0} とすると、キャリアを変形することにより(6)式が成立する。

$$\frac{T_{r0}}{T_1} = \frac{T_{s0}}{T_2} = \frac{T_{b0}}{T_3} = \frac{T_{r0} + T_{s0} + T_{b0}}{T_1 + T_2 + T_3} \quad (6)$$

4. シミュレーション結果

本論文で提案する制御法を用いたシミュレーション結果を示す。入力 200[V], 50[Hz], 出力周波数 30[Hz], キャリア周波数は 10[kHz]とする。また、昇圧動作では直流部を出力とし、降圧動作では直流部を入力としている。ここで、変換器の定格容量を 1.5[kW]とし、昇圧動作での直流出力電力と交流出力電力の割合は 1:2, 降圧動作での直流入力電力と交流入力電力の割合は 1:2である。なお、制御法の基本原理を確認するため、負荷を電流源とし、理想状態でシミュレーションを行った。昇圧動作, 降圧動作ともに波形はそれぞれ上から電源 R 相電圧 v_r , 入力電流 i_r , 出力線間電圧 v_{uv} , 出力電流 i_u , 直流出力電圧 v_{batt} , 直流出力電流 i_{batt} である。

図6に昇圧形動作, 降圧形動作における基本的な動作のシミュレーション結果を示す。入力電圧 v_r と入力電流 i_r は同位相で入力効率 0.99 を達成し、入力電流 i_r , 出力電圧 v_{uv} はきれいな正弦波であり、T.H.D は入力電流出力電圧共に



(a) boost mode

(b) step down mode

図6 シミュレーション結果

Fig.6. Simulation results.

1[%]以下が得られる。また、直流出力電圧 v_{batt} は低周波のリプルのない直流を実現できる。

5. 実験結果

本論文で提案する昇圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器の動作を確認するため、1次側変換器に系統、2次側変換器に1.5[kW]誘導発電機、DC-DC コンバータにバッテリーへの充電を模擬するため R-L 負荷、放電を模擬するため直流電源を用いて実験を行った。実験パラメータは表 1 に示すとおりである。

本回路は 3 方向のエネルギーフローを持つため、以下に示すような 6 通りの動作モードが存在する。

I : 系統：力行，バッテリー：充電，誘導発電機：駆動

II : 系統：力行，バッテリー：充電，誘導発電機：発電

III : 系統：力行，バッテリー：放電，誘導発電機：駆動

IV : 系統：回生，バッテリー：充電，誘導発電機：発電

V : 系統：回生，バッテリー：放電，誘導発電機：駆動

IV : 系統：回生，バッテリー：放電，誘導発電機：発電

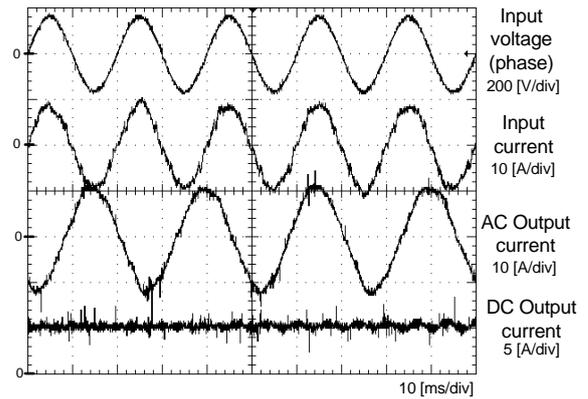
図 7 に本回路の代表的な動作波形として、動作モード I, II, IV の波形を示す。波形は上から、系統相電圧(Input voltage), 系統電流(Input current), 発電機電流(AC Output current), バッテリ電流(DC Output current)である。

図 7(a)は動作モード I の波形であり、系統からエネルギーを供給し、バッテリーを充電、発電機を駆動している。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。

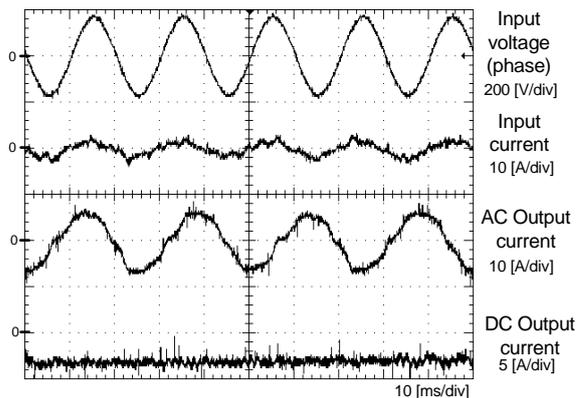
図 7(b)は、動作モード III の波形であり、系統とバッテリーからエネルギーを供給し、発電機を駆動している。入力電圧と入力電流の位相はほぼ一致しており、力率 1 で動作している。また、入出力電流ともに正弦波状の電流が得られており、直流出力電流も低周波のリプルのない直流出力を得られている。

