高圧ダイレクトインバータの PWM 制御法

正員 岩路 善尚 ((株)日立製作所)
 正員 奥山 俊昭 ((株)日立製作所)
 正員 金子 大吾 ((株)日立製作所)
 正員 岡松 茂俊 ((株)日立製作所)

PWM Control Method suitable for High Voltage Multilevel Inverters

Yoshitaka Iwaji, Toshiaki Okuyama,
 Daigo Kaneko and Shigetoshi Okamatsu(Hitachi, Ltd.)

High voltage adjustable speed drive systems offer significant advantages in many applications such as a fan, pump, or blower. In these applications, the adjustable speed drive systems achieves a higher level of system efficiency.

Usually, low voltage inverters with output transformer were used for a high voltage induction motor drive system. Recently, direct drive inverter system without output transformer has proposed and investigated. This inverter system is composed of single phase unit inverters and outputs multilevel voltages.

In this paper, pulse width modulation (PWM) technique suitable for high voltage direct drive inverter systems are discussed. At first, conventional multi-level PWM techniques based on the sub-harmonic method are shown and evaluated using time domain simulation. Next, new PWM method is proposed. This method has advantages that a modulation principle is very simple, distortion of the output voltage is very low, and well balanced switching losses among the unit inverters are achieved. Finally, simulation and experimental result are shown to illustrate the effectiveness of this method.

キーワード：多重インバータ、PWM 制御、高圧モータ、省エネルギー、スイッチング周波数

1. まえがき

1997 年に開催された地球温暖化防止京都会議では、先進諸国に対して、温暖化防止のための具体的な数値目標が義務付けられた。これに伴い、産業、交通、家電等、様々な分野で省エネルギー活動が推進されている。

電力需要の大半を占める電動機駆動においては、インバータ導入による電動機の変速化が、省エネルギーに大きく貢献できることが知られている。しかしながら、従来の安価なインバータは低圧モータ用であり、3.3~6.6kV 級の高圧モータを直接駆動することができない。高圧モータを駆動するには、出力に昇圧トランスが必要であり、装置の大型化や変換器の損失の増加等のデメリットがあった。

近年、高圧モータを直接駆動する多重インバータ方式が実用化され、高圧モータ駆動システムの省エネルギー化に貢献している^{(1)~(6)}。これらのシステムでは、単相インバータを複数個直列接続することで一つの相を構成し、それらを Y 結線して三相インバータを構成する。

多重インバータの PWM 制御方式としては、位相をずらした複数の三角波キャリアを用いる三角波比較方式が一般的に用いられている。

高圧モータを直接駆動する場合、パルス電圧が直接モータに印加されるため、モータのサージ電圧を極力低減する必要がある。サージによる絶縁劣化を防止するため、パルスの変化幅、パルス周波数を少しでも低減した方がよい。また、省エネ駆動という目的から、インバータの発生する損失も、できるだけ少ない方が望ましい。

本論文では、高圧モータ駆動の多重インバータに適した新しい PWM 方式を提案する。この PWM 方式は、従来の PWM 方式に比べ、(1)線間電圧の電圧変化(パルスの変化幅)を最小限に抑制できる(電圧ひずみが小さい)、(2)多重化された各ユニット・インバータの利用率が均一であり、熱バランスが取れる、(3)スイッチング回数を最小化し、スイッチングに伴う損失を必要最小限に抑制できる、という特徴を備えている。尚、提案する PWM 制御方式は、瞬時的な電圧指令変化への追従が可能であるため、高速な電流制

Fig. 1. Configuration of high voltage direct inverter system.
図1 高圧ダイレクトインバータの構成

御系を実現することも可能であり、ベクトル制御（速度センサレスを含む）等の高性能ドライブ装置にも対応できる。
本論文では、初めに従来の多重インバータのPWM制御法の問題点を述べ、この問題点を解決する新方式を提案する。シミュレーションと実機試験波形を用いて、本提案方式の有用性を示す。

