

平成 27 年 6 月 11 日現在

機関番号：12608

研究種目：基盤研究(B)

研究期間：2012～2014

課題番号：24360104

研究課題名(和文)交流インダクタを用いない小規模水力発電用高効率パワーコンディショナの開発

研究課題名(英文)An ac inductor-less high-efficiency power conversion circuit for single-phase grid connection

研究代表者

藤田 英明(Fujita, Hideaki)

東京工業大学・理工学研究科・准教授

研究者番号：40238580

交付決定額(研究期間全体)：(直接経費) 14,200,000円

研究成果の概要(和文)：本研究課題では、交流インダクタを用いない単相系統連携用電力変換器を開発した。開発した電力変換器は、パワー半導体素子とフィルタコンデンサだけで構成されている点に特徴がある。すなわち、交流インダクタやトランスなどの高価な磁性材料を用いていないため、従来の系統連系用電力変換器に比べて大幅なコスト低減が可能になる。その結果、小規模水力や小型風力等の自然エネルギーの普及加速が見込まれる。

研究成果の概要(英文)：This research have developed an ac inductor-less power conversion circuit for a single-phase power grid connection. The developed circuit consists of semiconductor power devices and filter capacitors. The circuit requires any expensive magnetic components, such as ac and dc inductors and transformers. For this reason, the new topology makes it possible to reduce the initial cost of the power generating system. As a result, it is also expected to increase the number of installation.

研究分野：パワーエレクトロニクス

キーワード：系統連系 電力変換器 単相交流 発電機

1. 研究開始当初の背景

東日本大震災・福島第一原子力発電所事故以来、再生可能エネルギーへの転換やスマートグリッドなどのエネルギーの有効活用に大きな期待が寄せられている。これまでに、メガソーラーや大容量風力発電機などの大容量発電設備の導入が進められてきたが、これらの発電は天候や風速により発電電力が変動し、また設置場所も限られている。これに対して、中小規模水力発電は、比較的安定な電力供給が可能で、適用可能な未利用の落差発電包蔵水力はおよそ 331,297 kW と言われており、NEDO や地方自治体等の助成を受け、多数の大学や企業において試験研究や開発が行われてきた。特に、ダムを必要としない農業用水路などを活用した 10kW 以下の小規模水力(マイクロ水力)発電では、環境への影響が少なく、分類上は一般電気工作物として取り扱いができるなど、保安規程等の法的な義務が軽減されている。また、平成 24 年 4 月には全量買い取り制度が施行され、小規模水力発電を系統連系して売電を行うメリットは大きい。

しかし、系統連系に必要なパワーコンディショナの価格が高いため、実際には発電された電力は温室の暖房や換気、照明等にのみ用いられているだけで、系統連系するケースは少ないという。パワーコンディショナは、水車の回転数変化に伴って電圧・周波数が変動する交流電力を一定電圧・周波数の交流電力に変換して電力系統へ連系する電力変換器である。現在の交流発電機 1 kW あたりの価格は 1~2 万円程度であるのに対して、パワーコンディショナは 1 kW あたり 10~20 万円程度と高価であり、技術や制度的な問題ではなく、初期コストによる経済的問題が小規模水力発電を系統連系する上での障壁となっている。

従来のパワーコンディショナは、発電機が発電した交流電力を一定電圧の直流に整流し、さらに系統電圧・周波数を有する交流電力へ逆変換することにより、発電機の交流系統連系を行っている。この場合、一定電圧を得るための直流コンデンサと交流系統へ流出するリップル電流を抑制するための交流インダクタが必須となる。変換器に使用する半導体スイッチング素子の価格は年々低価格化する傾向にあるが、直流コンデンサと交流インダクタの価格はむしろ増加傾向にある。特に、交流インダクタは、銅および鉄で構成されているため、近年の価格の高騰は著しい。

2. 研究の目的

本研究課題の目的は、交流インダクタを用いない新しい電力変換器のシステム構成を提案することにより、小規模水力発電の系統連系に適用可能な低コストかつ高効率なパワーコンディショナを開発することにある。これは、発電機が発電した交流電力を直流リンクを介すことなく、直接系統電圧・周波数を有する交流電力に変換する点に特長がある。従

