

# High Efficiency High-Frequency Link Converter with AC/AC Direct Converter Technology

Jun-ichi Itoh Member (Nagaoka University of Technology)

Takashi Iida Member (Nagaoka University of Technology)

Daisuke Matsumura Non-member (Nagaoka University of Technology)

**Keywords:** virtual indirect conversion, high-frequency link converter, input current harmonics, reverse blocking IGBT

This paper proposes a simple and high efficiency control method for a high-frequency link three-phase AC/AC direct converter. Figure 1 shows the proposed system for high efficiency ac/ac conversion system with ac direct converter. There are three topics in this paper.

In the first topic, the control strategy of the AC/AC converter is proposed based on a conventional rectifier, inverter and dc/dc converter control as shown figure 2. Thus, the proposed method realizes wide control range and the high performance as same as the conventional PWM rectifier and inverter system. Second, the proposed

method is that a switching loss can be reduced by the proposed commutation method using a voltage polarity. The commutation timing of the secondary converter synchronizes with generating zero voltage vector of secondary converter. Therefore the zero voltage period of secondary converter is made by short circuit of the transformer during the zero voltage vector of secondary converter. Thus, the proposed method prevents commutation fail and reduces switching loss for ZVS.

Figure 3 shows the input and output current waveforms in the proposed system. In this result, the proposed method can achieve unity power factor and THD of the input and output current are less than 6%. Figure 4 shows the input power factor and total efficiency. The maximum total efficiency of 94.7% and over 99% the input power factor is obtained. Those results provided that the proposed method realizes high efficiency for the high-frequency link converter.

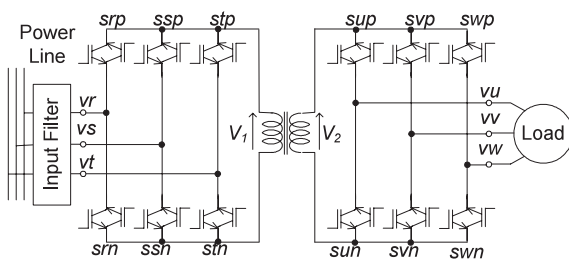


Fig. 1. Proposed system

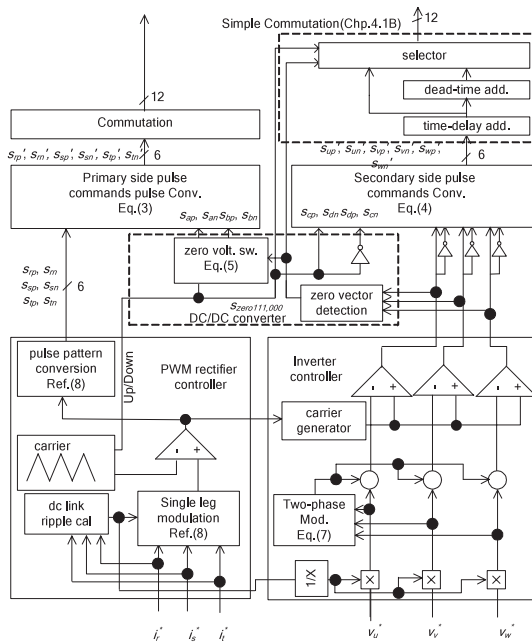


Fig. 2. Control block diagrams

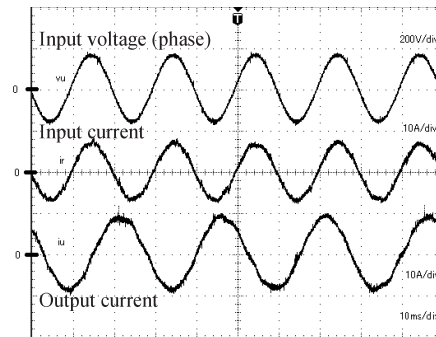


Fig. 3. Input and Output current waveforms (Load: R-L)

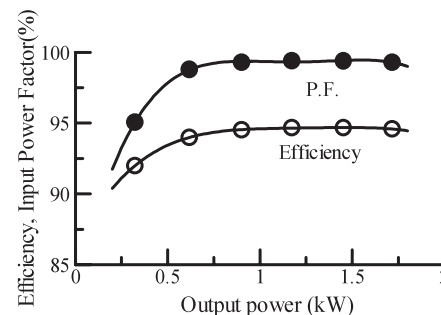


Fig. 4. Efficiency and input power factor of the proposed converter

# 交流交流直接変換技術を用いた 三相高周波リンクコンバータの高効率化

正員 伊東 淳一\* 正員 飯田 貴志\*  
非会員 松村 大祐\*

## High Efficiency High-Frequency Link Converter with AC/AC Direct Converter Technology

Jun-ichi Itoh\*, Member, Takashi Iida\*, Member, Daisuke Matsumura\*, Non-member

This paper proposes a simple and high efficiency control method for a high-frequency link three-phase AC/AC direct converter. There are three topics in this paper. First, the control strategy of the AC/AC converter is proposed based on a conventional rectifier and inverter system. Thus, the proposed method realizes wide control range and the high performance as same as the conventional PWM rectifier and inverter system. Second, the proposed method is that a switching loss can be reduced by the proposed commutation method using a voltage polarity. The commutation timing of the secondary converter synchronizes with generating zero voltage vector of secondary converter. Therefore the zero voltage period of secondary converter is made by short circuit of the transformer during the zero voltage vector of secondary converter. Thus, the proposed method prevents commutation failure and reduces switching loss for ZVS. In this result, the proposed method can achieve unity power factor and THD of the input and output current are less than 6%. The total efficiency is 94.7%. Those results provided that the proposed method realizes high efficiency for the high-frequency link converter.

