

## 科学研究費助成事業（学術研究助成基金助成金）研究成果報告書

平成 25 年 6 月 6 日現在

機関番号：13102  
 研究種目：若手研究(B)  
 研究期間：2011 年度～2012 年度  
 課題番号：23760256  
 研究課題名（和文） 広範囲出力電圧特性を有する高効率直接電力変換器の開発  
 研究課題名（英文） Development of high efficiency direct power conversion having wide output voltage range  
 研究代表者  
 芳賀 仁 (HAGA HITOSHI)  
 長岡技術科学大学・工学部・助教  
 研究者番号：10469570

## 研究成果の概要（和文）：

本課題はマトリクスコンバータの昇圧動作を応用した電力変換器の提案と開発を行うものである。提案回路の有効性を示すためにシミュレーションおよび試作機の製作による基本動作の確認を行った。

提案回路のシミュレーションおよび実験検証では、モータ低速時に降圧型のマトリクスコンバータで動作でき、高速時に昇圧型のマトリクスコンバータとして動作可能であることを確認した。シミュレーションおよび実験により入出力波形の基本特性を確認した。本課題の目標である電圧利用率を改善する高効率な直接電力変換器の提案と開発は達成できた。

## 研究成果の概要（英文）：

This project proposes a direct power converter (matrix converter) having boost voltage ability. This project confirmed a validity of proposed system by simulation and experimental results. The results show that proposed system operates a back type matrix converter under low speed range, and operates a boost type matrix converter under high speed range conditions.

## 交付決定額

(金額単位：円)

	直接経費	間接経費	合計
交付決定額	3,300,000	990,000	4,290,000

## 研究分野：工学

科研費の分科・細目：電力工学・電力変換・電気機器

キーワード：パワーエレクトロニクス

## 1. 研究開始当初の背景

近年、地球環境問題の観点から、産業界および家電業界に至るまで電気機器の省エネルギー・省資源化が求められている。なかでもモータの消費電力量は全体の 50%以上を占めており、モータおよび電力変換器を含めたモータ駆動システムの省エネルギー・省資源化が重要視されている。

一般に、エアコン、冷蔵庫、エレベータなど商用電源を用いたモータの可変速駆動には図 1 に示す整流器とインバータを持つ電力変換器が使用される。ここで、図 1 の電力変換器は電源電圧を整流器で AC から DC へ、イ

ンバータで DC から AC へ 2 度変換するため、変換に伴う損失が大きく省エネの妨げとなる。さらに大型な電解コンデンサが必要なことから装置の大型化の課題があった。

そこで最近では、マトリクスコンバータを用いたモータ駆動装置の省エネ・省資源化の検討が行われている。この構成は電源電圧を 1 度の電力変換で任意の交流電圧に直接変換してモータを駆動できるため、変換に伴う損失を大幅に低減できる。さらに、電解コンデンサを必要としない構成から小型化も実現できる。しかしながら、以下に示す課題が原因で、モータ駆動システム全体の省エネ・省

資源化が実現されていない。

(1) 電源電圧以上の出力電圧を得られないため、モータ速度を広範囲に制御するには速度起電力の小さなモータが必要になり、高速度で駆動するには大きな電流が必要になる。したがって、電力変換器の導通損失、モータ銅損が増加する。

(2) 入出力波形はPWM制御を用いて行われる。PWM波形に含まれる高周波成分が原因でモータ鉄損、騒音が増加する。

したがって、産業界および家電業界では、電気機器の省エネルギー、省資源化を実現するために、出力電圧が広範囲で、かつPWM成分の少ない良好な電圧波形を得ることのできる高効率な直接電力変換技術が求められている。

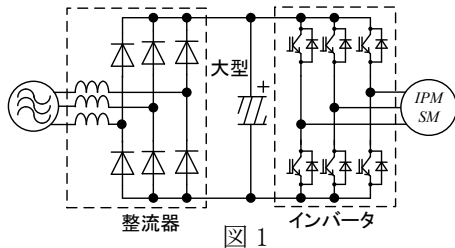


図 1

## 2. 研究の目的

そこで本課題ではモータ駆動システム全体の省エネルギー、省資源化の実現を目指して、電源電圧の制約が少ない広範囲、かつPWM成分の少ない良好な出力電圧をモータに印加できる新しい直接電力変換器を開発する。