来から、交流-交流直接変換については、マトリックスコンバータや高周波サイクロコンバータなどの回路方式が知られているが、いずれも変換器出力には交流インダクタを接続する必要がある。

本研究課題の電力変換器は、マトリックスコンバータと同様に直接電力変換が可能な回路構成を採用し、発電機のインダクタンスを交流インダクタとして活用し、系統側出力端に交流コンデンサのみを接続して構成することにより、変換器の低コスト化と小型化を実現する。

本研究課題の交流インダクタを用いない新しい電力変換器は、交流コンデンサ 2 素子の電圧差を利用し系統連系を行う独創的な回路方式により、発電機端子電圧が系統電圧以上になる場合でも動作が可能となる。その結果、新しい変換器を用いて発電機を単相系統へ接続する場合でも交流インダクタを必要としない点に特色がある。動作可能な電圧範囲を増加することもでき、小規模水力発電だけでなく、風力発電や可変速コジェネレーション用のパワーコンディショナとしての活用にも期待ができる。

3. 研究の方法

本研究課題では、新しい交流インダクタレス三相/単相変換器を提案し、実験によってその有用性を明らかにする。

(1) 実験装置

図 1 に提案する交流インダクタレス三相/単相変換器の回路構成を示す。提案回路は、永久磁石発電機と 2 台の三相ブリッジ変換器で構成する。永久磁石同期発電機の電機子巻線をオープン結線し、それぞれの端子を 2 台の三相ブリッジ変換器に接続する。2 台の三相ブリッジ変換器には、それぞれフィルタコンデンサを接続する。2 台の三相ブリッジ変換器の負側端子を直接接続し、正側端子の間には単相負荷を接続する。系統連系を行う場合は、単相負荷の代わりに、単相交流電源を接続する。

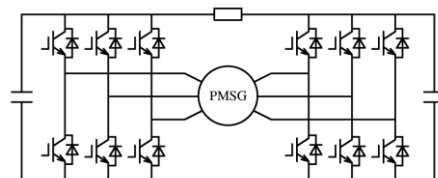


図 1 発電機用インダクタレス電力変換器

(2) 動作原理

図 2 に発電機起電力と単相出力電圧の関係を示す。2 素子のフィルタコンデンサ電圧の差が単相出力電圧となるので、各直流コンデンサの電圧を互いに位相が反転した正弦波成分を有する脈流に制御すればよい。一方、三相ブリッジ変換器が適切に電流制御を行うためには、三相入力端子電圧すなわち発電機起

電力は、常にフィルタコンデンサ電圧以下である必要がある。したがって、フィルタコンデンサ電圧の最大値は、発電機起電力の相電圧波高値と出力電圧波高値の和 $\sqrt{2}E + \sqrt{2}V_L$ となる。

実験に用いた三相永久磁石同期発電機は 14 極で、3000 rpm 時の出力相電圧実効値 100 V、周波数 350 Hz であった。したがって、出力電圧実効値が 100 V の場合のフィルタコンデンサ電圧の最大値は 283 V であり、スイッチング素子には一般的な 600 V の IGBT や MOSFET が使用できる。

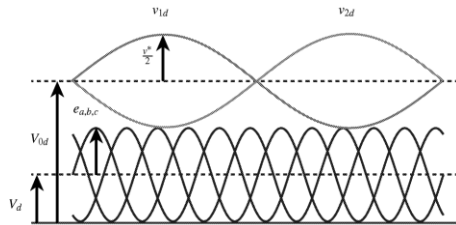


図2 インダクタレス電力変換器の動作原理

(3) 制御法

図3に発電機を無負荷起電力と同期インダクタンスを用いた等価回路を示す。発電機の起電力と漏れインダクタンスを電圧源 e_a, e_b, e_c と漏れインダクタンス L 、巻線抵抗 r で表している。ここで、発電機各相の起電力がコンデンサ電圧よりも低ければ、インバータは発電機の各相の電流を制御できる。このとき、フィルタコンデンサに流入する電力は、

