

# 三相インバータの力率変動に対応した入力電流 高調波を低減するキャリア比較二相変調

学生員 西澤 是呂久 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

正員 小高 章弘 上級会員 鳥羽 章夫 フェロー 海田 英俊 (富士電機株式会社)

## Input Current Harmonics Reduction for Three-phase VSI over Wide Load Power Factor Range using Carrier-Comparison PWM based Discontinuous PWM

Koroku Nishizawa, Student member, Jun-ichi Itoh, Senior member (Nagaoka University of Technology)  
Akihiro Odaka, Member, Akio Toba, Senior member, Hidetoshi Umida, Fellow (Fuji Electric Co., Ltd.)

This paper proposes new discontinuous PWM (DPWM) in order to reduce input current harmonics of VSI over wide load power factor range. This modulation method, which needed only one carrier, contributes to a long lifetime of smoothing capacitors in a motor drive system. By realizing this modulation method with only one carrier, a high cost hardware such as FPGA was not necessary. The input current harmonics are reduced even when the load power factor changes by adding an offset to voltage references of conventional DPWM, and shifting two unclamped voltage references in every half control period. The experimental verification clarified that the proposed DPWM reduces the input current harmonics by 18.4% at most at the modulation index of 0.705 and load power factor of 0.819.

キーワード：二相変調，2 レベル電圧源インバータ，入力電流高調波

**Keywords** : Discontinuous PWM, Two-level voltage source inverter, Input current harmonics

### 1. はじめに

近年、電動機駆動用インバータの長寿命化を目的とした研究が盛んに行われている<sup>(1)-(2)</sup>。電動機駆動用インバータでは直流中間部の平滑コンデンサとして、電解コンデンサが一般的に用いられる。しかし、インバータの入力電流に含まれる高調波成分が流入することで、電解液が発熱・蒸発するため、電解コンデンサの寿命がシステム全体の寿命に大きく影響を及ぼす。そのため、長寿命化のためには平滑コンデンサに流入する高調波電流を小さくすれば良い。

従来から、2 レベル三相インバータの直流中間部に発生する、スイッチング周波数成分の高調波電流を低減するための変調方式が提案されている<sup>(1)-(2)</sup>。インバータのゼロベクトル適用期間が可能な限り短くなるように電圧ベクトルを選択することで、高負荷力率時にインバータ入力電流高調波を低減することができる。ただし、この変調方式では出力相電流の位相情報を考慮せずに、電圧指令値のみを基にスイッチング信号を生成しているため、負荷力率が低下した時に入力電流高調波を低減できない問題がある。そのため、この変調方式は負荷力率の変動が大きな電動機駆動用インバ

ータへは、限定的にしか適用することができない。

これまでに著者らは、負荷力率の変動に対応して常に入力電流高調波を低減可能な空間ベクトル変調(SVPWM : Space Vector PWM)を提案し、実機実験にてその有用性を確認している<sup>(3)-(4)</sup>。本変調方式では、出力相電流の位相情報を考慮し、その負荷力率条件で入力電流高調波が最小となるスイッチング信号を生成する。ただし、その最適化されたスイッチング信号を実現するためには制御周期毎に電圧ベクトルの出力順を調整する必要があるため、提案 SVPWM ではデジタルハードウェアに制約がある。

本論文では、インバータ入力電流高調波を低減するための、新たなキャリア比較二相変調を提案する。本変調方式は、一つのキャリアのみで変調波とのキャリア比較を行うため汎用マイコンで演算することができる。提案二相変調を適用することで、インバータ入力電流高調波を最大 18.4% 低減できることを確認したので報告する。

### 2. 入力電流高調波を低減する提案二相変調方式

〈2・1〉従来のキャリア比較二相変調 図1に変調率 0.8 の時の三相変調(CPWM : Continuous PWM)波および二相変調

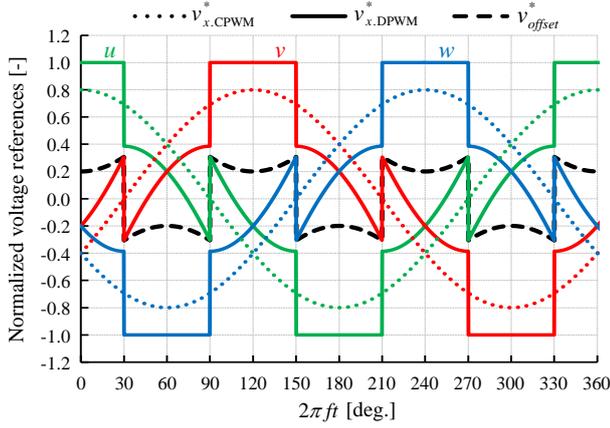


Fig. 1. Normalized voltage references of CPWM, conventional DPWM and offset at  $m = 0.8$ .