2. 従来の PWM 方式と問題点

〈2.1〉 高圧ダイレクトインバータの構成

図1に高圧ダイレクトインバータの構成を示す。図に示すように、一つの相に対して、単相フルブリッジ・インバータ（ユニット・インバータ）を4段直列に接続し、それら三相分をY結線することで主回路を構成する。各々のユニット・インバータを1.2kV級のIGBTで構成すると、4段構成で3.3kVの高圧モータを直接駆動することができる。
多重インバータのPWM方式としては、各種の方式が提案されている^{(7)~(10)}。以下に、その代表例として、2つのPWM方式について説明する。

〈2.2〉フェイズ・シフト方式(Phase Shift Method)⁽⁸⁾

図2は、フェイズ・シフト方式（以下、PS方式と略）と呼ばれるものを、u相を例に模式的に示したものである。PS方式は、位相をずらした三角波キャリアを用いて、電圧指令との比較を行い、PWMパルスを作成する方式である。図1のように4多重の場合は、キャリアの位相を45度ずつシフトした4つのキャリアを用い、それぞれを各ユニット・インバータに対応させることで実現できる。4多重の場合、キャリアの位相差を45度とすると、電圧ひずみが最小化する。

図2の(a)~(d)に、電圧指令 V_u^* を変化した場合の出力相電圧 V_u の変化を示す。これらの図は、キャリアの位相をある点に固定し、電圧指令 V_u^* を徐々に増加した場合の出力パルスを模式的に示したものである。 V_u^* の増加に伴い、ユニット・インバータの各々の出力電圧の重なり合

Fig. 2. Principle of phase shift method.
図2 PS方式のパルス作成方法

Fig. 3. Simulation waveforms of PS method.
図3 PS方式のシミュレーション波形

う部分が増え、高い電圧指令に追従することができる。

図2で特徴的なのは、出力パルスの位相の変化である。図2(a)、(c)では、電圧指令 V_u^* を増加すると、1段目、あるいは3段目のパルスが、中央に狭まる方向に変化し、中央部が凹のパルスを出力している。一方、同図(b)、(d)では、電圧指令 V_u^* を増加すると、2段目、あるいは4段目のパルスが左右に広がる方向に変化し、中央部が凸のパルスを出力する。後述するが、このパルスの位相変化が、線間電圧のひずみを増加させる原因になる。

図3に、PS方式のシミュレーション波形を示す。電圧指令としては、50Hzの正弦波を用い、さらに利用率改善のための三次調波加算⁽¹¹⁾を行った。三角波キャリアの周波数 f_c を833Hzとした。

図3によると、各ユニット・インバータが均等にスイッチングが行われていることがわかる。しかし、線間電圧波形を見ると、ピーク付近でのひずみが大きいことがわかる。この付近における線間電圧は、ユニット・インバータのパルス電圧に対して、2段分の変化をしていることがわかる。

高圧モータの絶縁は、パルスの変化幅と周波数に依存し

Fig. 4. Relationship between phase and line voltages.
図4 相電圧と線間電圧の関係

て劣化することが報告されており⁽¹²⁾⁽¹³⁾、PS方式の2段分の電圧変化は、絶縁劣化防止の点で好ましくない。

上記、線間電圧の2段変化の原因について、図4を用いて説明する。図4(a)~(d)は、u相、v相、ならびにその差である線間電圧 V_{uv} の波形を示したものである。図4(a)、(b)の場合、u、v相のパルスの位相が等しく（どちらも中央部が凸）、この時の線間電圧は1段変化となる。しかしながら、u、v相のパルス位相の異なる場合（同図(c)、(d)の場合）には、線間電圧において2段変化が生じる。前述したように、PS方式では、電圧指令の大きさに依存して、パルスの位相が変化するため、条件によっては、線間電圧に2段変化が生じることになる。パルス位相の変化は、PS方式の本質的な現象であり、解決するのは難しい。