キーワード：仮想 AC/DC/AC 変換，高周波リンクコンバータ，入力電流高調波，逆阻止 IGBT

**Keywords:** virtual indirect conversion, high-frequency link converter, input current harmonics, reverse blocking IGBT

### 1. はじめに

近年，地球環境温暖化等環境対策の観点から電力需要地近傍への設置が可能な新しい電力供給源として，系統連系分散型電源システムが注目を集めている。風力発電，マイクロガスタービン（MGT）やガスヒートポンプ（GHP）などの交流電力を発電する電源の系統連系用電力変換器には，発電機の故障や地絡，ノイズ等の保護の面から，トランスによる絶縁を有し，小型，高効率であることが望ましい。系統との絶縁には，商用電源側にトランスを持つ商用トランス形コンバータに比べ，高周波リンク形コンバータ<sup>(1)(2)</sup>が小型化の観点から有力である。

一方，近年，逆阻止 IGBT の開発により，交流直接変換技術が脚光を浴びている。交流直接変換技術はマトリックスコンバータに代表され，小型，高効率化が期待できる。同様に，高周波 AC リンクコンバータにも交流直接変換技術を適用することで，システムの高効率化，小型化が期待で

きる。しかし，高周波リンク形コンバータを交流直接形変換器にて構成すると，入力電流と出力電圧を同時に制御するため，パルス発生法が複雑になる。また，トランスの二次側に接続されたインバータは自己消弧素子により構成されるため，トランスの漏れインダクタンスのエネルギー処理法が問題となる。漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギー処理方法には，自然転流による制御方式<sup>(3)</sup>，二次側位相シフトを用いたソフトスイッチング方式<sup>(4)</sup>，共振回路による方式<sup>(5)</sup>，が提案されているが，変調方式や動作範囲，追加回路が必要であることなど，いくつかの制約が生じる。さらに，モータ側の変換器を完全に交流スイッチで構成した場合の転流方式についても筆者らが知るかぎりあまり議論されていない。

また，近年開発された逆阻止 IGBT はマトリックスコンバータへの適用事例とその効果については多くの議論がされているが，本論文で対象としている，絶縁型の交流交流変換システムに対しての適用事例はなく，その効果も明らかではない。

本論文では，仮想 AC/DC/AC 変換を応用した制御法を基に交流直接変換を用いた高周波リンク形コンバータの高効率制御法を提案する。本システムでは三角波キャリア比較

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

方式に基づく仮想 AC/DC/AC 方式を応用することにより、簡単な制御が可能となり、加えて特に PWM に制約を設けることなく、広い動作範囲が実現できる<sup>(6)</sup>。また、高効率を得るため、以下の2つの方式を提案する。

- (1) 二次側の変換器がゼロ電圧ベクトル出力時にはトランスの一次側を短絡させトランス電圧をゼロにする。
- (2) 高周波トランスの電圧極性反転およびモータ側コンバータの転流動作をモータ側コンバータのゼロ電圧ベクトル出力時に同期させて行う。

これらの手法により、二次側の転流失敗を防止し、ゼロ電圧スイッチング (ZVS) によりスイッチング損失を低減する<sup>(7)</sup>。加えて、提案した手法は、入力効率1でかつ、良好な入出力電流波形を得ることを実験により確認している。さらに、高周波リンク回路に逆阻止 IGBT を適用した効果についても損失シミュレーションと実験によりその効果を確認する。提案する制御方式と逆阻止 IGBT を適用することにより、最高効率は 94.7% とこのクラスの電力変換器では世界最高クラスを達成している。以上の結果から提案法と本システムの有用性を確認したので報告する。

## 2. 回路構成

図1に PWM 整流器、DC/DC コンバータ、インバータからなる直流部を有する従来の高周波リンクコンバータの構成を示す。図1では、電源から任意の周波数と大きさの交流への変換は直流を介しておこなう。そのため、電力変換回数が4回であること、電源側に昇圧リアクトル、直流リンク部には電解コンデンサが必要であり、初期充電回路等の補機により、回路の大型化や低寿命化の問題は避けられない。

図2に本論文で提案する双方向素子のみで構成した直接形電力変換器を示す。本構成では、高周波トランスの両端に直接電力変換器を適用することで、電力変換回数を2回にする。本回路では、電源側に LC フィルタを持つが、電解コンデンサなどのエネルギーバッファが不要である。よって、電力変換回数削減や導通損失の低減による高効率化、電解コンデンサレスによる電力変換器の長寿命化が期待できる。しかし、この回路では下記の3つの問題点を解決する必要がある。

(1) 入力電流と出力電圧を同時に制御しなければならないため、制御が複雑化する。

(2) モータ側コンバータがスイッチングの際、高周波トランスの漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーによりサージ電圧が発生し、損失の増大や最悪素子破壊の防止。

(3) モータ側コンバータの転流方式の確立

そこで本論文では、これらの問題に対して仮想 AC/DC/AC 応用した制御法を提案し、制御の簡単化、高効率化を行う。

## 3. 仮想 AC/DC/AC 変換の適用

一般に交流交流直接形電力変換器の制御法は入出力を同時に制御しなくてはならないため、複雑である。そこで、仮想 AC/DC/AC 変換方式では「電力変換器の入出力の接続関係が同一であれば、変換回路の構成によらず、同一の入出力波形となる。」<sup>(8)</sup> ことに着目し、制御を簡単化する。ここでは、図1に示す単純な構成の変換器に基づき入出力の波形制御を行う。ただし、図1はエネルギーバッファを有しているため、系統側の電力変換器に電圧形変換器を用いているが、交流交流直接形変換器では、系統側は電流形変換器になることに注意が必要である。