(DPWM: Discontinuous PWM)波を示す。二相変調波は三相変調波に下記オフセットを重畳させることで得られる<sup>(5)</sup>。

$$\begin{aligned} v_{u,CPWM}^* &= m \cdot \cos(2\pi ft) \\ v_{v,CPWM}^* &= m \cdot \cos(2\pi ft - 2\pi/3) \dots\dots\dots (1) \\ v_{w,CPWM}^* &= m \cdot \cos(2\pi ft + 2\pi/3) \end{aligned}$$

$$v_{x,DPWM}^* = v_{x,CPWM}^* + v_{offset}^* \quad (x = u, v, w) \dots\dots\dots (2)$$

$$v_{offset}^* = \begin{cases} 1 - |v_{max}| & \text{if } |v_{max}| \geq |v_{min}| \\ -1 + |v_{min}| & \text{if } |v_{min}| < |v_{max}| \end{cases} \dots\dots\dots (3)$$

and  $\begin{cases} v_{max} = \max[v_{u,CPWM}^*, v_{v,CPWM}^*, v_{w,CPWM}^*] \\ v_{min} = \min[v_{u,CPWM}^*, v_{v,CPWM}^*, v_{w,CPWM}^*] \end{cases}$

ここで、 $m$ は変調率、 $f$ は基本波周波数を意味する。  
図2に従来DPWM適用時のインバータ入力電流瞬時値およびスイッチング関数を示す。変調率は0.8、位相角は $50^\circ$ 、負荷力率は1としている。入力電流瞬時値はスイッチング関数 $s_x$ と出力相電流 $i_x$ を用いて下式により求められる。

$$i_{DC.in} = \sum_{x=u,v,w} (s_x \times i_x) \dots\dots\dots (4)$$

制御周期1周期分に着目した平滑コンデンサに流入するリップル電流実効値は、インバータ入力電流実効値と平均値の差分として(5)式で示される。

$$i_{C,RMS}(T_s) = \sqrt{i_{DC.in,RMS}^2(T_s) - \bar{i}_{DC.in}^2}$$

and  $\begin{cases} i_{DC.in,RMS}(T_s) = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} i_{DC.in}^2 dt} \dots\dots\dots (5) \\ \bar{i}_{DC.in} = \frac{3}{4} m \cdot I_m \cos \varphi \end{cases}$

ここで、 $T_s$ は制御周期、 $I_m$ は出力相電流最大値、 $\varphi$ は負荷力率角を意味する。(5)式より、インバータ入力電流瞬時値が平均値に対して変動するほど、平滑コンデンサに流入する高調波電流も大きくなるのがわかる。その変動は図2の灰色領域で示される<sup>(6)</sup>。従来DPWMではスイッチング関数のオン期間の中心と制御周期の中心が一致しているため、ゲートパルスの重複期間が最長となる。その結果、入力電流瞬

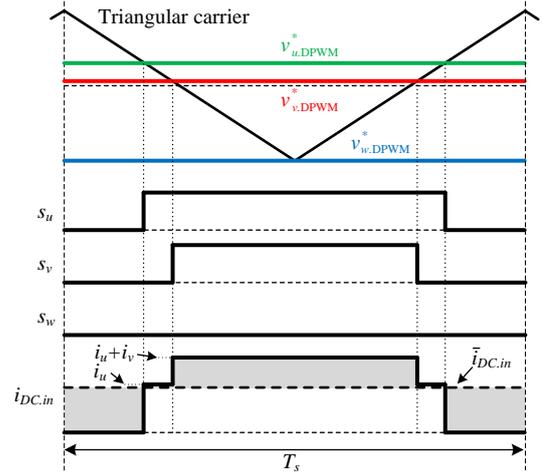


Fig. 2. Instantaneous waveform of input current and switching functions with conventional DPWM at  $m = 0.8$ ,  $2\pi ft = 50 \text{ deg.}$ ,  $\cos \varphi = 1$ .