シミュレーションに用いた電圧指令は、図5のような三次調波を含んだ波形であり、u相、v相間で、絶対値の等しい電圧指令が存在する。この期間の両者のパルス位相が異なるため、線間電圧のピーク付近で顕著に2段変化が生じる。

尚、この問題は、正弦波の電圧指令に重畳する三次調波の波形を変えることで、ある程度改善されるが、部分的に2段変化が残り、原理的に零にすることはできない。

<2.3> フェイズ・ディスポジション方式 (Phase Disposition Method)⁽⁸⁾

PS方式の欠点である「2段変化」を解決するには、図6に示すフェイズ・ディスポジション方式（以下、PD方式と略）を用いればよい。PD方式は、3レベルインバータ等で用いられているものであり、同位相の三角波キャリアを、異なる直流バイアスを加えて並べて、電圧指令との比較を行うものである。図1の構成の多重インバータの場合、8つの三角波キャリアを用いればよい。

図2と同様に、電圧指令 V_u^* の変化に対する出力電圧 V_u を図示すると、図6の(a)~(d)のようになる。PS方式とは異なり、電圧指令が変化してもパルス位相は変わらず、

Fig. 5. The 3rd order harmonics injected voltage command and triangular carrier wave.

図5 三次調波加算後の電圧指令と三角波キャリア

Fig. 6. Principle of phase disposition method.

図6 PD方式のパルス作成方法

Fig. 7. Simulation waveforms of PD method.

図7 PD方式のシミュレーション波形

常に中央部が凸であることがわかる。電圧指令が負の場合も同様になる。

PD方式の場合、電圧指令の大きさに応じて、動作するユニット・インバータの数が増えるため、このような位相の変化しないパルス波形が実現できる。例えば、図6(a)の場合、ユニット・インバータは、4台の中の1台しかスイッチング動作をしていない。同図(b)の場合は2台、(c)

Fig. 8. Principle of proposed VCD method.
図8 電圧指令配分方式(VCD方式)のパルス作成方法

の場合は3台…というように、台数が徐々に増加して行く。

一方、PS方式の場合は、どの電圧指令の条件でも、各々のユニット・インバータが常に均等に動作している。高い電圧指令に対しては、各ユニット・インバータの出力電圧が重なり合う形で、指令に追従している。PD方式と、PS方式には、このような原理的な違いがある。

図7に、PD方式のシミュレーション波形を示す。三角波キャリア周波数を1.67kHzとした。

図3に比べて、線間電圧のピーク付近の2段変化がなくなり、波形のひずみが大幅に改善されていることがわかる。よって、高圧モータに印加されるサージ電圧は、PD方式を用いることで改善できる。

しかしながら、PD方式には大きな問題がある。図7の各ユニット・インバータの波形をみると、スイッチング回数に大きな差があることがわかる。この結果、ユニット・インバータ間の損失バランスが悪くなり、特定のユニット・インバータに発熱が集中することになるであろう。インバータの機械的な構造、放熱能力、ならびにスイッチング・デバイスの寿命等を考慮すると、特定のユニット・インバータのみが損失を多く発生するのは好ましくない。よって、PD方式は、出力特性は優れているものの、変換器の特性として、このまま使用するのは好ましくないことがわかる。

3. 電圧指令配分方式

<3.1>動作原理

図8に、提案する多重インバータのPWM方式である電圧指令配分方式(Voltage Command Distribution Method、以下、VCD方式と略)の原理図を示す。VCD方式は、同一

位相の三角波キャリアを用い、キャリアを各ユニット・インバータで共通とする。その代わり、電圧指令を各ユニット・インバータ毎に個別に計算して与える。

図8(a)は、電圧指令 V_u^* が、 $0 < V_u^* < V_{dc}$ である場合のVCD方式を示したものである。同図一番上の C_{cnt} は、三角波キャリアの半周期 T_c を数えるカウント値であり、0~7までを繰り返してアップカウントする。