図1、図2の回路では、入力電圧  $[v_r \ v_s \ v_t]$ 、出力電圧  $[v_u \ v_v \ v_w]$ 、スイッチ  $S_{xy}$  のスイッチング関数を  $s_{xy}$  とし、スイッチング関数  $s_{xy}$  はスイッチの状態がオンのとき、 $s_{xy} = 1$ 、オフのとき  $s_{xy} = 0$  と定義すると、入出力電圧の関係をスイッチング行列により表すと、(1)、(2)式となる。ただし、一次側と二次側に分けてパルスが発生するため、それぞれ対応を明確にしなくてはならない。そこで、(1)式、(2)式は右辺の括弧に示すように一次側と二次側で分割している。

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up} & s_{un} \\ s_{vp} & s_{vn} \\ s_{wp} & s_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{cp} & s_{cn} \\ s_{dp} & s_{dn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{ap} & s_{an} \\ s_{bp} & s_{bn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp} & s_{sp} & s_{tp} \\ s_{rn} & s_{sn} & s_{tn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

$$\begin{bmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{up}' & s_{un}' \\ s_{vp}' & s_{vn}' \\ s_{wp}' & s_{wn}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_{rp}' & s_{sp}' & s_{tp}' \\ s_{rn}' & s_{sn}' & s_{tn}' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_r \\ v_s \\ v_t \end{bmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

従って、図1、図2において、同一の出力電圧、入力電流を得るには一次側で(3)式が、二次側で(4)式が成立すればよい。よって、(3)、(4)式を用いて、従来の回路構成か

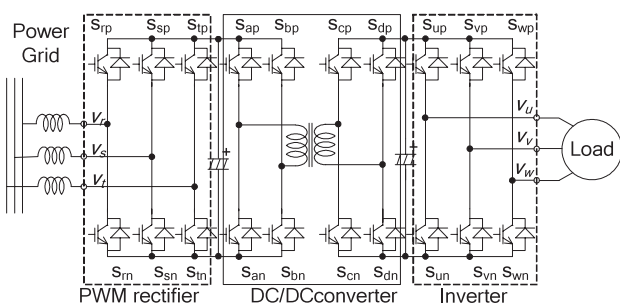


図1 直流部を有する高周波リンクコンバータ  
Fig. 1. Conventional circuit with dc link parts.

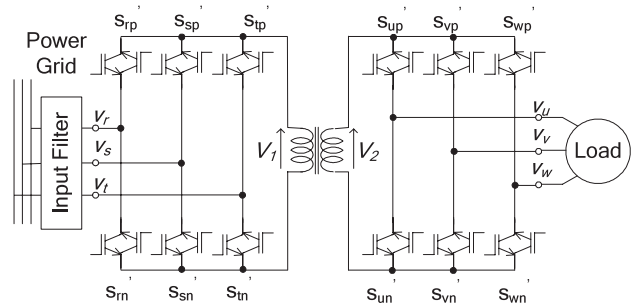


図2 提案する高周波リンクコンバータ  
Fig. 2. Proposed system with ac direct converter.

ら得られたパルスパターンを交流交流直接変換器のパルスへ変換する。

$$\begin{bmatrix} S_{up}' & S_{un}' \\ S_{vp}' & S_{vn}' \\ S_{wp}' & S_{wn}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{up} & S_{un} \\ S_{vp} & S_{vn} \\ S_{wp} & S_{wn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{cp} & S_{cn} \\ S_{dp} & S_{dn} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (3)$$

$$\begin{bmatrix} S_{rp}' & S_{sp}' & S_{tp}' \\ S_{rn}' & S_{sn}' & S_{tn}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{ap} & S_{an} \\ S_{bp} & S_{bn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{rp} & S_{sp} & S_{tp} \\ S_{rn} & S_{sn} & S_{tn} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (4)$$

図3に(3), (4)式のスイッチング行列を適用した制御ブロック図を示す。仮想 AC/DC/AC 方式を用いることにより, 制御ブロック図は PWM 整流器側制御部, インバータ制御部, DC/DC コンバータ制御部の3つに分けることができる。以下, 交流交流直接形電力変換器でも, 電源側コンバータを PWM 整流器側, モータ側のコンバータをインバータ側と呼称する。

PWM 整流器側のパルスパターンは Pulse pattern conversion 部分にて, 双対性を利用して従来の電圧形 PWM 整流器のパルスパターンを電流形のパルスパターンに変換して得る<sup>(8)</sup>。また, PWM 整流器の制御には 1 相変調を用いる<sup>(8)</sup>。

一方, インバータのキャリアには上りと下りの傾きが異なる変形キャリアを用いる。その理由は, インバータがゼロ電圧ベクトルを出力しているとき, PWM 整流器側のトランス側に流れる電流がゼロになり, 入力電流波形をひずませることを防止するためである<sup>(8)</sup>。また, インバータの制御は, 電圧指令を仮想の直流電圧で補償する。

DC/DC 変換部 (DC/DC converter) は基本的に PWM 整流器側のキャリアの上り下り (Up/Down) 信号に同期してスイッチングをおこなう。また, 高効率化するためインバー