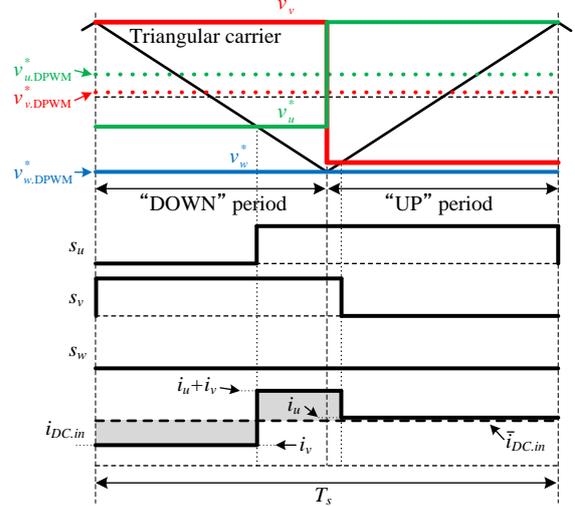


Fig. 3. Instantaneous waveform of input current and switching functions with proposed DPWM at  $m = 0.8$ ,  $2\pi ft = 50 \text{ deg.}$ ,  $\cos \varphi = 1$ .

時値の平均値に対する変動が大きくなり、平滑コンデンサに流入する高調波電流も大きくなってしまふ。

〈2-2〉 提案するキャリア比較二相変調 図3に提案DPWM適用時の入力電流瞬時値およびスイッチング関数を示す。本変調方式は、汎用マイコンにおいてキャリアの山と谷で電圧指令値が更新可能という前提に基づく。入力電流高調波を低減するため、提案DPWMでは変調波を下記の手順で生成する。

1. 制御周期を“DOWN”と“UP”の二つの期間に分割
2. 非クランプ相の2つの変調波(図3における $v_{u,DPWM}^*$ ,  $v_{v,DPWM}^*$ )が交互に1もしくは-1にクランプするように下式に基づきシフト

- “DOWN” 期間

$$v_a^* = \begin{cases} 2v_{a,DPWM}^* - 1 & \text{if } v_{a,DPWM}^* \geq 0, \\ -1 & \text{if } v_{a,DPWM}^* < 0. \end{cases} \dots\dots\dots (6)$$

$$v_b^* = \begin{cases} 1 & \text{if } v_{b,DPWM}^* \geq 0, \\ 2v_{b,DPWM}^* + 1 & \text{if } v_{b,DPWM}^* < 0. \end{cases}$$

TABLE I  
SECTOR DEFINITIONS OF PROPOSED DPWM.

Sector	Current polarity (P: Positive, N: Negative)			Optimized clamped value $K_{OCV}$
	$i_u$	$i_v$	$i_w$	
A	P	N	N	1
B	P	P	N	-1
C	N	P	N	1
D	N	P	P	-1
E	N	N	P	1
F	P	N	P	-1

● “UP” 期間

$$v_a^* = \begin{cases} 1 & \text{if } v_{a,DPWM}^* \geq 0, \\ 2v_{a,DPWM}^* + 1 & \text{if } v_{a,DPWM}^* < 0. \end{cases} \dots\dots\dots (7)$$

$$v_b^* = \begin{cases} 2v_{b,DPWM}^* + 1 & \text{if } v_{b,DPWM}^* \geq 0, \\ -1 & \text{if } v_{b,DPWM}^* < 0. \end{cases}$$

ここで、 $a$  および  $b$  は非クランプ相(図3における  $u$  相および  $w$  相)、 $v_a^*$  および  $v_b^*$  は提案 DPWM におけるシフトされた変調波を意味する。また、シフトされた変調波の制御周期での平均値は元の従来 DPWM の変調波と変わらない。

キャリアの半周期ごとにシフトした変調波を一つのキャリアと比較することで、ゲートパルスの重複期間が短くなり、結果として入力電流高調波を低減することができる。

表 1 に出力相電流の極性の組み合わせより決定する提案セクタの定義を示す。入力電流瞬時値の値が(4)式より出力相電流に起因することから、入力電流高調波の低減効果は負荷力率に依存してしまう。そこで、本変調方式では負荷力率自体は検出せずに、電流の極性情報のみを検知することで力率変動に対応する。