図2に本研究で提案するシステムの概略図を示す。従来システムの入出力電圧  $v_{out}$  の最大値は電源電圧  $v_{in}$  の 0.866 倍で制限され、モータの運転範囲は制限される。本研究で開発する新しい直接電力変換器は、変換効率を落とすことなく出力電圧範囲を改善する電源電圧以上の領域まで拡大できる特長がある。それに伴い出力電流を従来方式から減少できるため変換器の導通損失とモータ銅損の低減が期待できる。

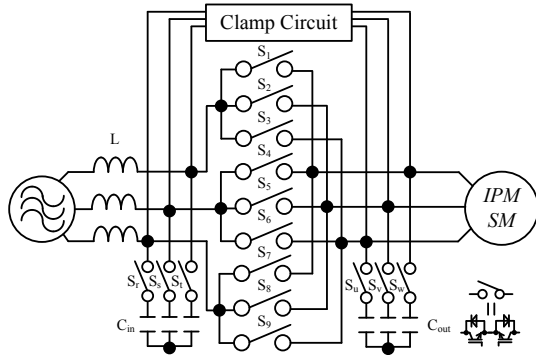


図 2

## 3. 研究の方法

本課題では、広範囲かつ歪みの少ない出力電圧を高効率に得られる直接電力変換器の提案および制御法の開発を行う。開発内容として以下を遂行する。

1. 入出力波形制御法の開発 入力電流正弦波、高入力力率化、出力電圧の正弦波制御法を開発

2. 速度制御法の開発 低速から高速移行時の波形歪みの少ない回路切替法を開発

3. 上記制御法の実験検証

試作機を開発して提案システムの有効性を明らかにする。

本研究では双方向スイッチ回路を必要としない、図2と等価なインダイレクトマトリクスコンバータを用いて提案システムの制御法を開発する。

(1) 入出力波形制御法の開発 提案回路は双方向スイッチ回路 S1-S9 と、入出力にフィルタキャパシタが Sr-St, Su-Sw を介した接続で構成する。モータ低速駆動時(電源電圧以下の出力電圧を得る場合)、提案回路の Sr-St をオン、Su-Sw をオフすると従来のマトリクスコンバータとして動作できる。高速駆動時(電源電圧以上の出力を得る場合)、Sr-St をオフ、Su-Sw をオンすると、提案回路は電源電圧と入力リアクトル L を用いた昇圧動作が可能になる。提案回路の変換器構造をモータの運転状態に応じて適切切替えることで、昇降圧動作可能な直接電力変換を実現できる。さらに高速動作時は Cout がフィルタとして機能するため出力電圧波形は良好になる。入出力波形の制御は S1-S9 で行う。S1-S9 のスイッチングパターンはインダイレクトマトリクスコンバータを用いて、入力電流正弦波制御、高入力力率化、出力電圧の正弦波制御を実現する。

(2) 速度制御法の開発 提案システムでモータを低速から高速領域に移行する際、変換器構造を切り替える必要がある。この際、入出力波形の過渡的な歪みが原因で速度制御の安定性が損なわれることが懸念される。そこで本課題では、安定した速度の移行にむけた制御法および Clamp Circuit を開発する。