図 7(c)は動作モード IV の波形であり、発電機からエネルギーを供給し、バッテリーを充電、系統に回生を行っている。入力電圧と入力電流の位相が反転しており、系統にエネルギーが回生しているのが確認できる。また、入出力電流ともに正弦波状の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。図 7 に生じているひずみは、1次側変換器の転流における電圧誤差、2次側変換器におけるデッドタイム誤差や、V/f 一定制御によるオープンループ制御であることが挙げられる。以上より、系統からの力行と回生、バッテリーの充放電動作、発電機の駆動と発電動作が確認でき、提案する変換器は 6 種類のエネルギーフローを実現できることを実証した。

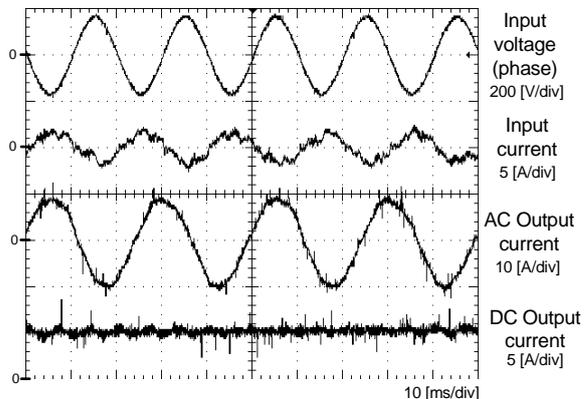
図 8 に動作モード I における出力電力に対する効率及び入力力率の測定結果を示す。なお、直流出力電力と交流出力電力の割合は 1 : 2、変換器の定格出力電力を 1.5[kW]として実験を行っている。提案する変換器の最高効率は定格出



(a) Mode I



(b) Mode III



(c) Mode IV

図 7 動作波形

Fig. 7. Experimental results.

表 1 実験条件

Table 1 Experimental parameter.

Input voltage	200[V]	LC filter	2 [mH]
Input frequency	50[Hz]		6.6 [μ F]
Carrier frequency	10[kHz]	Cut-off frequency	1.3[kHz]
Output frequency	40[Hz]	DC load	R-L
AC load	1.5[kW] motor	DC source	DC power supply

力付近で 93.5%を達成し、入力力率はほぼ 1 である。従来の三相インバータ、整流器、DC チョップを用いたシステムではこのクラスの容量であれば、効率は 90%程度であることから、本システムの効率への有効性が確認できた。また、AC/DC/AC 直接形電力変換器では、系統側変換器の転流を負荷側変換器のゼロ電圧ベクトル期間中に行うことで、ゼロ電流スイッチングが可能となるが、本制御法では系統側変換器におけるゼロ電流スイッチングを行っていないため、さらなる効率の改善が可能である。

図9に出力電力に対する入出力電流の25次以下のT.H.D., 直流出力電流の1[kHz]以下のT.H.D.測定結果を示す。入力電流と交流出力電流, 直流出力電流のTHDは定格出力付近でそれぞれ, 6.2[%], 5.6[%], 2.4[%]である。これらのひずみの原因としては, 前述したように, 転流による電圧誤差やV/f一定制御によるものと考えられ, これを改善するためには, 電流フィードバックや電圧誤差補償が有効であると考えられる。

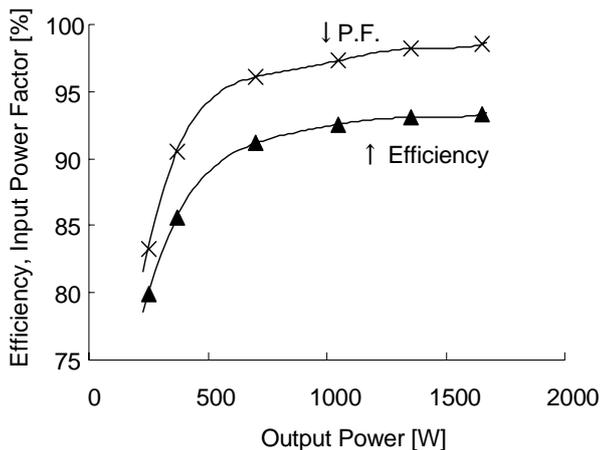


図8 動作モード I の効率及び入力力率測定結果
Fig.8. Efficiency and input power factor.