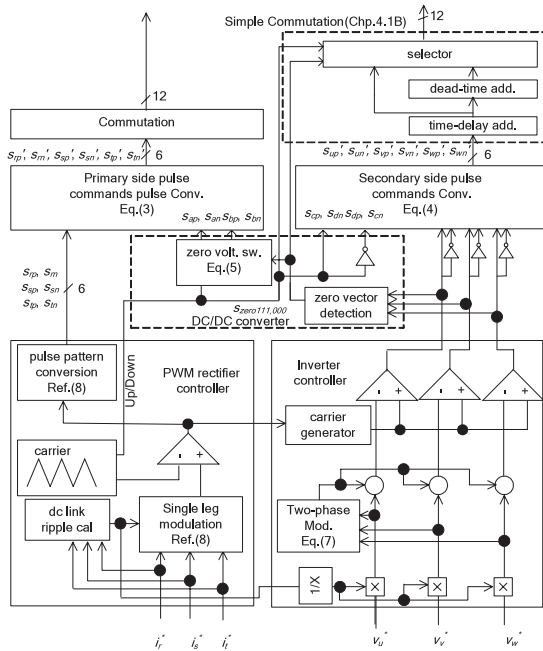


図3 制御ブロック図

Fig. 3. Control block diagrams.

タのスイッチング損失を低減するパルスパターンを導入する。インバータ側の転流方法, DC/DC 変換部のパルスパターンなど高効率化の技術については次章で詳細に述べる。

#### 4. 高効率化手法

本論文では, 漏れインダクタンスに蓄えられるエネルギーの対策として, (1)インバータのゼロ電圧ベクトル発生時に PWM 整流器側のスイッチングにより短絡させ高周波トランスの一次側電圧をゼロにする, (2)二相変調によりインバータのスイッチング回数を減らす, ことによりパルス幅に大きな制約を設けずに損失を減少させる。

〈4・1〉 インバータのゼロ電圧スイッチング 図4に提案方式の動作例を示しながら, スwitching 損失低減方式とゼロ電圧転流方式について説明する。まず, 各スイッチのモードを定義する。各スイッチ素子で逆バイアスが印加され, 還流ダイオードと等価な働きとなるモードをダイオードモード, ゲートパルスにより, スwitching するモードを IGBT モードと呼ぶ。例えば, 図4において, トランスの二次側電圧  $v_2$  の極性が正 (図4中の  $v_2$  の矢印方向を正とする) ならば,  $s_{up}'$ ,  $s_{nu}'$  がダイオードモード,  $s_{pu}'$ ,  $s_{un}'$  が IGBT モードとなる。極性が負ならば,  $s_{pu}'$ ,  $s_{un}'$  がダイオードモード,  $s_{up}'$ ,  $s_{nu}'$  が IGBT モードとなる。

A. スwitching 損失低減方式 インバータは高周波トランスの漏れインダクタンスがあるため, できるだけスswitching 回数が少ないことが望ましい。そこで, インバータがゼロ電圧ベクトル (上アームもしくは下アームの全オン)

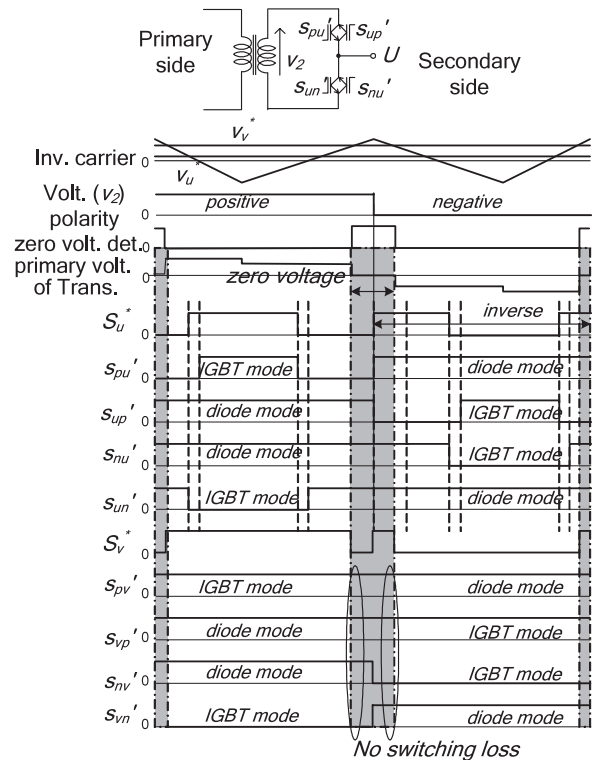


図4 パルスパターン例

Fig. 4. Example of pulse pattern in proposed method.

期間中は、トランスの一次側電圧をゼロにすることにより、ゼロ電圧を出力する。つまり、提案方式はゼロ電圧を出力する際はインバータを使用せず、PWM 整流器を用いてゼロ電圧を出力する。

図 4 では V 相の電圧指令  $v_v^*$  により作られたパルス指令  $S_v^*$  に応じて、ゼロ電圧ベクトル期間となる ( $v_w^* < v_u^* < v_v^*$  とする)。ここで、ダイオードモードのスイッチは常にオンし、上側の IGBT モードの素子もオンしておくことにより、スイッチング損失は生じない。また、 $s_{nv}$  および  $s_{vn}$  では IGBT モードとダイオードモードの切り替えが発生するが、ゼロ電圧期間中なので、スイッチング損失は発生しない。従来では、キャリア半周期中にスイッチング損失が発生する切り替えは 6 回であるが、電圧指令に後述する二相変調と本方式を併用することで、切り替えは 2 回となり、インバータのスイッチング損失およびスナバ損失を大幅に低減できる。