## 4. 研究成果

図3に昇圧機能を有するインダイレクトマトリクスコンバータの回路構成を、そして図4に提案する昇圧型インダイレクト回路の制御回路ブロック図を示す。

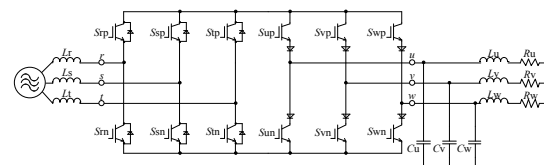


図 3

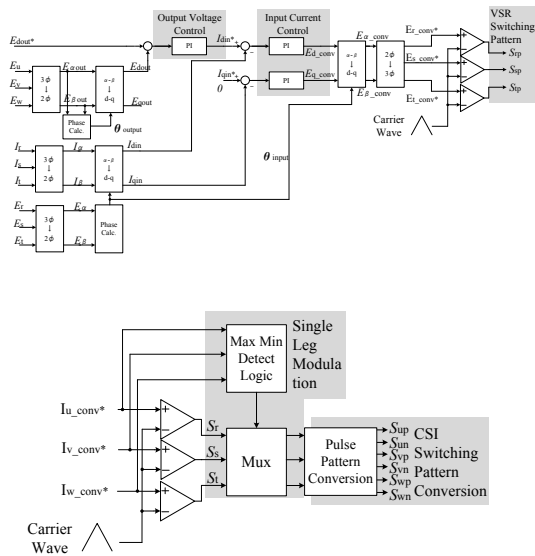


図 4

従来の降圧型回路構成では、電流型 PWM 整流器と電圧型 PWM インバータに基づいて制御系を作り、電圧型 PWM 整流器の制御系を双対変換より電流型 PWM 整流器として取り扱っていた。これに対して、昇圧型の回路構成では、電圧型 PWM 整流器と電流型 PWM インバータの制御系から成り立つ。

マトリックスコンバータは直流リンク部にエネルギー蓄積要素を持たず、降圧形トポロジにおける電圧利用率は、入力力率 1 とした場合に最大値(約 87[%])となり、それ以下の入力力率で運転した場合は力率に比例して最大出力電圧が低下する。双対性を利用して、これを昇圧形トポロジに当てはめて考えた場合は、力率に応じて出力可能な最大電流値が減少する。

本課題ではシミュレーションとして、入力力率を 1 に固定して行った。一方、本提案回路では負荷側に相当する電流型インバータに対して制御を掛けず、オープンループとしている。加えて、電流型インバータ側に一相変調法を適用することで、インバータ側にてゼロ電流ベクトルを使用しない。

本システムでは、電圧型 PWM 整流器の入力電流振幅のみ制御し、出力電圧の振幅を制御するので、電流型インバータ側では、直流リンク電流を出力周波数の指令値に応じて正弦波状にスイッチングするのみとなる。

提案法は、負荷側に相当する電流型 PWM インバータにて一相変調法を適用し、電源側に相当する電圧型 PWM 整流器では、従来の三角波比較法によるスイッチングパターン生成を適用している。

電圧型インバータは、出力電圧と負荷インピーダンスにより負荷電流が決まる。対して

電流型インバータでは、出力電流と負荷インピーダンスから負荷電圧が定まる。従って本課題にて検討する昇圧型インダイレクトマトリックスコンバータは、電流型インバータの出力電流を基準にして整流器の入力電流制御を行う。図 4 では、出力電圧指令値  $E_{out}(rms)$  に対して、三相出力電圧を  $\alpha-\beta$  および d-q 変換し PI 制御を掛け、その出力を入力電流制御系の d 軸(有効電流相当分)の指令値としている。d-q 変換では、それぞれ入力電圧位相  $\theta_{input}$ 、出力電流位相  $\theta_{output}$  を利用して回転座標上の値に換算している。入力電流制御系は、その下位制御系として機能しているが、実際は出力電圧制御系の出力に対して、入出力電流の比率を乗じて入力電流値に換算して入力としている。

提案法では、出力電圧指令値から入力電流指令値を生成する制御系を組み合わせることで、任意の出力電圧に対する入力電流の制御を可能にしている。

図 3 の回路と図 4 の制御系からなるシステムにて、計算機シミュレーションによる昇圧動作の確認を行った。

Table.1 にシミュレーション条件を示す。Table1 の条件は、30[Hz]及び 100[Hz]の出力周波数にて誘導性負荷を駆動した場合を想定している。上記条件にて、入力周波数  $f_{in}=50[Hz]$  に対して出力周波数  $f_{out}=30[Hz]$ 、100[Hz]となる場合についてシミュレーションを行った。

Table1

Input Voltage: $v_{in}$	3 $\phi$ , 50 [Hz], 50[V]
Input Inductance: $L_{in}$	1 [mH]
Input Resistance: $R_{in}$	0.5 [ $\Omega$ ]
Output Current: $i_{out}$	3 $\phi$ , 30[Hz] or 100 [Hz], 1[A]
Output Capacitor: $C_{out}$	6 [ $\mu$ F]
Load resistance: $R_{out}$	100 [ $\Omega$ ]
Load Inductance: $L_{out}$	3 [mH]

