

# 小型ジェットエンジン搭載無人航空機に適用する PWM コンバータ制御手法の開発

学生員 河村 和輝 上級会員 伊東 淳一 (長岡技術科学大学)

非会員 小式澤 広之 非会員 阿部 和幸 (YSEC 株式会社)

正員 大沼 喜也 (長岡パワーエレクトロニクス株式会社)

## Development of PWM Converter Control Method for Unmanned Aerial Vehicle with Small Jet Engine

Kazuki Kawamura, Student Member, Jun-ichi Itoh, Senior Member (Nagaoka University of Technology)

Hiroyuki Koshikizawa, Non-Member, Kazuyuki Abe, Non-Member (YSEC Co., Ltd)

Yoshiya Ohnuma, Member (Nagaoka Power Electronics Co., Ltd)

This paper proposes an unmanned aerial vehicle with a small jet engine and PWM rectifier control method for the proposed system. Each of the propellers are driven by a power generated by the jet engine through the generator. Cruising range can be extended since an energy density of the jet engine higher than a battery's one. In addition, the proposed system can be in a used emergency power supply system. In particular, a method of low order harmonics suppression is proposed. The asymmetry of PWM waveform is eliminated by estimating phase of intersection points of carrier with modulated wave. In the experimental verification, it is clarified that the proposed method reduces the input current harmonics by 9.99%.

キーワード：無人航空機，ジェットエンジン，誘導発電機，同期 PWM

**Keywords** : UAV(Unmanned Aerial Vehicle), Jet Engine, Induction Generator, Synchronous PWM

### 1. はじめに

近年，地震や風水災害などの自然災害時に救助活動及び復興支援の一手法として無人航空機(UAV: Unmanned Aerial Vehicle)の研究が盛んに行われている<sup>(1-2)</sup>。その中でも，マルチコプタタイプの UAV は無人運転のため危険地帯への侵入が容易かつ専用の着陸スペースが不要といったメリットがある。しかしながら，マルチコプタタイプの動力源はバッテリー<sup>(1)</sup>が一般的であり，航続距離や物資重量に制約がある。そこで，著者らは小型ジェットエンジンを搭載した UAV を検討している。本システムはジェットエンジンを用いて発電を行い，各プロペラを駆動し，ジェットエンジンとプロペラの両方より揚力・推力を得る構成となっている。ジェットエンジンはバッテリーに比べエネルギー密度が高いため，バッテリーによる駆動と比較して，航続距離の延長が期待できる。また，発電機構を有するため，被災地への物資運搬後は非常用電源として利用できる。

一方，飛行用途であるため，航続距離の観点から搭載する発電機の軽量化が求められる。そこで，発電機を高速化する

ことで小型化，軽量化する。しかしながら，発電機側のコンバータでは高速で発電機を駆動するためキャリア周波数と基本波周波数が近いことによるビート成分が発生し<sup>(3)</sup>，振動による金属疲労や機体の破損及び持続的な飛行ができないなどといった問題が懸念される。

高速モータに適用する制御方式として，キャリア周期に対してサンプリング回数を複数回行う方式が提案されている<sup>(4)</sup>。高速モータに適用するベクトル制御では電流制御応答性の向上のため高速の電流サンプリングを行う。この場合，キャリアの山及び谷以外のタイミングでも電流サンプリング及び電圧指令の更新を行うことになる。

一方，V/f 制御などのオープンループ制御ではもともと高速電流サンプリングが不要であり，キャリアの山及び谷で電流サンプリング及び電圧指令の更新を行えばよい。しかしながら，電圧指令をサンプル点間で一定値に保つシングルレートサンプリング方式では PWM 波に 180°毎の対称性がなくなり，キャリアと基本波の周波数が近い場合は高調波ひずみが大きくなるといった問題がある<sup>(5)</sup>。

本論文では，上記の問題を解決するためにキャリアと変

調信号の交点位相を推定した同期 PWM 方式を提案する。本方式では推定した交点位相に相当する電圧指令を出力することで、PWM 波は変調信号がサンプル点間でホールドされる前の状態で生成されるものと等価となる。これにより、ビート成分や高調波成分の発生を抑制することが可能である。本方式はキャリアの山及び谷のみで割り込みを行うため、安価なマイコンで高速モータの制御を実現可能である。また、定格速度 68271r/min の試作機を用いて実験により発電動作および高調波成分の低減を確認したので報告する。