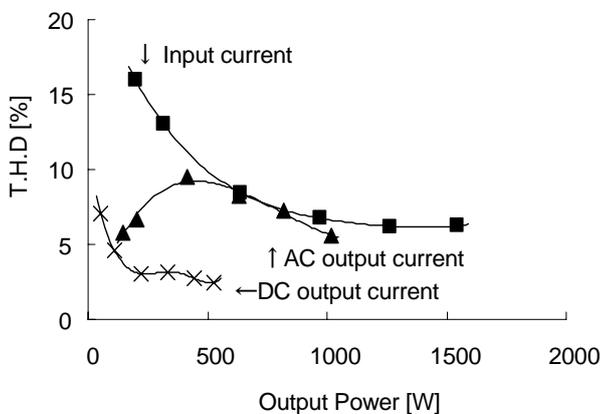


図9 動作モード I の T.H.D.結果
Fig.9. T.H.D. of operation mode I .

6. まとめ

本論文では、キャリア比較方式に基づく仮想 AC/DC/AC 変換方式を応用し、直流電力と交流電力を同時に扱える直接形電力変換器の制御法を提案した。本制御法について、シミュレーションにより基本的な動作を確認し、また、実験により提案する昇圧形 AC/DC/AC 直接形電力変換器の動作を検証し、以下の結果を得た。

- (1) 系統からの力行と回生動作、バッテリーへの充放電動作、発電機の駆動及び発電動作を行い、6種類のエネルギーフローを実証
- (2) 力率ほぼ 1, 最高変換効率 93.5%を確認
- (3) 入力電流, 出力電流及び直流出力電流 T.H.D.はそれぞれ 6.2[%], 5.6[%], 2.4[%]

以上のことから、提案する制御方式とシステムの有用性を確認できる。また、本制御法はゼロ電流スイッチング及び、転流による電圧誤差の補償等を行っていない。そのため、効率及び、入出力波形に改善の余地がある。今後は、これら制御を行うことにより、効率及び入出力電流波形の改善を行う予定である。

文 献

- (1) M.Takei, A.Odaka, H.Fujimoto: 「Application technique of Reverse blocking IGBT」Fuji review, Vol.75 No.8, 445-448, 2002(in Japanese)
武井・小高・藤本:「逆阻止 IGBT の適用技術」富士時報, Vol.75 No.8, 445-448, 2002
- (2) 富士電機資料:「究極の交流電力変換器マトリックスコンバータ」, システムコントロールフェア 2003 資料, 2003
- (3) J.Itoh, T.Takesita, Y.Sato, N.kimura, M.saito:「Matrix Converter Topology from a view point of Utility Power Line Interface」Proc. of IEEJapan IAS 2006, pp.I-17-22 (1-S3-4), 2006 (in Japanese)
伊東・竹下・佐藤・木村・齊藤:「マトリックスコンバータによる交流電源連系技術」平成 18 年産業応用部門大会, pp.I-17-22 (1-S3-4), 2006
- (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, pp274-288, 2002
- (5) J.Itoh, I.Sato, H.Ohguchi, K.Sato, A.Odaka, N.Eguchi: 「A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method」IEEJ Vol.124-D No.5,2004(in Japanese)
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ックスコンバータの制御法」電学論 D, 124 巻 5 号, 457-463, 2004
- (6) K.Iimori, K.shinohara, M.Muroya, H.kitanaka: "Characteristics of New Current Controlled PWM Rectifier-Voltage Source Inverter without DC Link Components for Induction Motor Drive" IEEJ Vol.119-D No.2,1999(in Japanese)
飯盛・篠原・室屋・北中:「誘導電動機駆動用平滑回路なし電圧形インバータのコンバータ電流制御法とその運転特性」電学論 D, 119 巻 2 号, 113, 1999
- (7) L.Weil, Y.Matsusita, T.A.Lipo: "Investigation of Dual-bridge Matrix Converter Operating under Unbalanced Source Voltage" IEEE PESC2003, 1293(2003)
- (8) J.W.Kolar, M.Baumann, F.Schafmeister, H.Ertl: "Novel Three Phase AC-DC-AC Sparse Matrix Converter", IEEE APEC 2002