まず、入力電流指令値を一定値に固定し、昇圧動作時の静特性についてシミュレーションによる検証を行った。図 5~7 に各シミュレーション結果を示す。

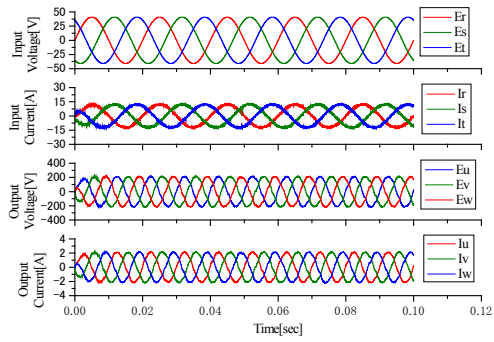


図 5

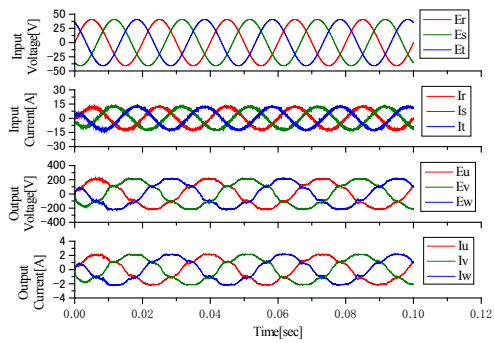


図 6

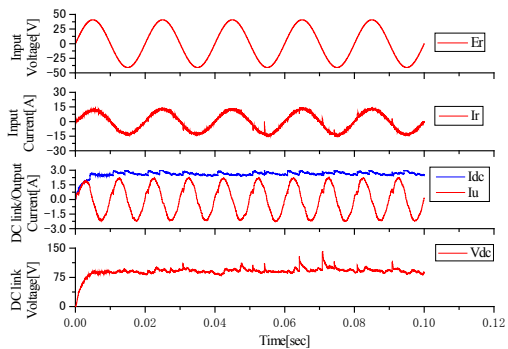


図 7

図 5 に示した  $f_{in}=50$  [Hz],  $f_{out}=100$  [Hz] の条件では、出力電圧と出力電流に僅かな波形歪みが見られるものの、入出力共に正弦波となっていることが確認できる。この時の入力力率  $\cos \theta_{in}$  は 0.992 となり、ほぼ力率 1 に近い状態で動作していることを確認した。次に、図 6 に  $f_{out}=30$  [Hz] に設定した場合のシミュレーション結果を示す。こちらは、 $f_{out}=100$  [Hz] とした条件と比較して波形歪みが目立つ結果となった。最後に、図 7 に直流リンク部の代表的な電圧/電流波形を示す。シミュレーション条件は図 6 と同様で、入力周波数  $f_{in}=50$  [Hz], 出力周波数  $f_{out}=100$  [Hz] とした。

一方、出力電圧指令値は実効値 150 [V] に設

定しているため、出力相電圧のピーク値はおおよそ 212 [V] 程度となる。図 5, 6 のシミュレーション波形では、上から三段目が出力電圧波形となっているが、出力電圧が一定に保たれていることがわかる。

次に、出力電圧を連続的に可変させるため、入力電流の指令値を連続して変化させた場合について、シミュレーションにて同様に検討した。入出力周波数条件は静特性の場合と同様である。図 8~10 は、図 4 の出力電圧制御系の指令値として 70~150 [V] (実効値) で変化するランプ状の電圧指令を与えた時のシミュレーション結果を示す。