## 2. ジェットエンジン搭載 UAV システム

図 1 に検討する UAV のシステムを示す。ジェットエンジンと発電機は直接連結されており、発電機によって得られた電力を用いて、6 機のプロペラを駆動する構成となっている。下記に UAV の動作モードについて説明する。

〈2・1〉スタンバイモード 起動準備状態となり、燃料とガスバルブ、点火プラグの動作確認を行う。

〈2・2〉スタートアップモード 発電機をスタータモータとして動作させ、1000r/min の速度で回転させる。速度制御には V/f 制御を適用している。その後、点火プラグとガスバルブにより着火を行う。着火が完了するとスタータモータにより 5000r/min まで回転数を上昇させる。その後は発電機をジェットエンジンの加速のアシストとして用い、回転数を 40000r/min に上昇させる。本モードの速度領域ではキャリア周波数と基本波周波数が十分に離れているため、キャリア周波数 10kHz の非同期 PWM を行う。

〈2・3〉ランモード 図 2 にランモード時における発電機の制御ブロック図を示す。出力電圧検出値  $V_{out}$ 、出力電圧指令値  $V_{out}^*$  及びジェットエンジンの角周波数指令値  $\omega_j^*$  を用いて、電圧指令値及びキャリア周波数指令  $f_c^*$  を出力する構成となっている。本モードでは、回転速度が 40000 ~ 70000r/min の範囲で発電動作を行う。出力電圧制御には PI 制御を用い、指令値と検出値を比較し、それに応じた滑り角周波数指令値  $\omega_s^*$  を算出する。その後、ジェットエンジンの角周波数指令値  $\omega_j^*$  を加えることで発電機の角周波数指令値  $\omega_g^*$  を算出する。ランモードの速度領域では同期 PWM を採用することで電流のビート成分によるトルクリプルを低減することが可能である。また、回転速度が定格速度付近では過変調領域となるため二相変調に切り替える。

〈2・4〉停止モード 停止モードでは徐々にトルクと回転数を落とし、回転数が 2000r/min 以下となれば発電機をジェットエンジン冷却のため駆動する。目標以下の温度となれば回転を停止し、スタンバイモードへ移行する。

## 3. 低次高調波抑制変調方式

〈3・1〉キャリア比較変調方式 図 3 にアナログ制御及びデジタル制御におけるキャリア比較変調を示す。キャリア比較変調では図 3(a) に示すように変調信号とキャリアを比較し、PWM 波を生成する。しかし、デジタル制御では割り込みタイミングでのみ電圧指令の更新を行うため、実際

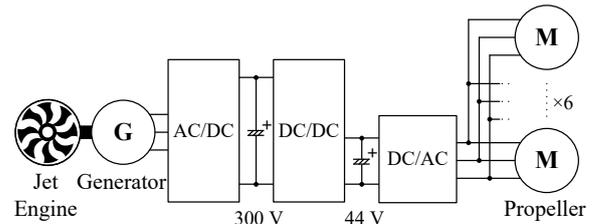


Fig. 1. Configuration of proposed system.

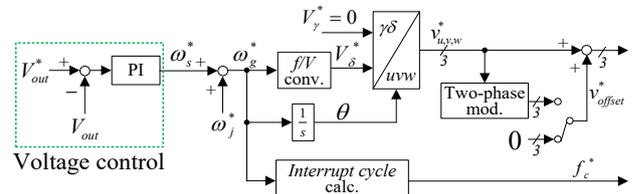


Fig. 2. Block diagram of run mode.

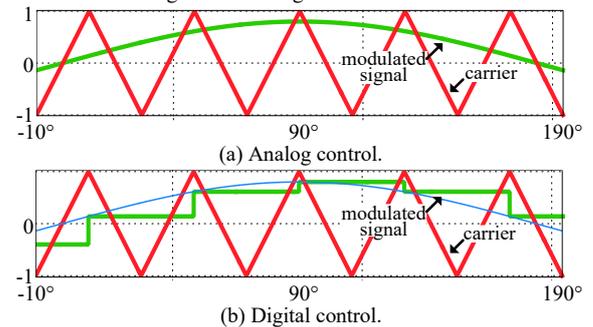


Fig. 3. Waveforms of carrier-based modulation.