図4に負荷力率0.966 ( $\phi = 15 \text{ deg.}$ )における提案 DPWM の電圧指令値を示す。負荷力率の変動に対応するため、始めに従来の二相変調波  $v_{x,DPWM}^*$  ( $x = u, v, w$ ) にオフセット  $v_{offset,2}^*$  を重畳させ、 $v_{x,PDPWM}^*$  を得る。ここで、重畳されるオフセット  $v_{offset,2}^*$  は、出力相電流極性に基づいて決定される。 $i_u$  と  $i_v$  が正、 $i_w$  が負であるセクタ B を例とすると、入力電流瞬時値の平均値に対する変動を小さくするためには、唯一極性が異なる  $w$  相のスイッチング関数は0であることが望ましい。そこで、セクタ B においては、 $w$  相の変調波が-1にクランプするような  $v_{offset,2}^*$  を  $v_{x,DPWM}^*$  に対して下式の通りに重畳させることで、 $v_{x,PDPWM}^*$  を得る。

$$v_{x,PDPWM}^* = v_{x,DPWM}^* + v_{offset,2}^* \quad (x = u, v, w)$$

$$\text{and } v_{offset,2}^* = \begin{cases} K_{OCV} - v_{u,PWM}^* & \text{if sector= A, D} \\ K_{OCV} - v_{v,PWM}^* & \text{if sector= B, E} \\ K_{OCV} - v_{w,PWM}^* & \text{if sector= C, F} \end{cases} \quad (8)$$

ここで、 $K_{OCV}$  は各提案セクタにて唯一極性が異なる相の変調波がクランプされるべき値を意味し、表 1 にその値を示す。最後に、 $v_{x,PDPWM}^*$  の内クランプしていない二相分の変調波を(6)、(7)式に基づいてキャリアの半周期ごとにシフトすることで提案変調波  $v_x^*$  を得る。

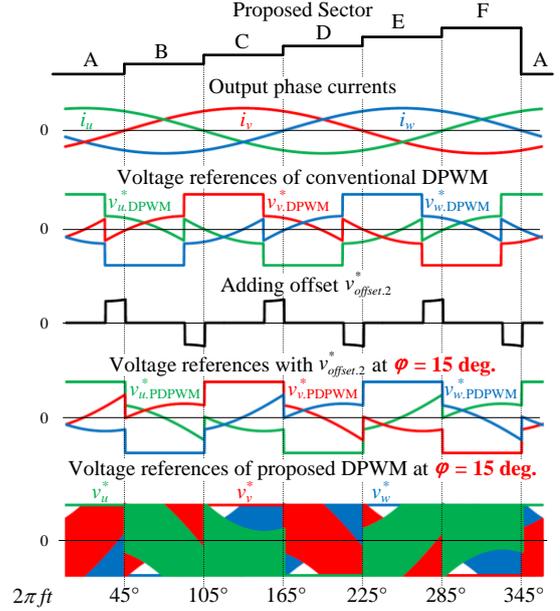


Fig. 4. Proposed voltage references at  $m = 0.8, \cos \phi = 0.966$ .

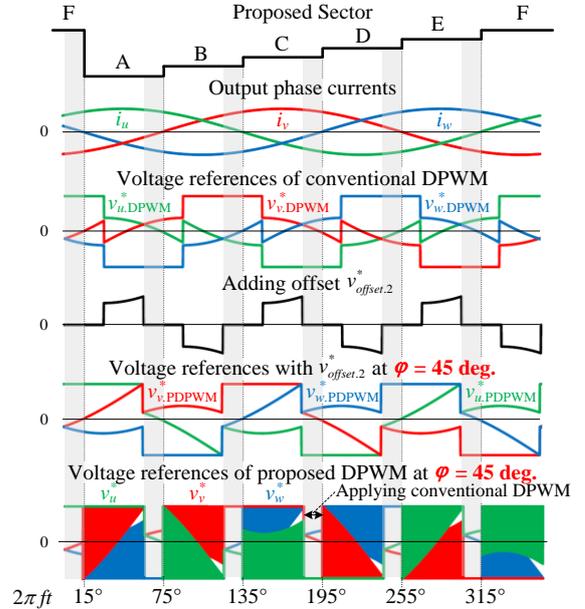


Fig. 5. Proposed voltage references at  $m = 0.8, \cos \phi = 0.707$ .

