

直接形電力変換器を用いた 高周波 AC リンクコンバータの損失低減法

A loss reduction method of high frequency AC link converter
based on direct type power converter

松村 大祐*, 伊東 淳一, 近藤 正示 (長岡技術科学大学)

Daisuke Matsumura, Jun-ichi Itoh, Seiji Kondo (Nagaoka University of Technology)

1. はじめに

分散型電源用の系統連系コンバータには小型、高効率、長寿命化が求められ、交流電力を発生する分散型電源に対しては、交流電圧からスイッチングにより任意の交流電圧へ直接電力を変換する直接形電力変換器の適用が有効と思われる。

直接形電力変換器を二次側に適用する高周波ACリンクコンバータはトランスの漏れインダクタンスによりスイッチング毎にサージ電圧を発生するためエネルギー処理が重要となる。エネルギー処理法としては共振回路⁽³⁾による手法、二次側位相シフト⁽⁴⁾による手法、スナバを使う手法などが提案されているが共振回路ではPWMパルスに制約が、二次側位相シフト法では制御法が複雑化、スナバでは交流スナバになるため回路が複雑化すると思われる。

本論文では、スイッチング時の制約を設けずスナバに流入するエネルギーを極力低減させる方法を提案し、実験により提案法の効果を実証したので報告する。

2. 高周波 AC リンクコンバータの制御法

筆者らはこれまでに交流電力を発生する分散型電源用の系統連系コンバータとして、直接形電力変換器を用いた高周波 AC リンクコンバータに仮想 AC/DC/AC 方式を応用した制御法を提案し、その有効性を実験により検証してきた。

図 1, 2 に直接形電力変換器を用いた高周波ACリンクコンバータと単方向素子のみで構成出来る従来型回路図をそれぞれ示す。直接形電力変換器の制御法は一般に複雑であるが、ここではスイッチング関数に着目した制御手法を適用し簡単化を図る⁽¹⁾⁽²⁾。図 1, 2 の回路よりスイッチング行列は下記のように得られる。提案回路のスイッチング行列は従来回路のスイッチング行列の積として得られるため、(1)(2)を等しくすれば入出力特性は同一になる。

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

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{cp} & S_{cn} \\ S_{dp} & S_{dn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{an} \\ S_{bp} & S_{bn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} \\ S_{rn} & S_{sn} & S_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \quad (2)$$

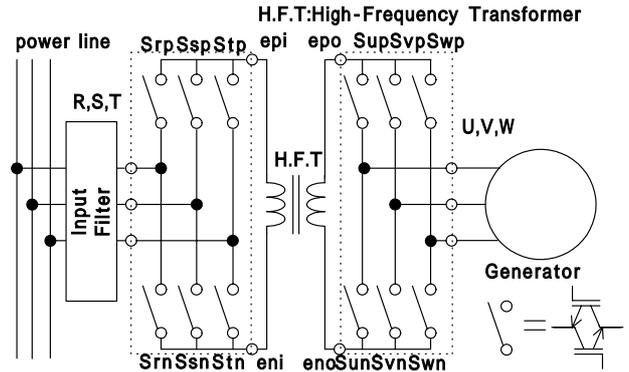


図 1 提案回路
Fig. 1. Proposed circuit.

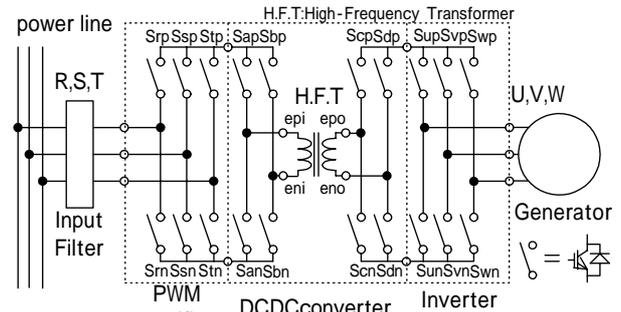


図2 従来回路
Fig.2 Conventional circuit.

3. スイッチングによるスナバロス低減法

図 3 に制御ブロック図を示す。本方式では二次側コンバータが自己消弧素子で形成され高周波トランスに直接接続されているため、スイッチングの際にトランスの漏れインダクタンスによるエネルギーがサージ電圧として現れ、エネルギーはスナバ回路に吸収される。二次側コンバータがゼロ電圧ベクトルを発生する際、トランスの二次電流はゼロとなるため、スナバに流入するエネルギーは、最も大きくなる。そこで提案する制御法は 二次側コンバータのスイッチング方式を三相変調から二相変調にしスイッチング回数そのものを減らす、ゼロ電圧ベクトル発生時にトランスの一次側を短絡する、ことにより漏れインダクタンスに蓄えられるエネルギーを減少させる。トランスの一次側の短絡方式としては、二次側コンバータが(111)のゼロ電

圧を発生した場合仮想DCDCコンバータの上アームにより短絡を行い、(000)のゼロ電圧を発生した場合下アームにより短絡を行う。仮想変換器から実際のパルスパターンへの変換は(2)式により行われる。