には図 3(b) に示す変調信号と比較し PWM 波を生成する。図 4 に周波数比 9、変調率 0.8 の変調信号及びキャリアを示す。図 4(a) に示すように変調信号  $V_m^*$  を三角波キャリア  $C_r$  と比較し、PWM 波を生成する方式に対して、図 4(b) に示すように変調率指令  $V_m^*$  と変形キャリア  $C_{r,th}$  を比較し、スイッチング波形を生成する方式が提案されている<sup>(6)</sup>。このとき、変形キャリア  $C_{r,th}$  は(1)式で表される。

$$C_{r,th} = \frac{C_r}{\sin \theta} \dots \dots \dots (1)$$

この方式では電圧指令に変調率を用いるため、電圧指令の更新が割り込みタイミングでのみ変更されるデジタル制御においても、PWM 波はアナログ制御時に生成されるものと等価となる。しかしながら、この方式では変形キャリアをハードウェアに用意する必要がある。

今回提案する変調方式の特徴はソフトウェアに用意した変形キャリアのテーブルを用いて変調信号とキャリアの交点位相を推定し、推定した位相に応じた電圧指令を出力することにある。その結果、本方式ではキャリアの山または谷のみで電圧指令を更新し、三角波キャリアと電圧指令との比較によって PWM 波を生成するため、汎用のマイコンにおいても実装が可能である。

表 1 に推定される交点位相の関係を示す。まず、セクタ 0 とセクタ 9 は同期 PWM のため交点位相は  $0^\circ$ 、 $180^\circ$  とそれぞれ決定される。セクタ 1, 2, 3, 4 の変形キャリア  $C_{r,th}$  の位相と変調率の関係をテーブル化し、それぞれテーブル 1, 2, 3, 4 とする。これらのテーブルより変調率を用いて参照された位相をそれぞれ  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$ ,  $\alpha_3$ ,  $\alpha_4$  とする。セクタ 5 以降については  $90^\circ$  毎の対称性を用いて位相を推定するため個別

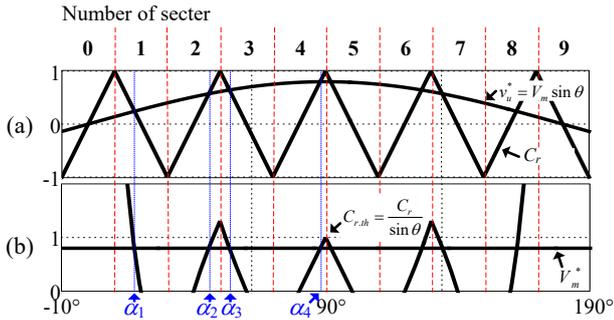


Fig. 4. Waveforms of voltage references and carriers with single carrier modulation.

Table 1. Proposed estimated phase patterns of single carrier modulation.

| Sector | Use Table | Phase of Intersection Point | Sector | Use Table | Phase of Intersection Point |
|--------|-----------|-----------------------------|--------|-----------|-----------------------------|
| 0      |           | 0°                          | 9      |           | 180°                        |
| 1      | 1         | $\alpha_1$                  | 10     | 1         | 180°+ $\alpha_1$            |
| 2      | 2         | $\alpha_2$                  | 11     | 2         | 180°+ $\alpha_2$            |
| 3      | 3         | $\alpha_3$                  | 12     | 3         | 180°+ $\alpha_3$            |
| 4      | 4         | $\alpha_4$                  | 13     | 4         | 180°+ $\alpha_4$            |
| 5      | 4         | 180°- $\alpha_4$            | 14     | 4         | 360°- $\alpha_4$            |
| 6      | 3         | 180°- $\alpha_3$            | 15     | 3         | 360°- $\alpha_3$            |
| 7      | 2         | 180°- $\alpha_2$            | 16     | 2         | 360°- $\alpha_2$            |
| 8      | 1         | 180°- $\alpha_1$            | 17     | 1         | 360°- $\alpha_1$            |

$\alpha_x$ : Phase by Table X

にテーブルを用意する必要はない。テーブルより参照された位相と表 1 の関係性を用いて各セクタにおけるキャリアと変調信号の交点位相を推定し、推定された位相における変調信号を電圧指令として出力する。本方式を用いることにより生成される PWM 波は変調信号が割り込み信号で離散化される前の状態で生成されるものと等価となるため、PWM 波が対称性を持ち偶数次高調波が発生しない。

