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三相変調

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　藤田　悟　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 Continuous PWM

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

This paper proposes new continuous PWM (CPWM) 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 shifting the voltage references in every half control period. The experimental verification clarified that the proposed CPWM reduces the input current harmonics by 24.2% at most at the modulation index of 0.550 and load power factor of 0.866.

キーワード：三相変調，2 レベル電圧源インバータ，入力電流高調波
Keywords：Continuous 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(1)-(2)。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スイッチング周波数高調波が流入することで，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。そこで，文献(1)-(2)では，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し，高負荷力率時にスイッチング高調波を低減する変調方式を提案している。ただし，この変調方式では負荷状態を考慮せずに，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キャリア比較二相変調(DPWM：Discontinuous PWM)を提案し，実機実験にてその有用性を確認している(3)。本 DPWM では，二相変調波の内，非クランプである 2 相分の変調波をキャリアの半周期毎にシフトすることで，入力電流高調波を低減する。また，負荷状態に合わせてクランプ相を変えることで負荷力率の変動に対応しながら高調波低減が可能である。ただし，本 DPWM では，スイッチング回数が三相変調と比べて少なく，さらに変調波をシフトすることに起因して，インバータ出力高調波が悪化するため，モータトルクリプル等の問題を引き起こす。

本論文では，インバータ出力高調波の悪化を抑えつつ，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三相変調を提案する。提案三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 24.2%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三相変調方式

〈2･1〉 従来のキャリア比較三相変調 図 1 に変調率 0.7，負荷力率 0.707 の時の従来三相変調(CPWM : Continuous PWM)変調波および出力相電流を示す。従来 CPWM 変調波 $v^*_{x.CPWM}$ ($x = u, v, w$)は三相交流波形であり，キャリアの振幅で正規化した変調波の振幅を変調率 m と定義する。

図 2 に一例として従来 CPWM 適用時における位相角 25° 時点の制御周期中の $v^*_{x.CPWM}$，スイッチング関数 s_x，および入力電流 $i_{DC.in}$ 波形を示す。入力電流は，上アームがオンである相電流 i_x の重ね合わせとして下式により求められる。

$$i_{DC.in} = \sum_{x=u,v,w} (s_x \times i_x). \quad \cdots\cdots (1)$$

図 2 における入力電流波形の灰色領域の面積は，制御周期間に平滑コンデンサに流入する電流実効値 $i_{C.RMS}(T_s)$に対応し[4]，下式に相当する。

$$i_{C.RMS}(T_s) = \sqrt{i^2_{DC.in.RMS}(T_s) - i^2_{DC.in_ave}},$$
$$\text{and} \begin{cases} i_{DC.in.RMS}(T_s) = \sqrt{\dfrac{1}{T_s}\displaystyle\int_0^{T_s} i^2_{DC.in} dt} \\ i_{DC.in_ave} = \dfrac{3}{4} m \cdot I_m \cos\phi \end{cases}. \quad \cdots\cdots (2)$$

ここで，T_s は制御周期，I_m は出力相電流最大値，φ は負荷力率角を意味する。従来 CPWM では，スイッチング関数のオン期間の中心が三相で一致するため，オン期間の重複が最長となる。これにより，入力電流瞬時値 $i_{DC.in}$ が平均値 $i_{DC.in_ave}$ に対して大きく変動するため，平滑コンデンサ電流実効値に相当する灰色領域も大きくなる。

〈2･2〉 変調波および相電流の極性が等しい場合の平滑コンデンサ電流実効値低減 PWM (1)～(2)式より，平滑コンデンサ電流実効値はスイッチング関数およびインバータ相電流によって変化する。そこで，変調波の極性と相電流の方向の関係毎に，適切にスイッチング関数のオン期間を制御周期中でシフトさせることでコンデンサ電流実効値を低減する。本節では，変調波 $v^*_{x.CPWM}$ の極性と相電流 i_x の方向が一致する期間，具体的には図 1 における電圧セクタ I ($v^*_{u.CPWM} > 0$, $v^*_{v.CPWM} < 0$, $v^*_{w.CPWM} < 0$)と電流セクタ A ($i_u > 0$, $i_v < 0$, $i_w < 0$)が重なる位相角 15°～30°の期間に着目する。