$$p_1 = v_{1a}i_a + v_{1b}i_b + v_{1c}i_c - v_{1d}i_L$$

$$p_2 = -v_{2a}i_a - v_{2b}i_b - v_{2c}i_c + v_{2d}i_L$$

であり、動的な制御を行うことにより、それぞれのフィルタコンデンサ電圧を独立に制御できる。簡単化のために、発電機巻線の抵抗を無視し、発電機の相電圧実効値を E 、基本波電流実効値を I 、零相電流を i_0 、オフセット電圧を V_0 、フィルタコンデンサ電圧の平均値を V_{0d} とすると、上式は、

$$p_1 = \frac{3}{2}EI + 3V_0i_0 - \left(\frac{\sqrt{2}}{2}v_L + V_{0d}\right)i_L$$

$$p_2 = \frac{3}{2}EI - 3V_0i_0 - \left(\frac{\sqrt{2}}{2}v_L - V_{0d}\right)i_L$$

となる。つまり、基本波電流実効値 I を操作すると両方のフィルタコンデンサを同時に充電・放電でき、零相電流 i_0 によって 2 素子のフィルタコンデンサ電圧の差を制御できる。したがって、2 素子のフィルタコンデンサ電圧を独立に制御できる。コンデンサ容量が十分に小さいとすると、基本波電流実効値 I と零相電流 i_0 の指令値を

$$I^* = \frac{\sqrt{2}v_L i_L}{3E}$$

$$i_0^* = \frac{V_{0d}}{3V_0} i_L$$

とすればよい。

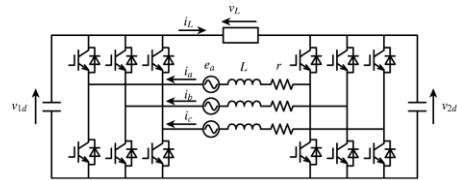


図3 インダクタレス電力変換器の等価回路

4. 研究成果

図4に抵抗負荷を接続した場合の実験波形を示す。ここで、発電機に変換器を接続すると発電機起電力を観測できないため、図4の e_a, e_b, e_c は回転子位置から計算した波形である。負荷を接続した場合の発電機電流は負荷周波数 50Hz の正弦波電流と 50Hz で振幅が変化する発電機周波数 350Hz 成分の和となっている。これは、3.3 節で求めた、電流指令値 I^* 。正相電流の振幅が負荷電力に伴って変動するため、350Hz 成分の振幅は負荷電圧と同位相で変化している。フィルタコンデンサ出力電圧が最大値となる周辺で、電圧ひずみが現れているが、出力電圧では、ほぼ正弦波となっている。これは、フィルタコンデンサの蓄積エネルギーが電圧の 2 乗に比例するためである。この場合でも、出力電圧のフィードバック制御により、出力電圧が正弦波となるように制御されている。しかし、出力電圧には、発電機周波数の約 3 倍の周波数のリップルを含んでいる。これは、発電機起電力の高調波成分に起因するものである。

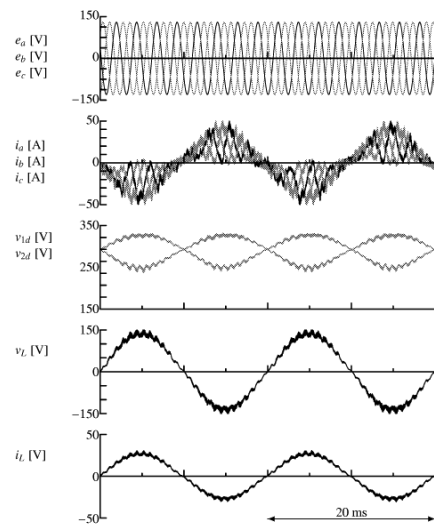


図4 実験波形 (2 kW 抵抗負荷接続時)

図5は発電機の回転速度を 1000 rpm に低減した場合の実験波形である。このとき、負荷抵抗器を切り離して無負荷とした。出力電圧波形は、リップル成分の無い正弦波電圧となっている。無負荷の場合、理論的には、発電機電流はフィルタコンデンサ間での蓄積エネルギーの受け渡しだけを行う。したがって、発電機電流はほぼ零相電流だけである。実際には、回路損失分の有効電力を発電機から供給する必要があるため、僅かな基本波成分が含