〈3・2〉 二相変調 図 5 に二相変調適用時における周波数比 9、変調率 0.8 の変調信号及びキャリアを示す。図 5(a) に示す二相変調信号  $V_{x,tw}^*$  は三相変調信号  $V_x^*$  に下記オフセットを重畳することで得られる。

$$v_{x,tw}^* = v_x^* + v_{offset}^*, \quad (x = u, v, w)$$

$$v_{offset}^* = \begin{cases} 1 - |v_{max}| & \text{if } |v_{max}| \geq |v_{min}| \\ -1 + |v_{min}| & \text{if } |v_{min}| < |v_{max}| \end{cases}, \dots \dots \dots (2)$$

$$\text{and } \begin{cases} v_{max} = \max[v_u^*, v_v^*, v_w^*] \\ v_{min} = \min[v_u^*, v_v^*, v_w^*] \end{cases}$$

3.1 節と同様、図 5(b) に示すような変形キャリア  $C_{r,tw}$  を生成する。なお、セクタ 5 以降については 90° 毎の対称性を用いて位相を推定するため考慮しなくてよい。また、セクタ 0 及びセクタ 4 における交点位相はそれぞれ 0°, 90° と一意に決定されるためセクタ 1, 2, 3 のみ考えれば良い。変形キャリア  $C_{r,tw}$  は(3)式で表される。

$$C_{r,tw} = \frac{C_r + 1}{\sin \theta - \sin(\theta - 120^\circ)} \quad (10^\circ \leq \theta < 60^\circ) \dots \dots \dots (3)$$

なお、セクタ 3 の 60° 以上の区間において、変調率 0.577 以下の場合では交点位相は必ず 60° となる。

表 2 に二相変調時の推定される交点位相の関係を示す。セクタ 1, 2, 3 の変形キャリア  $C_{r,tw}$  をテーブル化し、それぞれテーブル 1, 2, 3 とする。このテーブルより変調率を用いて位相  $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$  を参照し、表 2 の関係性を用いて各セクタ

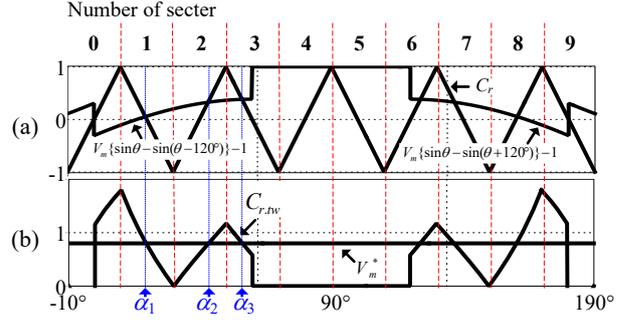


Fig. 5. Waveforms of voltage references and carriers with two-phase modulation.

Table 2. Proposed estimated phase patterns of two-phase modulation.

| Sector | Use Table | Phase of Intersection Point | Sector | Use Table | Phase of Intersection Point |
|--------|-----------|-----------------------------|--------|-----------|-----------------------------|
| 0      |           | 0°                          | 9      |           | 180°                        |
| 1      | 1         | $\alpha_1$                  | 10     | 1         | 180°+ $\alpha_1$            |
| 2      | 2         | $\alpha_2$                  | 11     | 2         | 180°+ $\alpha_2$            |
| 3      | 3         | $\alpha_3$                  | 12     | 3         | 180°+ $\alpha_3$            |
| 4      |           | 90°                         | 13     |           | 270°                        |
| 5      |           | 90°                         | 14     |           | 270°                        |
| 6      | 3         | 180°- $\alpha_3$            | 15     | 3         | 360°- $\alpha_3$            |
| 7      | 2         | 180°- $\alpha_2$            | 16     | 2         | 360°- $\alpha_2$            |
| 8      | 1         | 180°- $\alpha_1$            | 17     | 1         | 360°- $\alpha_1$            |

$\alpha_x$ : Phase by Table X

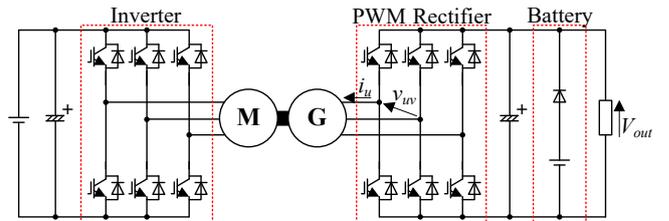


Fig. 6. Configuration of experimental system.