図 3 に位相角 25° 時点の制御周期中の提案変調波 $v^*_{x.PCPWM}$，スイッチング関数，および入力電流波形を示す。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。提案変調波は，従来 CPWM の変調波を，下式に基づいてキャリア半周期毎に交互に正負にシフトすることで生成する。

$$\begin{cases} v^*_{xp} = (2 - A_x) \cdot v^*_{x.CPWM} + A_x - 1 \\ v^*_{xn} = A_x \cdot (v^*_{x.CPWM} - 1) + 1 \end{cases} \quad (\text{if } v^*_{x.CPWM} \geq 0),$$
$$\begin{cases} v^*_{xp} = A_x \cdot (v^*_{x.CPWM} + 1) - 1 \\ v^*_{xn} = (2 - A_x) \cdot v^*_{x.CPWM} - A_x + 1 \end{cases} \quad (\text{if } v^*_{x.CPWM} < 0). \quad \cdots\cdots (3)$$

ここで，v^*_{xp} および v^*_{xn} はそれぞれ正側・負側にシフトされた変調波，A_x は従来 CPWM 変調波との乖離度合である。平滑コンデンサ電流実効値を低減するため，初めに相電流の内，唯一電流方向の異なる相に着目する。図 3 の例では，i_u のみ方向が正であるため，s_u が制御周期中で s_v および s_w を内包することで，$i_{DC.in}$ が $i_{DC.in_ave}$ に対して大きな差異が発生するスイッチングパターンを回避する。次に，残りの s_v および s_w については重複を短くすることで，$i_{DC.in}$ が $i_{DC.in_ave}$ と近い値を取るスイッチングパターン適用時間を増やすことができる。これらのスイッチング関数の条件を満たすため，唯一電流方向が正である U 相変調波は，残り二相の変調波

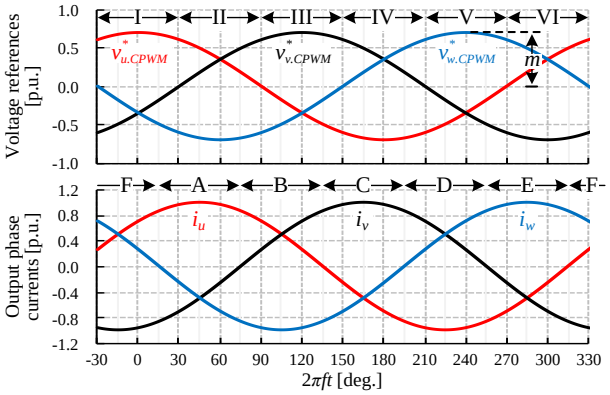


Fig. 1. Continuous voltage references and output phase currents at m = 0.7, cos φ = 0.707. The sectors I-VI and A-F are determined by the polarities of three-phase voltage references and output phase currents, respectively.

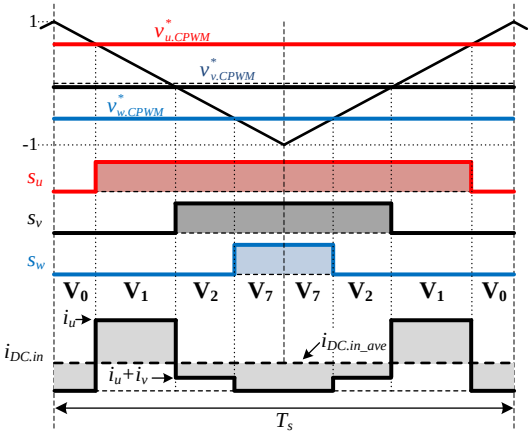


Fig. 2. Zoomed-in waveforms of $v^*_{x.CPWM}$, switching functions, and $i_{DC.in}$ at $2\pi ft$ = 25 deg., m = 0.7, and cos φ = 0.707.