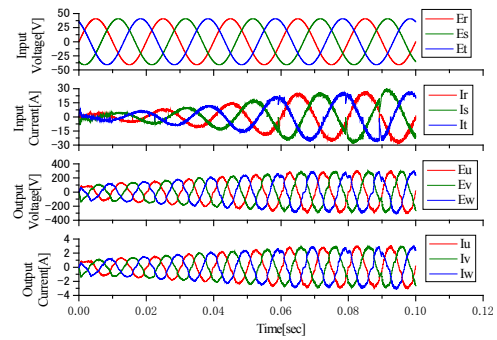


図 8

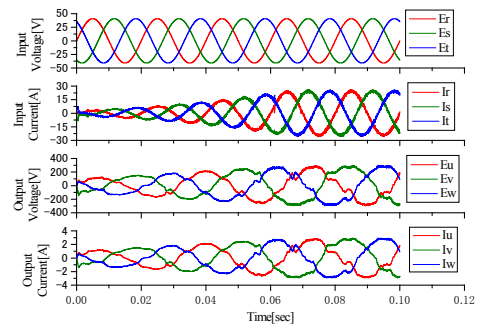


図 9

図 8 は出力周波数  $f_{out}=100$  [Hz] とし、出力電圧実効値を 70~150 [V] で可変した場合の動特性を示している。 $f_{out}=30$  [Hz] における動特性でも、図 6 に示した静特性と同様に、出力電圧と出力電流波形にやや歪みが見られるものの、出力電圧は指令値に追従している。

図 9 は出力周波数  $f_{out}=30$  [Hz] とし、出力電圧指令値を図 8 の場合と同様に变化させた場合のシミュレーション結果である。 $f_{out}=100$  [Hz] におけるシミュレーション結果と、同様で、出力電圧指令値に追従する結果が得られた。しかしながら、静特性のシミュレーション結果と同様、 $f_{out}=100$  [Hz] の場合と比較して全体的な歪みが大きくなった。図 6 に示した静特性のシミュレーション結果とは異なり、出力電圧値が大きくなるにつれて波形歪みが増加している。

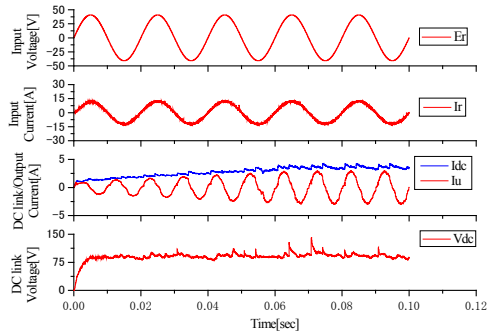


図 10

図 10 は  $f_{out}=100$  [Hz] とした場合の直流リンク電圧/電流の動特性を示している。三相出力電流のピーク値が直流リンク電流の変化に応じて変化しており、かつ直流電流  $I_{dc}$  以下の交流電流が出力出来ている。従って、図 7 の静特性シミュレーション結果と併せて考えると、電流形インバータとして動作していることが判る。また、この時の入力力率は 0.991 となり、ほぼ力率 1 動作となっている。以上の結果から、提案回路は電圧形 PWM 整流器における力率 1 制御と、電流形インバータにおける昇圧動作を同時に実現していることが確認できた。最後に、昇圧動作時の出力電圧下限値についてシミュレーションにより検討したので、その結果を図 11~12 に示す。

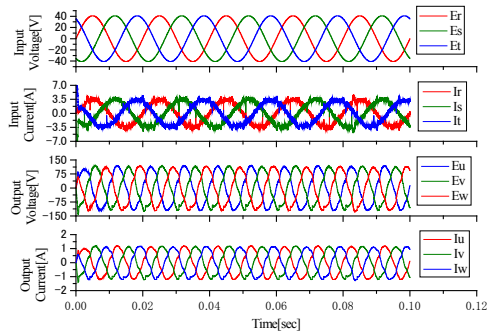


図 11

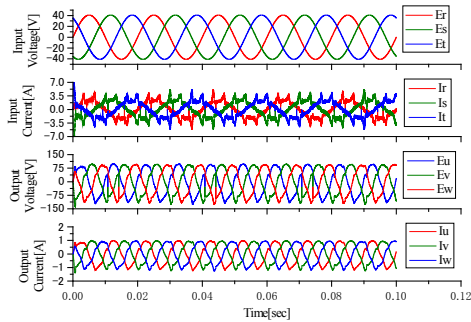


図 12

降圧形回路における電圧利用率を  $K_v$  とすると、昇圧形回路における入出力電圧の比率は  $K_v$  の逆数になる。降圧形回路では出力電圧に上限が存在し、この値が電圧利用率  $K_v$  によって定まる。これに対して、提案する昇圧形の回路構成では出力電圧の下限が存在する。昇圧形回路は、降圧形回路に対して入出力の関係を逆転した関係となっているので、電圧利用率の逆数が出力電圧の下限値を決定すると思われる。よって、昇圧形回路の出力電圧下限値は入力電圧を  $V_{in}$ 、出力電圧を  $V_{out}$  とすると以下の式で定まる。