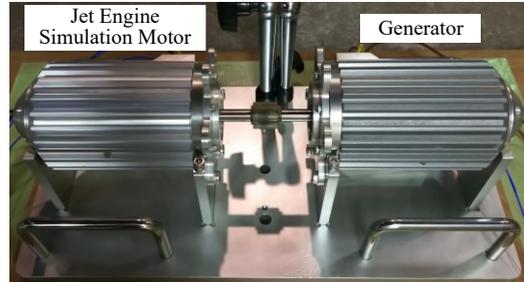


Fig. 7. Prototype.

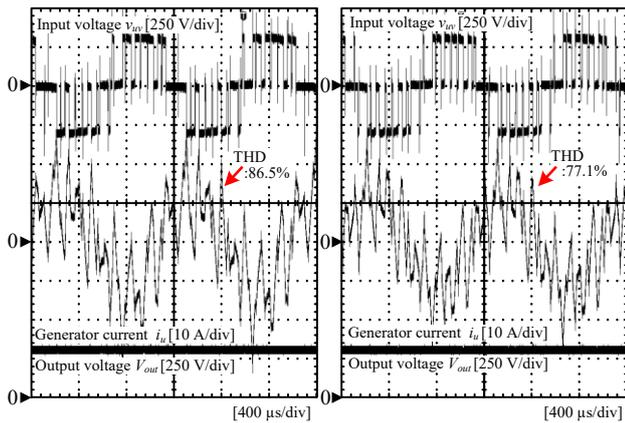
Table 3. Specification of the induction motor.

| Parameter                | Value       |
|--------------------------|-------------|
| Poles                    | 2           |
| Rated rotary field speed | 70000 r/min |
| Rated speed              | 68271 r/min |
| Rated voltage            | 200 V       |
| Rated current            | 15.3 A      |
| Rated power              | 4 kW        |
| Rated torque             | 0.6 N·m     |

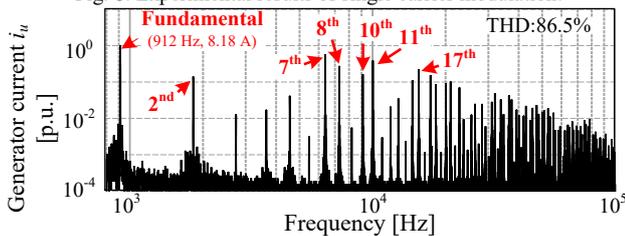
におけるキャリアと変調信号の交点位相を推定する。本方式を用いることで二相変調時においても PWM 波の対称性を確保でき、偶数次高調波は発生しない。

#### 4. 実機検証

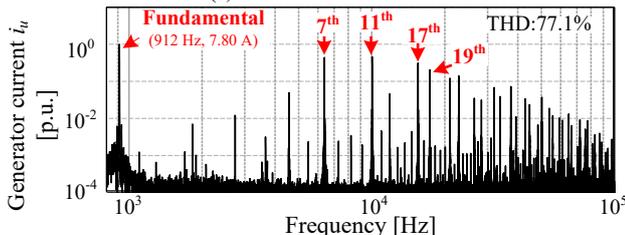
図 6 に試験回路、図 7 に使用する試験機、表 3 に誘導電動機のパラメータを示す。今回はジェットエンジンの代わりとして表 3 に示すモータを 2 台接続し試験を行う。また、



(a) Conventional method. (b) Proposed method.  
Fig. 8. Experimental results of single carrier modulation.



(a) Conventional method.



(b) Proposed method.

Fig. 9. Frequency analysis results of single carrier modulation.

誘導発電機では始動時に励磁電流を流す必要があるため小容量の直流安定化電源を接続している。

図 8 に周波数比 9, 回転速度 0.8p.u.時における従来法と提案法の動作波形を示す。変調率は 0.871 であり, 従来法, 提案法ともに出力電圧を 300V 一定に制御できている。また, 提案法の適用により発電機の電流 THD(Total Harmonic Distortion)が 9.99%(=100%-77.1/86.5×100%)改善された。