図5に負荷力率0.707 ( $\phi = 45 \text{ deg.}$ )における提案 DPWM の電圧指令値を示す。負荷力率が0.866より低下した場合、(8)式に基づいて  $v_{offset,2}^*$  を重畳させることにより  $v_{x,PDPWM}^*$  の絶対値が1を超える期間が生じる。過変調動作を避けるため、その期間は図5の灰色で示された期間のように従来の二相変調波を適用する。また、その期間で変調波のシフトは、反対に入力電流高調波を増加させるため実施しない。

### 3. 実機検証

〈3・1〉 入力電流高調波 図6に各 DPWM 適用時の三相誘導電動機の駆動試験結果を示す。使用している誘導機の定格出力は3.7 kWである。また、スイッチング周波数は10 kHzである。提案 DPWM を適用することで、入力電流  $i_{DC.in}$  の裁断幅が低減している。それに対して、出力線間電圧

$v_{inv}$  ではスイッチング周波数成分の高調波が悪化している。

図7に入力電流の高調波スペクトルを示す。縦軸の100%は出力相電流最大値  $I_m$  を意味する。提案 DPWM を適用することで、スイッチング周波数成分が5.49%低減している。

図8に各 DPWM 適用時の入力電流高調波解析結果を示す。入力電流高調波は、入力電流高調波実効値  $I_{DC.in(RMS)}$  を出力相電流最大値  $I_m$  で基準化した値  $I_{DC.in(p.u.)}$  より評価する。

$$I_{DC.in(p.u.)} = \frac{I_{DC.in(RMS)}}{I_m} = \frac{1}{I_m} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{1}{\sqrt{2}} i_{DC.in,k} \right)^2} \dots\dots\dots (9)$$

ここで、 $i_{DC.in,k}$  は入力電流高調波の  $k$  次成分である。基本波周波数は定格負荷で50Hzである。高調波成分はスイッチング周波数の20次までを考慮している。入力電流高調波は、従来 DPWM 適用時、負荷力率0.819、変調率0.705で最大となる。それに対し、提案 DPWM を適用することで入力電流高調波を18.4%低減できることを確認した。また、負荷力率が悪化した条件(負荷力率角  $\varphi = 45^\circ, 75^\circ$ )においても入力電流高調波を低減できることを確認した。

〈3・2〉出力電流高調波 図10に負荷力率0.819の場合における各 DPWM 適用時の出力相電流全高調波歪(THD)を示す。ここでは、基本波成分の40次までの高調波を考慮している。図6より、提案 DPWM では、入力電流高調波を低減できるがそれに背反して、出力電圧高調波は悪化する。ただし、低減および悪化の対象となる高調波はスイッチング周波数成分であり、低次高調波への影響は少ない。そのため、提案 DPWM を適用したとしても、出力電流の歪は従来 DPWM 適用時と同程度となる。

#### 4. まとめ

本論文では、三相2レベルインバータの入力電流高調波を広負荷力率範囲で低減するためのキャリア比較二相変調を提案し、実機実験による検証を行った。提案 DPWM は、電動機駆動インバータの平滑コンデンサの長寿命化に寄与する。また、一つのキャリアのみで実現することで、FPGA などの高コストコントローラが必要ないという特徴がある。本論文では始めに、入力電流高調波を低減するための変調波の生成方法を示した。次に、電動機駆動インバータ特有の広い負荷力率範囲に対応するため、出力相電流の極性情報を用いて変調波にオフセットを重畳させる手法を示した。最後に、三相誘導電動機を用いた実機実験を行い、負荷力率0.819の場合で入力電流高調波を18.4%低減できることを確認した。

#### 文 献

(1) J. Hobraiche, J.-P. Vilain, P. Macret, and N. Patin : "A New PWM Strategy to Reduce the Inverter Input Current Ripples," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 24, no. 1, pp. 172-180 (2009).  
(2) T. D. Nguyen, N. Patin, and G. Friedrich : "Extended Double Carrier PWM Strategy Dedicated to RMS Current Reduction in DC Link Capacitors of Three-Phase Inverters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 396-406 (2014).