ゼロ電圧スイッチングの処理は、図 3 中の Zero volt. sw. ブロックで行われる。zero vector detection により、インバータのゼロ電圧出力状態を検出し、トランスの一次側を短絡するスイッチングパターンを出力する。インバータの各相の指令パルスを  $s_u, s_v, s_w$  とし、DC/DC コンバータのパルスを  $s_a, s_b$  とすれば仮想 DC/DC コンバータの一次側は (5) 式に基づき制御する。なお、 $s_{ap}, s_{bp}$  はそれぞれ、 $s_a, s_b$  と等しく、 $s_{an}, s_{bn}$  は  $s_a, s_b$  の反転信号である。

$$\begin{cases} s_a = (s_{rec} + s_{zero111}) \cdot \overline{s_{zero000}} \\ s_b = (\overline{s_{rec}} + s_{zero111}) \cdot s_{zero000} \end{cases} \dots\dots\dots (5)$$

ただし、 $s_{zero111}, s_{zero000}$  はゼロ電圧ベクトル検出であり、次式で与えられる。

$$\begin{cases} s_{zero111} = s_u \cdot s_v \cdot s_w \\ s_{zero000} = \overline{s_u} \cdot \overline{s_v} \cdot \overline{s_w} \end{cases} \dots\dots\dots (6)$$

**B. ゼロ電圧転流方式** 本論文では、前述したトランスの一次側を短絡し発生したゼロ電圧の期間を利用して転流することで簡便化した上、信頼性の高い転流を実現する。交流交流直接形電力変換器では、電源短絡、負荷開放を生じないようにスイッチングしなければならない。各スイッチにおける転流方式は、負荷電流による電流転流方式と電源電圧による電圧転流方式があるが、いずれも、従来は転流するために 4 ステップ必要である<sup>9)</sup>。どちらの方式でも検出する信号（負荷電流、電源電圧）のゼロクロス付近において検出誤差などによる転流失敗が生じ、最悪の場合素子を破壊する恐れがある。

図 4 に示すように提案する転流方法は各モードを切り替える瞬間をトランスの一次電圧のゼロ電圧期間と同期させる。トランスの一次電圧のゼロ期間は、トランスの一次側をゼロ電圧ベクトルに応じて短絡することで実現する。この結果、スイッチングする U 相の転流は、従来のインバータと同じくデットタイム期間を含んだ 2 ステップで転流となり、キャリアピーク付近の転流は 1 ステップで転流でき

る。また、キャリアピーク付近の転流はゼロ電圧期間におこなわれるので、ゼロ電圧スイッチング (ZVS) となり、転流に伴うスイッチング損失は発生しない。

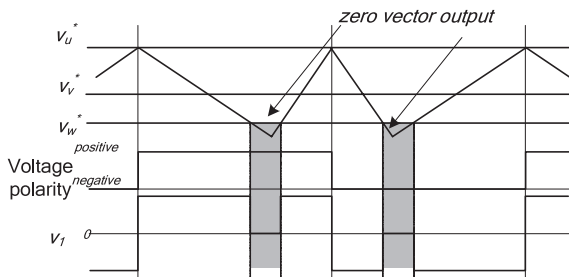
図 3 に示すように、PWM 整流器は従来どおり 4 ステップで転流をおこなう。一方、インバータ側は転流動作を簡便化するために次の手順で転流を行う。Selector は前述のダイオードモード IGBT モードのスイッチをトランスの電圧極性により選択する。整流器側キャリアの Up/Down に同期して仮想 DC/DC コンバータは制御するのでトランスの電圧極性は整流器キャリアの Up/Down 信号を用いることができ、検出する必要はない。PWM 整流器のパルスは転流動作によりシフトし、実際にトランスの一次側電圧がゼロになる期間はキャリアのピークから転流時間分遅れる。そこで、time-delay により転流時間相当（インバータのデットタイム相当）シフトさせ、ゼロ電圧転流を実現する。通常時、二次側の転流は IGBT モードの素子に従来のインバータと同じくデットタイム期間を設ける。ゼロ電圧ベクトル出力時には、デットタイムを付加せずにデットタイム時間ゼロで転流動作をおこなう。

**(4・2) 二相変調方式** 前述の通り、AC/AC 高周波リンクコンバータの二次側はトランスの漏れインダクタンスに蓄えられたエネルギーを処理するスナバの低損失化、小形化の観点からも、スイッチング回数を低減することがのぞましい。二相変調は、線間電圧に着目しゼロ相分電圧を重畳することにより 1 つのレグのスイッチングを停止させる。よって二相変調を導入することにより、スイッチング回数を低減でき、スイッチング損失やスナバロスも低減できる。

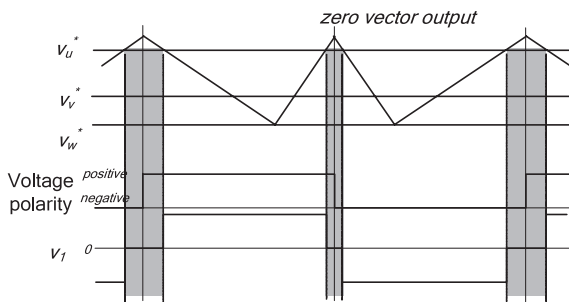
図 5 にインバータ側の電圧指令とトランスの電圧極性およびトランス一次側電圧 ( $V_1$ ) を示し、従来の二相変調を本回路に適用した場合の問題点と、提案方式を説明する。従来の二相変調方式は出力電圧指令の大小関係に同期しており、最小または最大相電圧指令が 1 または -1 になるように零相分を重畳する（キャリアの振幅を  $\pm 1$  とする）。