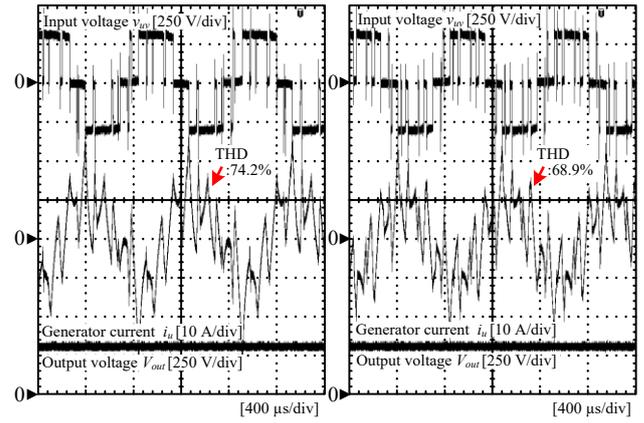
図 9 に従来法と提案法の駆動時の発電機電流の高調波解析結果を示す。従来法で発生していた 2 次, 8 次, 10 次などの偶数次の低次高調波成分が抑制できている。

図 10 に二相変調時における周波数比 9, 回転速度 1.0p.u.時の従来法と提案法の動作波形を示す。この時の変調率は 1.08 であり, 従来法, 提案法ともに出力電圧を 300V 一定に制御できている。また, 提案法の適用により発電機の電流 THD が 7.14%(=100%-68.9/74.2×100%)改善された。

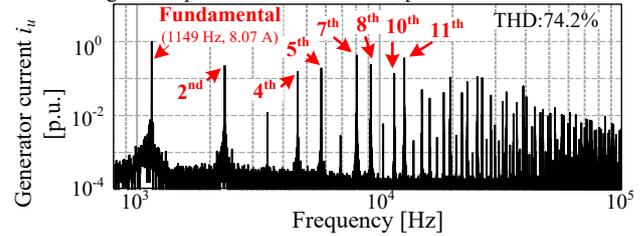
図 11 に提案法を用いた二相変調適用時の発電機電流の高調波解析結果を示す。従来法で発生していた 2 次, 4 次, 8 次などの偶数次の低次高調波成分が抑制できている。よって, 二相変調においても本手法は有効であると言える。

## 5. まとめ

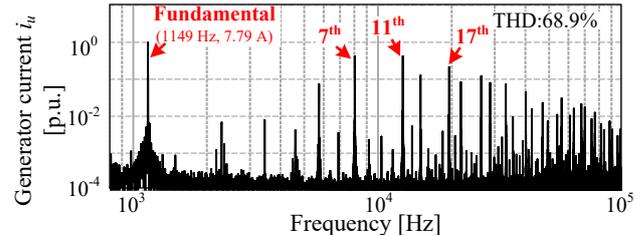
本論文では小型ジェットエンジンを搭載した UAV に適応



(a) Conventional method. (b) Proposed method.  
Fig. 10. Experimental results of two-phase modulation.



(a) Conventional method.



(b) Proposed method.

Fig. 11. Frequency analysis results of two-phase modulation.

した発電システムを提案した。また, 低次高調波抑制を可能とする交点位相の推定による変調法を提案した。提案法の適用により, 発電機電流 THD が 9.99%改善されることを確認した。さらに出力電圧制御により, 出力電圧を一定に制御できることを確認した。今後は, 実際にジェットエンジンと連結した場合の特性について評価する予定である。

なお, 本研究の成果は, 国立研究開発法人新エネルギー・産業技術総合開発機構(NEDO)の中堅・中小企業への橋渡し研究開発促進事業の結果得られたものであり, 関係各位に感謝の意を表します。

## 文 献

- (1) A. C. Satici, H. Poonawala, M. W. Spong: "Robust Optical Control of Quadrotor UAVs", IEEE Access, vol. 1, pp. 79-93 (2013)
- (2) N. Gageik, P. Benz, S. Montenegro: "Obstacle Detection and Collision Avoidance for a UAV With Complementary Low-Cost Sensors", IEEE Access, vol. 3, pp. 599-609 (2015)
- (3) 根葉彦彦: 「単相 PWM コンバータモデルを用いた三相インバータ誘導機システム解析」, 電気学会論文誌 D 部門, Vol. 117, No. 4, pp. 463-469 (1997)
- (4) 渡辺久晃: 「モータ制御装置及びモータ駆動装置」, 特開 2014-064836
- (5) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会編: 「パワーエレクトロニクス回路」, オーム社, pp. 161-201 (2000)
- (6) 坪井孝, 中村清: 「インバータ電車の制御システム」, 日立評論, Vol. 68, No. 8, pp. 23-28 (1988)