$$V_{out(max)} = \frac{\sqrt{2}V_{in(rms)}}{K_v} \quad (1)$$

Table 1 に示すように、本課題では提案システムの入力線間電圧(実効値)を 50 [V] としているので、出力電圧の下限値は約 82 [V] と計算できる。昇圧形回路が、(1) 式を満たすことを確認する為、出力電圧指令値を 82 [V] に設定した場合のシミュレーション結果を Fig. 12 に、70 [V] に設定時のシミュレーション結果を示す。これらの結果を比較すると、出力電圧下限値動作の場合は正弦波状の出力電圧が得られるが、出力電圧指令値が下限値を下回った場合は出力電圧/電流の波形に歪みが見られ、正弦波出力が得られないことが確認できた。

実験結果 図 13 に示す試作機を作成して提案システムの基本特性を確認した。

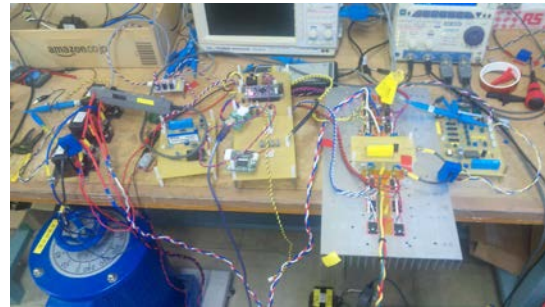


図 13

図 14 は、降圧動作時の実験結果を示す。入出力制御の基本特性について確認できた。

図 15 は昇圧動作時の実験結果を示す。提案する制御法により、入力電流波形の良好な波形を確認できた。なお、本課題では提案システムを用いた時の降圧から昇圧動作への過渡的な移行実験については確認できていない。しかしながら、図 13, 14 より、試作機による提案法の基本特性については確認できた。

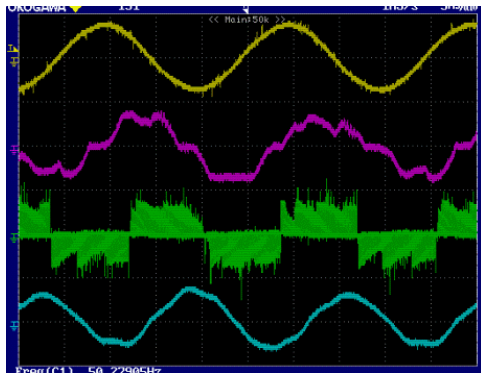


図 14

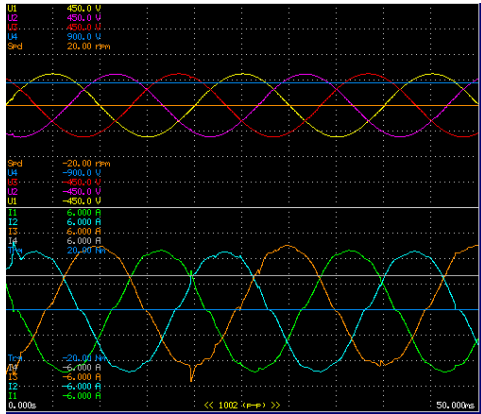


図 15

## 5. 主な発表論文等

(研究代表者、研究分担者及び連携研究者には下線)

[学会発表] (計 2 件)

- (1) 吉田崇訓, 芳賀仁, 近藤正示:「昇降圧可能な三相/三相直接型電力変換器の制御法の検討」, 平成 23 年電気学会産業応用部門大会, Vol. 1, No. 144, pp. 643-646 (2011 年 9 月 8 日, 琉球大学(沖縄))
- (2) 吉田崇訓, 芳賀仁, 近藤正示:「昇降圧切替マトリックスコンバータの昇圧動作時の特性評価」, 半導体電力変換研究会, No. SPC-12-034, pp. 37-42 (2012 年 1 月 28 日, 大阪大学(大阪))

## 6. 研究組織

### (1) 研究代表者

芳賀 仁 (HAGA HITOSHI)

長岡技術科学大学・工学部・助教

研究者番号: 10469570