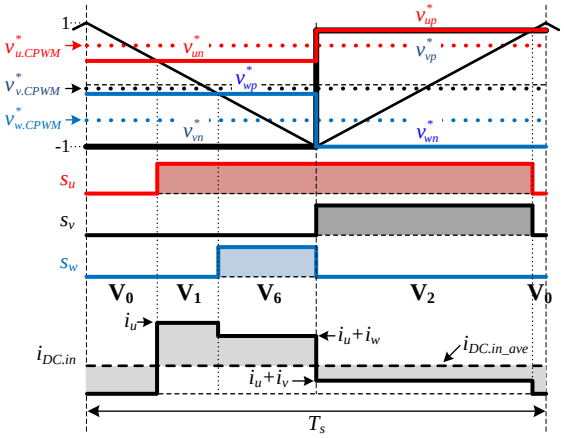


Fig. 3. Zoomed-in waveforms of voltage references of proposed CPWM $v^*_{x.PCPWM}$, switching functions, and $i_{DC.in}$ at $2\pi ft$ = 25 deg., m = 0.7, and cos φ = 0.707.

の内大きな V 相変調波と同じタイミングで正側にシフトし，常に最大とする。また，U 相以外の V・W 相変調波は，交互に正側にシフトする。その結果，入力電流瞬時値の平均値に対する変動を抑え，コンデンサ電流実効値に相当する灰色領域を小さくできる。

〈2･3〉　変調波および相電流の極性が異なる場合の平滑コンデンサ電流実効値低減 PWM　図 4 に位相角-20°時点の制御周期中の提案変調波，スイッチング関数，および入力電流波形を示す。本節では，変調波 $v^*_{x.CPWM}$ の極性と相電流 i_x の方向が一致しない期間，具体的には図 1 における電圧セクタ I ($v^*_{u.CPWM} > 0$, $v^*_{v.CPWM} < 0$, $v^*_{w.CPWM} < 0$)と電流セクタ F ($i_u > 0$, $i_v < 0$, $i_w > 0$)が重なる位相角-30°～15°の期間に着目する。図 4 の例では，i_v のみ方向が負である。この場合，s_v を制御周期中で s_u および s_w に内包させることで，$i_{DC.in}$ が $i_{DC.in_ave}$ に対して大きな差異が発生するスイッチングパターンを回避する。この条件を満たすため，唯一電流方向が負である V 相変調波は，残り二相の変調波の内小さな W 相変調波と同じタイミングで負側にシフトし，常に最小とする。残り二相の変調波操作は 2.2 節と同様である。

ただし，位相角 0°～15°の期間においては，V 相変調波が最小とならないため，変調波シフトにより反対に平滑コンデンサ電流実効値を悪化させるスイッチングパターンが発生する。そのため，この期間では従来 CPWM を適用する。

〈2･4〉　出力電流高調波の評価　図 5 に従来および提案 CPWM 適用時の高調波磁束ベクトル軌跡を示す。スイッチング周波数モデルのモータ負荷を誘導性負荷 L とした場合，モータ高調波電流 $\mathbf{I_h}$ は，下式のように電圧指令ベクトル $\mathbf{V}^*$と出力電圧ベクトル $\mathbf{V_k}$ ($k = 0 \sim 7$)の瞬時誤差電圧ベクトル $\mathbf{V_{kh}}$ の時間積分(高調波磁束ベクトル $\boldsymbol{\lambda}_\mathbf{h}$)に比例する。

$$\boldsymbol{\lambda}_\mathbf{h} = L\mathbf{I_h} = \int_{NT_s}^{(N+1)T_s} \left(\mathbf{V_k} - \mathbf{V}^*\right) \cdot dt. \quad \cdots\cdots (4)$$