まれている。この時、出力電圧は発電機電圧以上であり、本研究課題の交流インダクタを用いない電力変換器が昇圧能力を有していることを示している。このため、従来の発電機用電力変換器と異なり、発電機回転数が大幅に変化する場合にも適用できる。

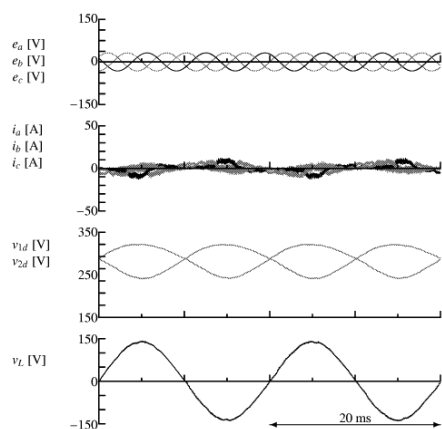


図5 回転速度低下時の実験波形 (1000rpm)

図6は発電機の各相の電流をそれぞれ独立に制御した場合、図7は $\alpha\beta 0$ 変換を適用して一括して制御を行った場合の実験波形である。相ごとに制御を行った場合には、比較的高周波の振動成分が現れている。これは、フィードバックゲインを高く設定したため、電流制御系が振動的になったためである。その結果、出力電圧にも発電機周波数の3倍のリプル成分が現れている。

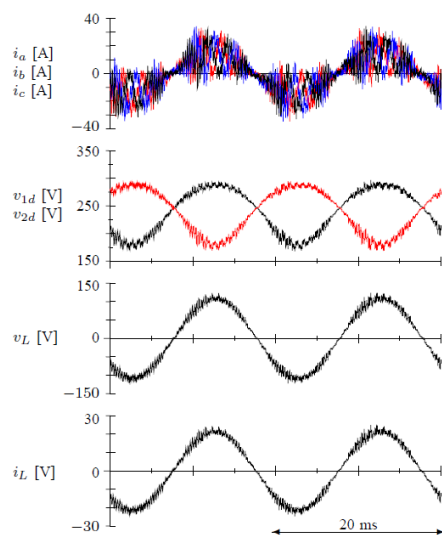


図6 相電流フィードバックの実験波形 ($K=10$)

一方、図7の $\alpha\beta 0$ 変換を適用して一括して制御した場合は、高周波の振動成分が除去されている。図6の高周波振動は、 α 相、 β 相に比べて、零相電圧に対するインピーダンスが低いため、0相電流に対する制御ゲインが高い場合に発生する。図7の $\alpha\beta 0$ 変換を適用した方式では、0相電流のフィードバックゲインと α 相、 β 相のゲインをそれぞれ適切に設定することができ、大幅に安定性

を改善して、高周波の振動を抑制することができる。この場合、図4に比べて出力電圧のリプルが低減できている。

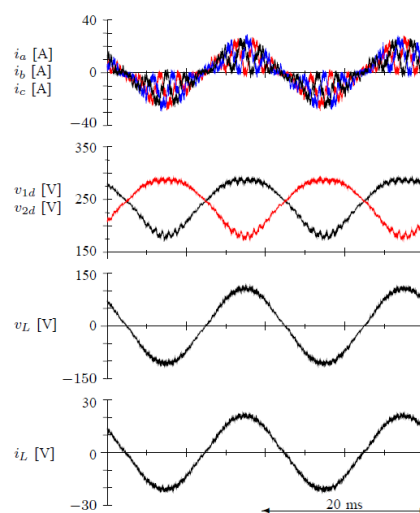


図7 $\alpha\beta 0$ 電流フィードバックの実験波形

図8と図9に系統連系を行った場合の実験波形を示す。実験では、図1の負荷抵抗器の代わりに単相交流系統を接続した。また、変換器の制御は、基本的に同様であるが、系統側の電流指令値を与え、電流制御を行う点が異なる。また、図9は系統電流の高調波成分を検出し、これを抑制するダンピング部制御を適用している。