4. 実験結果

図 4,5,6 に実験結果を示す。スイッチは IGBT を逆直列にした素子を使用している。実験パラメータは、入力線間電圧 200[V]、スイッチング周波数 10[kHz]、入力周波数 50[Hz]、出力周波数 33[Hz]である。図 4 は入力相電圧、入力電流、出力電流波形、図 5 は効率、図 6 は入力力率と入力電流の総合ひずみ率である。提案する制御法を付加することにより、最高変換器効率(881[W]出力時)は、従来法では 89.1[%]に対し本方式では 92.0[%]、力率は、概ね 1、入力電流の T.H.D は、従来法では 8.12[%]に対し本方式では 7.1[%]を得た。スナバに流入する電力は、従来方式では 13.8 [W]に対し本方式では 8.8 [W]と約 2/3 に低減できることが確認できた。T.H.D や力率が改善される理由としてはスナバロスの低減によるものと考えられる。

5. まとめ

本論文ではトランスの漏れインダクタンスにより生じるスナバロスを減少させるため、

- (1) 二相変調によりスイッチング回数を低減する
- (2) 二次側コンバータのゼロ電圧スイッチ時に一次側を短絡する

ことを提案した。実験結果より複雑な制御法を用いることなく、スナバで消費される電力の低減、効率、力率、T.H.D の改善が達成された。

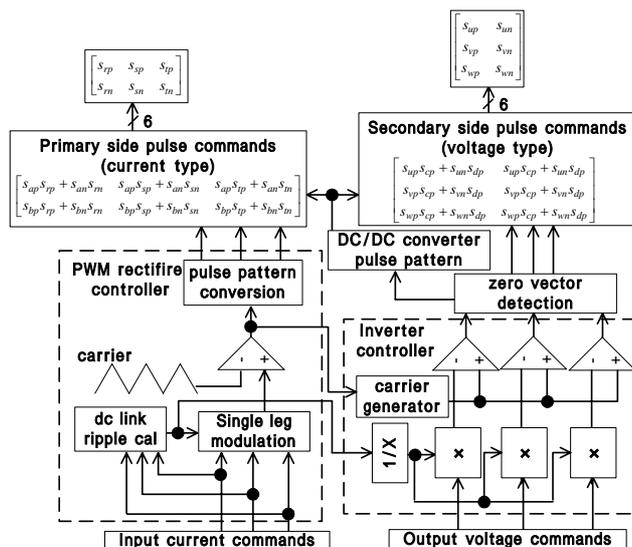


図3 制御ブロック図

Fig.3 Control block diagram.

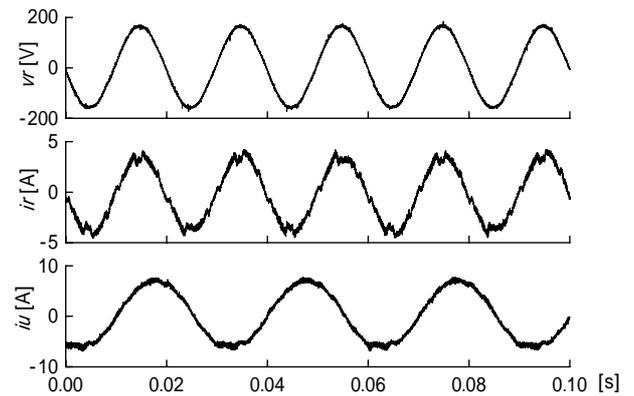


図 4 入出力電流波形

Fig. 4 Input current and output current.

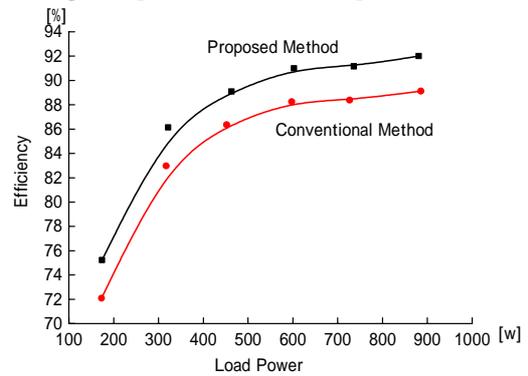


図 5 効率

Fig.5 Efficiency.

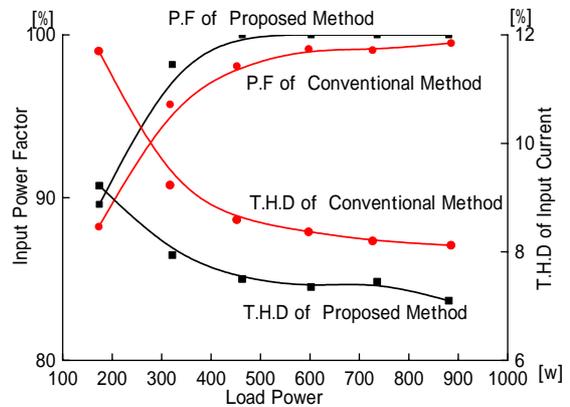


図 6 入力力率と入力電流の総合ひずみ率

Fig.6 Input power factor and T.H.D of input current.

文献

- (1) 伊東・佐藤他：「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, 457-463 (平成16)
- (2) 松村・伊東他：「高周波ACリンク三相コンバータの簡単な制御法」半導体電力変換/産業電力電気応用合同研究会 SPC-04-136IEA-04-54, 2004
- (3) 魏・石田他：「直列共振形高周波ACリンクDC-ACコンバータの改良形出力電圧リアルタイム制御」電学論D.119巻5号,690-698 (平成11)
- (4) 道平・大田他：「2次側位相シフトPWM制御を適用した高周波ACリンクDC-ACコンバータの動作解析」電学論D, 119巻5号, 659-669 (平成11)