この高調波磁束ベクトルを，下式のように制御周期および基本波の 1/6 周期について実効値計算することで，負荷情報によらずに変調方式毎の出力電流高調波特性を評価することができる[5]。

$$\lambda_{RMS} = \sqrt{\frac{3}{\pi}\int_0^{\frac{\pi}{3}}\int_{NT_s}^{(N+1)T_s} \left\|\boldsymbol{\lambda}_\mathbf{h}\right\|^2 dt.d\theta}. \quad \cdots\cdots (5)$$

図 6 に各変調方式の高調波磁束実効値計算結果を示す。提案 CPWM を適用した場合，高調波磁束実効値が従来 CPWM と比較して悪化する。これは，図 5 からわかるように，平滑コンデンサ電流実効値を低減するためのスイッチングパターンにより電圧指令に対して瞬時誤差電圧が大きくなるためである。二相変調に基づいた平滑コンデンサ電流実効値低減 PWM[3]と比較すると，提案 CPWM により高調波磁束実効値を小さくできる。

3.　実機検証

〈3･1〉　入力電流高調波　図 7 に各 CPWM 適用時の定格 200 V，50 Hz，3.7 kW 三相誘導電動機の駆動試験結果を示す。スイッチング周波数は 10 kHz である。変調波をキャリア半周期毎にシフトすることで，入力電流波形の裁断幅が小さくなっている。

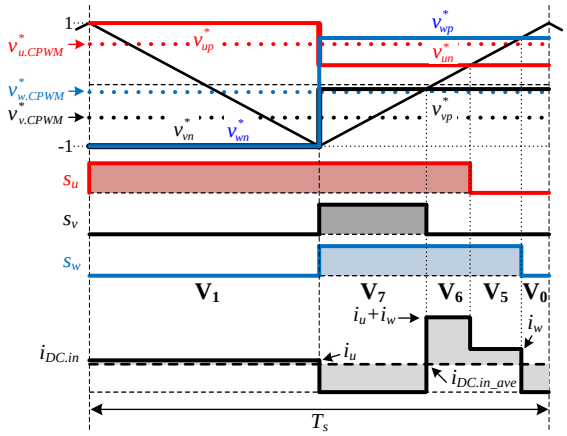
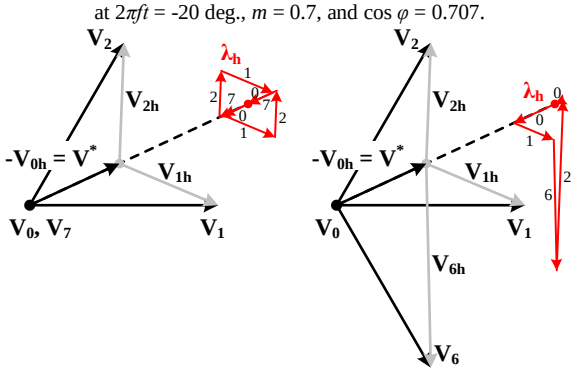


Fig. 4. Zoomed-in waveforms of $v^*_{x.PCPWM}$, switching functions, and $i_{DC.in}$ at $2\pi ft$ = -20 deg., m = 0.7, and cos φ = 0.707.



(a) Conventional CPWM　　(b) Proposed CPWM

Fig. 5. Harmonic flux trajectories at m = 0.7, $2\pi ft$ = 25 deg.

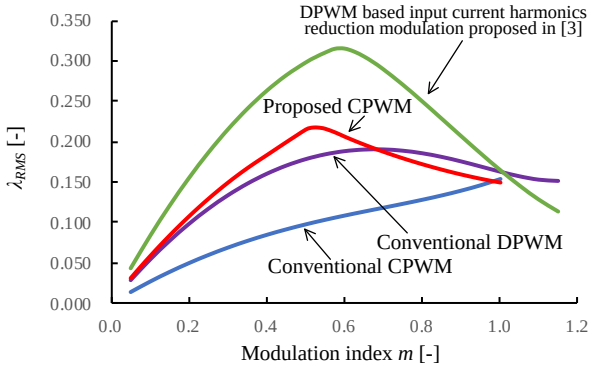
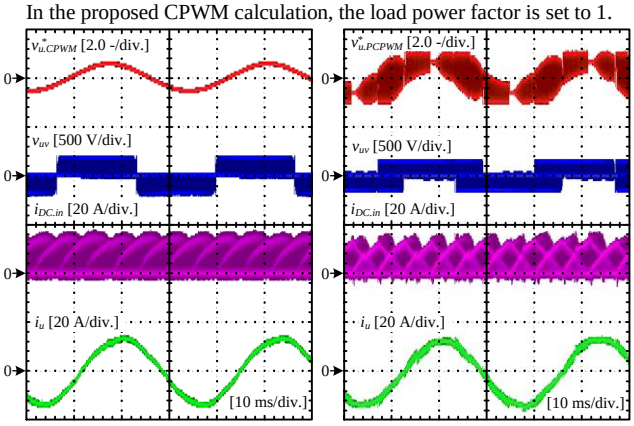