図8(a)の条件($0 < V_u^* < V_{dc}$)では、 C_{cnt} が0、ならびに1の場合、Inv0が電圧指令 V_u^* を受けて、スイッチングを行う。他の3つのユニット・インバータ Inv1~3 は零を出力する。次に、 $C_{cnt}=2, 3$ の期間は、今度は Inv1 が V_u^* に従って電圧を出力し、他のユニット・インバータは零を出力する。

このようにして、キャリアのカウント値 C_{cnt} に従って、元の電圧指令 V_u^* を、各ユニット・インバータ Inv0~3 に均等に配分することで、一つのユニット・インバータにスイッチングが集中するのを避ける。

図8(b)は、 V_u^* が、 $V_{dc} < V_u^* < 2V_{dc}$ である場合のVCD方式の動作波形である。この場合、ユニット・インバータは、2台同時に電圧を出力する必要がある。この時、 C_{cnt} に対する電圧指令の配分を、図8(b)のように決めておく。

図8(b)では、元の電圧指令 V_u^* を、図に示す「X」と「 V_{dc} 」の2つの値に分けて、電圧指令の配分を行う。Xは V_u^* から V_{dc} を差し引いた電圧値($X = V_u^* - V_{dc}$)である。

例えば、 $C_{cnt}=0$ である期間は、Inv0と Inv3の2台が、 V_u^* を分担して電圧を出力する。Inv3が、 V_{dc} の電圧を負担して、出力電圧を飽和させる。一方、Inv0は、Xの電圧を負担して出力する。Xは、 $0 < X < V_{dc}$ なので、パルス幅変調を行って電圧を出力することになる(Xは、実質的

Fig. 9. Distributing pattern of voltage command.
図9 電圧指令の配分パターン

Fig. 10. Relationship between index R and voltage command.
図10 電圧指令と領域Rの関係(電圧指令が正の場合)

なパルス幅変調を行う電圧値と考えてよい)。この時、 Inv_0 、2は、零を出力する。

次に、 $C_{cnt}=1$ の場合は、 Inv_0 が V_{dc} を出力し、 Inv_3 が X の部分を負担し、他のユニット・インバータは零を出力する。このようにして、特定のユニット・インバータにスイッチングが集中するのを回避している。

他の領域に電圧指令が存在する場合も、同様に配分パターンを決めておけばよい。例えば、 V_u^* が、 $2V_{dc} < V_u^* < 3V_{dc}$ にある場合は、3つのユニット・インバータが交互に出力を分担するように配分パターンを決めておけばよい。

図9に、三角波キャリアと電圧指令の配分パターンの関係を示す。元の電圧指令を、各ユニット・インバータに配分する際、スイッチング回数を必要以上に増やさないように、配分パターンを決定する必要がある。図9(a)、(b)は、どちらも同じ電圧指令(配分後の電圧指令)を示しているが、三角波キャリアの位相が異なっている。(a)の場合は、スイッチング回数が3回、(b)は1回であり、(b)の方がスイッチング回数が少なく、それに伴うスイッチング損失が低減できる。(b)では、電圧指令が変化する際に、三角波キャリアと交差しないため、無駄なスイッチングをなくすることができ、スイッチング回数を減少できる。

このように、スイッチング回数を最小化するためには、三角波キャリアの位相を考慮して、電圧指令の配分パターンを決める必要がある。

以上の点に注意し、電圧指令の配分パターンを全電圧指令の領域について予め決めておき、特定のユニット・インバータにスイッチングが集中しないようにすれば、低ひずみと熱バランスの両立できるPWM制御方式が実現できる。