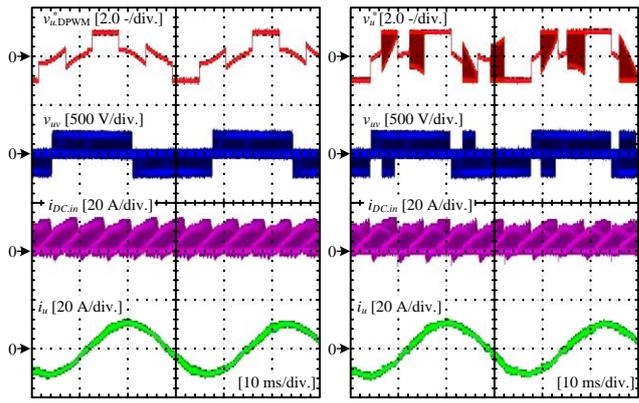


Fig. 6. Experimental waveforms at  $m = 0.705$  and  $\cos \varphi = 0.819$ .

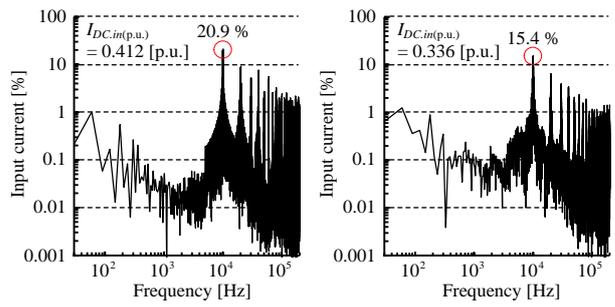


Fig. 7. Harmonic spectrum of input current at  $m = 0.705$ ,  $\cos \varphi = 0.819$ , and fundamental frequency  $f = 30$  Hz.

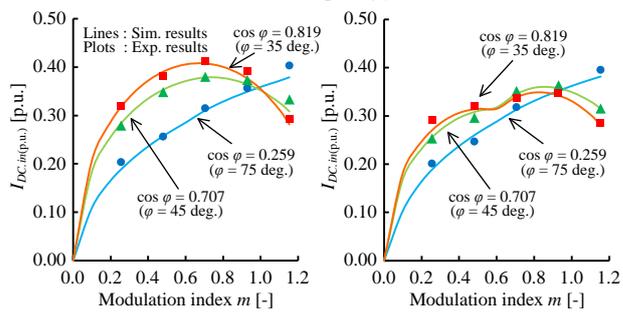


Fig. 8. Input current harmonics analysis results.

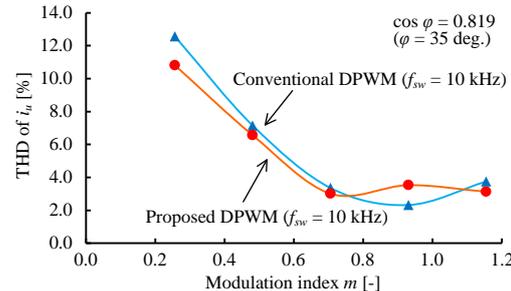


Fig. 9. Total harmonic distortion of  $i_u$  at  $\cos \varphi = 0.819$ .

(3) 西澤, 折川, 伊東, 小高, 鳥羽, 海田 : 「三相インバータの力率変動に対応した入力電流高調波を低減する空間ベクトル変調の実機検証」, 平成28年電気学会全国大会, Vol. 4, No. 086 (2016).  
(4) K. Nishizawa, J. Itoh, A. Odaka, A. Toba, and H. Umida : "Reduction of Input Current Harmonics based on Space Vector Modulation for Three-phase VSI with varied Power Factor," *IEEE ECCE2016 Conf.*, EC-0318 (2016).  
(5) M. H. Bierhoff and F. W. Fuchs : "DC-Link Harmonics of Three-Phase Voltage-Source Converters Influenced by the Pulsewidth-Modulation Strategy-An Analysis," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 5, pp. 2085-2092 (2008).  
(6) 長谷川, 竹下 : 「マトリックスコンバータの出力電圧高調波を最小化するPWM制御法」, 電学論D, vol. 130, no. 12, pp. 1363-1370 (2010).