本回路で前述のゼロ電圧スイッチングを達成するには、トランスの電圧極性の反転タイミングとゼロ電圧ベクトルの発生タイミングとを一致させなくてはならない。一方、トランスの電圧極性の反転タイミングは整流器キャリアと同期している。例えば、図 5(a) のようにトランスの極性の反転がキャリアの最大値のピークに一致しているときに、最小電圧指令を基準に二相変調をおこなうと、トランスの極性反転付近でゼロ電圧ベクトルが発生せず、転流失敗する。

そこで提案方式は、出力電圧指令の大小関係ではなく、トランスの極性反転のポイントに応じて、図 5(b) のように出力電圧指令に重畳するゼロ相電圧を操作し、常に極性反転時にゼロ電圧ベクトルが出力されるように制御する。すなわち、トランスの極性反転のタイミングは整流器キャリアと同期しているが、インバータの変形キャリアと整流器キャリアとの位相関係は電源の中間相の正負により異なるため<sup>9)</sup>、上アームと下アームのゼロ電圧ベクトルを使い分



(a) Maximum voltage command side two-phase modulation.



(b) Minimum voltage command side two-phase modulation.

図5 二相変調方式の使い分け

Fig. 5. Selection of two-phase modulation.

ける。具体的には、インバータキャリアの正のピークと極性切り替えタイミングが一致しているとき（電源中間相の極性が正の場合）は、下アームのゼロ電圧ベクトルを選択し、負のピークと極性切り替えタイミングが一致しているとき（電源中間相の極性が負の場合）は、上アームのゼロ電圧ベクトルを選択する。よって、出力電圧指令値の最小相を  $v_{min}$ 、最大相を  $v_{max}$ 、電源電圧の中間相を  $v_{mid}$  とすると、ゼロ電圧ベクトルを使い分けるには、(7)式に基づきゼロ相電圧  $v_0$  をインバータ指令の全相に加える。

$$\begin{cases} v_0 = -1 - v_{min} & \text{when } v_{mid} \geq 0 \\ v_0 = 1 - v_{max} & \text{when } v_{mid} < 0 \end{cases} \dots\dots\dots (7)$$

〈4・3〉逆阻止 IGBT の導入 逆阻止 IGBT は逆方向に対して耐圧を有したスイッチング素子であり、逆並列に接続することにより、導通損失が少ない交流スイッチが構成できる。従来の IGBT に比べ、順方向電圧降下は約 1/2 になり、スイッチング損失はほぼ同等である。本論文では、順方向電圧降下特性とスイッチング特性をチョップパ試験により取得し、得られた実験データに基づき、PSIM (Powersim Inc.) を用いて、スイッチング素子に並列に損失計算用の DLL ブロックを挿入することで、損失シミュレーションをおこない、逆阻止 IGBT の効果について検証をおこなう。

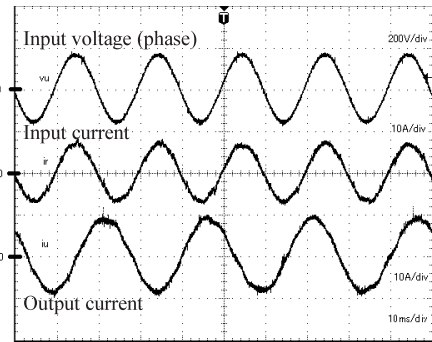
### 5. 実験結果

表 1 に示す実験条件により、提案した高効率化手法の有有用性を実験により検証する。負荷は変換器の特性を確認するため、R-L 負荷とした。また、高周波リンク周波数は 10kHz とした。実験装置定格出力は、1.5 kW である。

表 1 実験条件

Table 1. Experimental parameter.

Input voltage	200[V]	LC filter	2[mH]
Input frequency	50[Hz]		3.3[μF]
AC link frequency	10[kHz]	Cut-off frequency	1.1[kHz]
Output frequency	40[Hz]	Load	R-L
Carrier frequency	10[kHz]		



(Vr : r phase voltage, ir : r phase current, iu : U phase current)

図6 入出力電流波形 (負荷 : R-L)

Fig. 6. Input and Output current waveforms (Load: R-L).

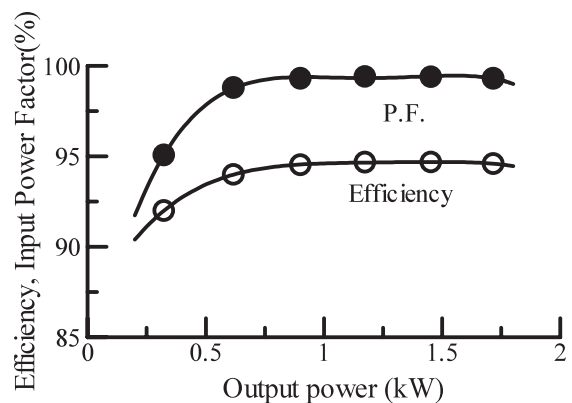


図7 効率及び入力力率測定結果

Fig. 7. Efficiency and input power factor of the proposed converter.