Fig. 6. Comparison of harmonic flux RMS value.
In the proposed CPWM calculation, the load power factor is set to 1.



(a) Conventional CPWM.　　(b) Proposed CPWM.

Fig. 7. Experimental waveforms at m = 0.550 and cos φ = 0.866.

図 8 に入力電流の高調波スペクトルを示す。提案 CPWM を適用することで最大高調波成分が 18.9%低減している。

図 9 に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を出力相電流最大値で下式のように基準化した値より評価する。

$$I_{DC.in(\mathrm{p.u.})} = \frac{I_{DC.in(\mathrm{RMS})}}{I_m} = \frac{1}{I_m}\sqrt{\sum_{k=1}\left(\frac{1}{\sqrt{2}}i_{DC.in,k}\right)^2} \quad \text{.....(6)}$$

ここで，$i_{DC.in,k}$ は入力電流高調波の k 次成分である。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。提案 CPWM を適用することで入力電流高調波を変調率 0.550，負荷力率 0.866 の時に最大 24.2%低減できることを確認した。また，負荷力率が変動した場合においても，入力電流高調波を低減できることを確認した。

〈3･2〉 平滑コンデンサ寿命比較 実機で使用している電解コンデンサ(NX シリーズ, nichicon)のリプル電流の周波数補正係数[6]を考慮したとしても，図 8 の実験条件における入力電流高調波は，従来 CPWM の場合 0.304 p.u.であるのに対し，提案 CPWM により 0.232 p.u.まで 23.4%低減できる。電解コンデンサの寿命はカタログ規定寿命 L_o と周囲温度，リプル電流および印加電圧による加速性の積で推定できる[7]。ここでは，リプル電流による加速性 F_I のみを考慮し，それ以外の加速性は 1 とおく。従来 CPWM 適用時の F_I を 1 と仮定した場合，各 CPWM 適用時の電解コンデンサ寿命は以下のように推定できる。

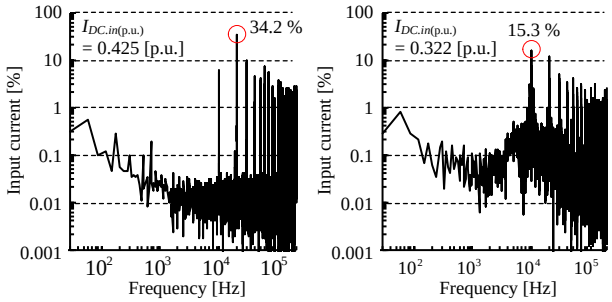
$$\begin{aligned} L_{n_CPWM} &= L_o \cdot F_I = L_o \cdot 1 = 5\,000\ \mathrm{h}. \\ L_{n_PCPWM} &= L_o \cdot F_I = L_o \cdot 1.33 = 6\,650\ \mathrm{h}. \end{aligned} \quad \text{.....(7)}$$