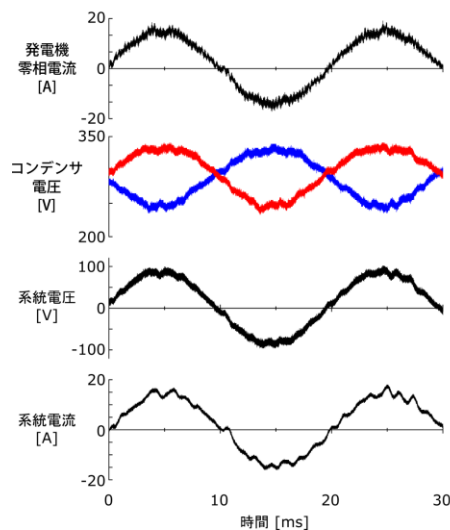


図8 系統連系実験結果 (ダンピング制御なし)

図8のダンピング制御を適用していない場合は、系統電流にリプルが含まれている。これは、系統上流のインダクタンス成分とフィルタコンデンサの共振によるもので、同様の周波数成分のリプルがフィルタコンデンサ電圧にも含まれている。一方、図9のダンピング制御を行った場合には、系統電流のリプルが低減されており、系統電圧および系統電流は正弦波となっている。ダンピング制御を行っても、系統電流には、波形ひずみが残留しているが、これは主に系統電圧に含まれる高調波成分に起因するものである。実験では、

実際の単相系統に接続しているため、他の機器（例えば、パーソナルコンピュータ等）が発生した 3 次、5 次等の高調波成分が含まれており、これがフィルタコンデンサに流入したためである。本研究課題で開発したダンピング制御を用いることにより、系統電流のリプルを低減できることを確認した。

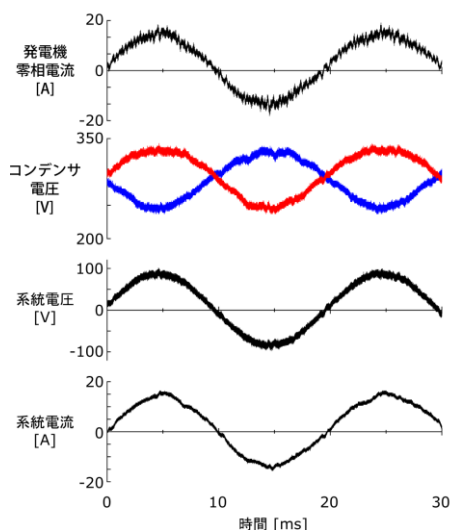


図 9 系統連系実験結果（ダンピング制御あり）

府京田辺市

6. 研究組織

(1) 研究代表者

藤田 英明 (FUJITA, Hideaki)

東京工業大学 大学院理工学研究科

研究者番号：40238580

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 5 件)

- ① 田中功太郎, 藤田英明, 交流インダクタレス三相/単相電力変換器の損失低減制御法, 電気学会研究会, SPC-15-053, 2015. 1. 24 大阪府大阪市
- ② Kotaro Tanaka, Hideaki Fujita, Voltage ripple elimination in inductor-less AC-to-AC converters for multi-pole permanent magnet synchronous generators, International Power Electronics Conference, (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), pp. 1006-1012, 2014. 5. 19 広島県広島市
- ③ Hideaki Fujita, An inductor-less three-phase to single-phase boost converter for multi-pole permanent magnet synchronous generators, International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), pp. 598-604, 2013. 11. 24 台湾台南市
- ④ 田中功太郎・藤田英明, 出力インダクタレス多極永久磁石同期発電機用サイクロコンバータ, 電気学会全国大会, 4-020, 2013. 3. 20 愛知県名古屋市
- ⑤ 石橋 陵, 藤田英明, 交流インダクタレス三相/単相昇圧コンバータ, 半導体電力変換研究会, 電気学会研究会資料, no. SPC-13-006, pp. 33-38, 2013. 1. 25 京都