図 6 に出力周波数 40 Hz 時における入力相電圧及び、入出力電流波形を示す。入力相電圧と入力電流の位相はほぼ一致しており、力率 1 動作していることが確認できる。また、入出力電流ともに正弦波状の良好な波形が得られている。このときの入力および出力電流のひずみ率はそれぞれ 2.6%、3.6%であり、力率は 99%以上である。なお、紙面の都合で割愛するが、変圧器の励磁電流を測定すると、周波数成分は 10 kHz が主成分であり、電源周波数成分や電源周波数の 6 倍成分が重畳されていないことを確認している。

図 7 に出力電力に対する効率及び入力力率の測定結果をそれぞれ示す。提案法を用いた結果、最高変換器効率は定格出力付近で 94.7%を達成した。また、出力電力 50%以上で入力力率は 99%以上を達成しており、提案した制御法の

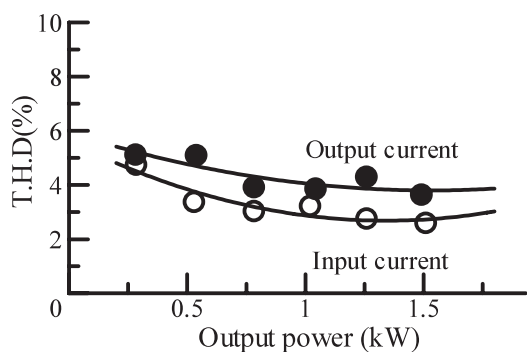


図 8 入出力電流の T.H.D. 測定結果

Fig. 8. T.H.D. of the input and output current.

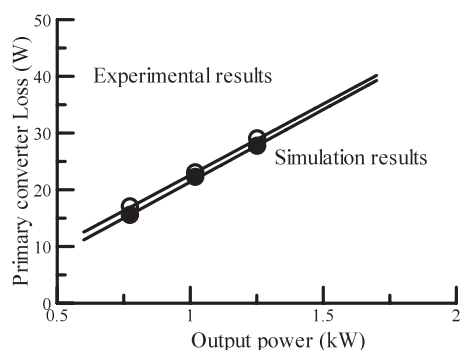


図 9 損失シミュレーションと実験結果の比較

Fig. 9. Comparison between loss simulation results and experimental results.

有効性が確認できた。低出力時における入力力率の悪化する理由は基本波電流の割合が高調波電流に対して小さくなるのが原因と考えられる。

図 8 に出力電力に対する入出力電流の 20 次以下の T.H.D. 測定の結果を示す。入力電流と出力電流の T.H.D. はそれぞれ最高 2.6%, 3.6% であり, 提案法により, サージ電圧及び電流を抑えた結果, 入力電流及び出力電流ともに歪みを抑えられる。

図 9 におこなった損失シミュレーションの結果を示す。ここでは, トランスの損失が不明瞭なことや, トランスとインバータ側との配線は極力短くする必要があることなどから, 図 9 は一次側コンバータのみについて, 損失を実機により測定した結果と, 損失シミュレーションの結果とを比較している。シミュレーション結果と実験結果はよく一致している。また, 本論文で用いた損失計算法はマトリクスコンバータのシミュレーションでも実機とよく一致した結果が得られており<sup>(4)</sup>, 本シミュレーションにより, 提案回路の場合でも損失を議論できることがわかる。

図 10 に定格出力時における, 損失分離結果を示す。トランスの損失は 10 kHz における巻線抵抗を測定し, 一次電流と二次電流から銅損を求め, さらにフェライトコアのデータシートより鉄損を求めて算定した。

提案する制御法を適用することにより, 従来の IGBT とダイオードを用いた交流スイッチにより本回路を構成して

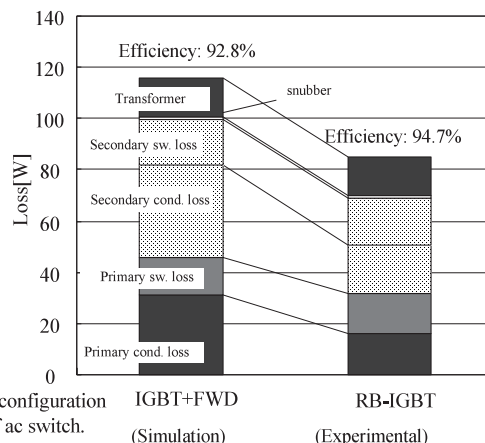


図 10 損失分離 (定格出力時)

Fig. 10. Analysis of converter loss (rated load).

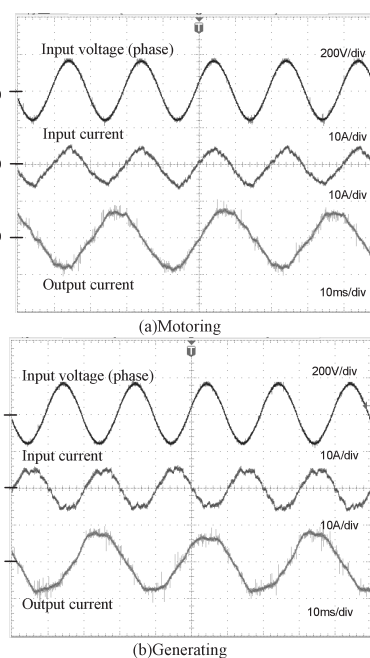


図 11 モータ駆動時の波形

Fig. 11. Waveforms of proposed converter (Load: induction motor).