計算結果より，従来 CPWM と比較して提案 CPWM を適用することで平滑コンデンサの寿命を 1.33 倍に延長できる可能性を確認した。

〈3･3〉 出力電流高調波 図 10 に出力相電流 THD 解析結果を示す。ここでは，基本波成分の 40 次までの高調波成分を考慮している。本結果は図 6 に示した高調波磁束実効値の計算結果と近い特性を示している。提案 CPWM を適用することで，出力相電流 THD は従来 CPWM と比較して悪化する。ただし，二相変調に基づいた平滑コンデンサ電流実効値低減 PWM[3]と比較すると電流 THD は改善しており，従来 DPWM とほぼ同等の値となる。

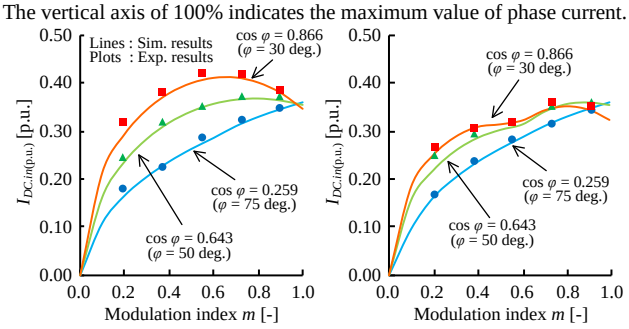
4. まとめ

本論文では，三相インバータの入力電流高調波を広負荷力率範囲で低減し，電動機駆動インバータの平滑コンデンサの長寿命化を達成するためのキャリア比較三相変調を提案した。一つのキャリアのみで変調を実現することで，汎用マイコンのみで実現できるという特徴がある。本論文ではまず，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，提案 CPWM では，インバータ出力電流高調波の悪化を従来 DPWM 程度に抑えつつ，入力電流高調波を低減できることを高調波磁束ベクトルの実効値評価により確認した。最後に，三相誘導電動機駆動試験を行い，入力電流高調波を最大 24.2%低減できることを確認した。これにより，従来 CPWM を適用した場合と比較して，電解コンデンサの寿命を 1.33 倍に延長できる可能性がある。



(a) Conventional CPWM. (b) Proposed CPWM.

Fig. 8. Harmonic spectrum of input current at m = 0.550, cos φ = 0.866. The fundamental freq. is 30 Hz and the switching freq. is 10 kHz. The vertical axis of 100% indicates the maximum value of phase current.



(a) Conventional CPWM. (b) Proposed CPWM.

Fig. 9. Input current harmonics analysis results.

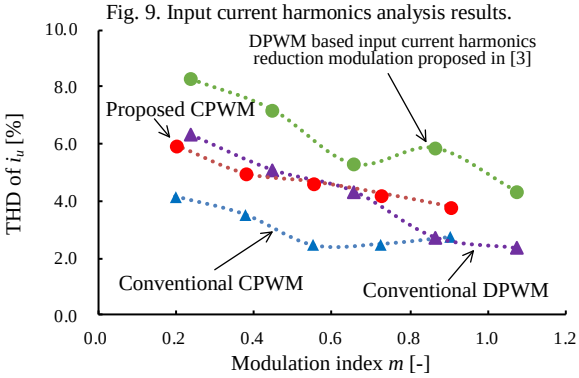


Fig. 10. Total harmonic distortion of i_u at cos φ = 0.866.

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)

(3) 西澤，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キャリア比較二相変調」，平成 29 年産業応用部門大会，No. 109, pp. 491-494 (2017)

(4) T. Takeshita, "Output Voltage Harmonics Suppression of Matrix Converters Using Instantaneous Effective Values," *IEEE ECCE 2010 Conf.*, 270_0839 (2010)

(5) A. M. Hava. R. J. Kerman, and T. Lipo. "Simple Analytical and Graphical Methods for Carrier-Based PWM-VSI Drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 14, no. 1, pp. 49-61 (1999)

(6) アルミニウム電解コンデンサ(NX シリーズ)データシート, Cat. 1000C, nichicon Corp., http://products.nichicon.co.jp/ja/pdf/xja043/nx.pdf

(7) アルミニウム電解コンデンサテクニカルノート, Cat. 1101G, nichicon Corp., http://www.nichicon.co.jp/lib/aluminum.pdf