も 92% 以上の効率が得られる。さらに逆阻止 IGBT を適用することにより, 約 95% まで効率を高めることができ, 損失を約 2/3 以下にできる。図 1 に示すシステムでは, 90% 前後の効率であることから, 逆阻止形 IGBT を交流交流直接形電力変換器へ適用することにより, 損失を約 1/2 にできる。

図 11 に 1.5 kW 汎用誘導機を負荷として実験を行ったときの入力相電圧及び入出力電流波形を示す。出力周波数 33 Hz でモータの制御は簡単のため V/f 一定制御で行っている。モータを駆動及び再生動作させ, 本システムは両方向のパワーフローが実現できることを確認した。このときの入出力電流波形は, 正弦波が得られる。図 11 に生じているひずみは転流に伴う電圧誤差の影響が考えられる。これを低減するには, 電流フィードバックや誤差電圧補償が

有効である。

## 6. まとめ

本論文では、高周波リンクコンバータを交流直接変換回路を用いて構成し、仮想 AC/DC/AC 変換を応用した高効率化制御方法を提案した。1.5 kW の装置を試作し、提案方式の有効性を実験により検証し、以下のことを確認した。

- (1) 入力電流と出力電流の T.H.D はそれぞれ 2.6%, 3.6%, 力率 99%以上, 最高効率率は 94.7%を達成できる。
- (2) 両方向のエネルギーフローを実現でき, 良好な入出力電流波形を得られる。

以上のことから, 直接形電力変換器を用いた AC リンクコンバータは絶縁形の電力変換器としては非常に高効率であり, 実用的な分散型電源用の系統連系用電力変換器として期待できる。

なお, 本研究の一部は平成 17 年度産業技術研究助成事業の支援を受けており, 関係各位に感謝の意を表します。

(平成 18 年 9 月 22 日受付, 平成 19 年 1 月 17 日再受付)

## 文 献

- (1) Y. Okuma, S. Igarashi, and K. Kuroki: "Novel Three-phase SMR Converter", *IEEJ*, Vol.114-D, No.5, pp.544-550 (1994-5) (in Japanese)  
大熊康浩・五十嵐征輝・黒木一男:「新方式三相 SMR コンバータ」, 電学論 D, **114**, 5, pp.544-550 (1994-5)
- (2) K. Inagaki and S. Okuma: "High Frequency Link DC/AC Converter using a Three-Phase Output PWM Controlled Cycloconverter", *IEEJ Trans. IA*, Vol.112-D, No.6, pp.545-552 (1992-6) (in Japanese)  
稲垣克久・大熊 繁:「三相出力 PWM 制御サイクロコンバータを用いた高周波リンク DC/AC コンバータ」, 電学論 D, **112**, 6, pp.545-552 (1992-6)
- (3) M. Matsui, N. Motizuki, and T. Ishizaki: "Sunber less method for high-frequency link DC/AC converter", SPC-93-10 (1993) (in Japanese)  
松井幹彦・望月将之・石崎忠司:「高周波リンク DC/AC コンバータのスナバレス化—自己消磁素子の自然転流 ZCS 運転—」, SPC-93-10 (1993)
- (4) M. Michihira, T. Ota, M. Park, T. Funaki, Z. Kawasaki, and K. Matsu-ura: "Operation analysis of high-frequency AC link three-phase DC-AC converter applying phase-shift PWM control in secondary side", *IEEJ Trans. IA*, Vol.119-D, No.5, pp.659-669 (1999-5) (in Japanese)  
道平雅一・大田貴之・朴 敏遠・舟木 剛・河崎善一郎・松浦慶士:「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**, 5, pp.659-669 (1999-5)
- (5) J. Wei, M. Ishida, and T. Hori: "Improved Realtime Output Voltage Control of Series-Resonant High-Frequency AC-Linked DC-AC Converter", *IEEJ Trans. IA*, Vol.119-D, No.5, pp.690-698 (1999-5) (in Japanese)  
魏 金声・石田宗秋・堀 孝正:「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**, 5, pp.690-698 (1999-5)
- (6) D. Matsumura, J. Itoh, and S. Kondo: "A Loss reduction method of High Frequency AC Link Converter Based on Direct Type Power Converter", Proc. IEE Conf. Japan (2005) (in Japanese)  
松村大祐・伊東淳一・近藤正示:「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」, 電学全大 (2005)
- (7) T. Iida and J. Itoh: "A Control Method for High-Frequency AC link Converter Based on Direct type Power Converter", SPC-05-134, LD-05-91 (2005) (in Japanese)  
飯田貴志・伊東淳一:「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制御法」, SPC-05-134, LD-05-91 (2005)
- (8) J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, K. Sato, A. Odaka, and N. Eguchi: "A Control Method for the Matrix Converter Based on Virtual AC/DC/AC Conversion Using Carrier Comparison Method", *IEEJ Trans. IA*, Vol.124-D, No.5, pp.457-463 (2004-5) (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**, 5, pp.457-463 (2004-5)
- (9) M. Takei, A. Odaka, and H. Fujimoto: "Application technique of Reverse blocking IGBT", Fuji review, Vol.75, No.8, pp.445-448 (2002) (in Japanese)  
武井 学・小高章弘・藤本 久:「逆阻止 IGBT の適用技術」, 富士時報, Vol.75, No.8, pp.445-448 (2002)
- (10) P.W. Wheeler, J. Rodriguez, J.C. Clare, and L. Empringham: "Matrix Converter: A Technology Review", *IEEE Trans. IE*, Vol.49, No.2, pp.274-288 (2002)
- (11) A. Odaka, J. Itoh, I. Sato, H. Ohguchi, H. Kodachi, N. Eguchi, and H. Umida: "An Application Technique of a Novel IGBT with Reverse Blocking Capability for a Direct Linked Type Converter", Conference Record of Industry Appreciation Society Annual Meeting (2004)

伊 東 淳 一 (正員) 1972 年生。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助教授。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)。



飯 田 貴 志 (正員) 1982 年生。2004 年 3 月長岡技術科学大学卒業。同年 4 月同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, 2006 年 3 月同専攻を修了し, 同年 4 月富士電機アドバンステクノロジー (株) に入社。在学中は主に電力変換器に関する研究に従事。



松 村 大 祐 (非会員) 1981 年生。2005 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 月ヤマハ発動機 (株) に入社。現在に至る。在学中は主に電力変換器に関する研究に従事。