<3.2> 演算アルゴリズム

VCD方式を実現するには、元になる三相電圧指令を、各

Fig. 11. Calculation algorithm of VCD method.
図11 VCD方式の演算アルゴリズム

ユニット・インバータ毎の電圧指令に変換する必要がある。以下、その演算アルゴリズムについて説明する。

図10に、u相の電圧指令 V_u^* の大きさと、その存在する領域Rの関係を示す(正側のみ)。例えば、 $R=2$ の場合、

$$V_u^* = X + 2V_{dc} \quad \dots (1)$$

となる。 $R=2$ の場合、2つのユニットインバータは、 V_{dc} を出力し、残り2つの内、どちらか一方が X を出力することになる。ここで、 X は、実質的なパルス幅変調を行う電圧値であることがわかる。

どのユニット・インバータの出力を飽和させ (V_{dc} か、 $-V_{dc}$ を出力する)、どのユニット・インバータにPWMを行わせるのかは、予めテーブル化しておけばよい。

Inv_0 の電圧指令 $V_{inv_0}^*$ は、

$$V_{inv_0}^* = X \cdot C(C_{cnt}, R) + V_{dc} \cdot S(C_{cnt}, R) \quad \dots (2)$$

ここで、 C : 1, 0の値を取る C_{cnt} と R の関数

S : 1, 0, -1の値を取る C_{cnt} と R の関数

と表せる。また、 Inv_1 の電圧指令は、 Inv_0 に対して C_{cnt} の値が「2」ずれているだけなので(図8参照)、

$$V_{inv_1}^* = X \cdot C(C_{cnt}+2, R) + V_{dc} \cdot S(C_{cnt}+2, R) \quad \dots (3)$$

のようにして求めることができる。 Inv_2 、3についても同様である。よって、必要となるデータ・テーブルは、数~数十byte程度のもので実現できるものである。

以上の演算アルゴリズムを1相分図示すると、図11のようになる。初めに、電圧指令の領域Rの判別と、Xの演算を行う。次に、 C_{cnt} の値と R に基づいて、4つのユニット・インバータのそれぞれの電圧指令を演算する。これを三相分言い、一つのサンプル期間の電圧指令が演算できる。

＜3.3＞VCD 方式の特性

以上、提案した VCD 方式は、PS 方式における優れた熱バランス特性と、PD 方式における低ひずみ特性の両方の長を兼ね備えるものである。VCD 方式では、PD 方式と同様に、電圧パルスの変化幅が最小化されるため、電動機の絶縁劣化への影響を抑制できるようになる⁽¹²⁾⁽¹³⁾。尚、VCD 方式の出力電圧に含まれる高調波成分は、PWM制御の原理上、従来の PD 方式と等価なものになるので⁽⁷⁾⁽⁸⁾、従来方式との比較評価は省略する。また、VCD 方式を適用した場合の絶縁劣化の影響については、現在、データの蓄積を進めているところであり、定量的な比較評価は今後の課題とさせて戴く。

4. キャリア周波数の最小化

キャリア周波数は、変換器のスイッチング損失を決める重要な値であるため、できるだけ低減したい。本章では、キャリア周波数の決定方法について述べる。

三角波キャリアの限界値（最小値）は、電圧指令の変化率と、三角波キャリアの変化率で決まる⁽¹⁴⁾。図 5 を用いて説明すると、図における電圧指令の変化率は dV^*/dt であり、三角波キャリアの変化率は dC/dt である。キャリア周波数 f_c を下げて行くと、 dC/dt は低くなるが、この値が dV^*/dt よりも低下してはならない。そのような条件では、前述した線間電圧の 2 段変化や、ひずみの増加の原因になる。

三次調波加算前の正弦波電圧指令（仮に u 相を用いる） V_{u0}^* を下記とする。

$$V_{u0}^* = V \sin \omega t \quad \dots (4)$$

ここで、 V ：電圧指令の振幅、
 ω ：電圧指令の角周波数

図 5 に示す三次調波加算を行うと、零クロス近傍（最も変化率の大きな付近）における電圧指令は、

$$V_u^* = \frac{3}{2} V \sin \omega t \quad \dots (5)$$

となる。電圧変化率は、

$$\frac{dV_u^*}{dt} = \frac{3}{2} V \omega \cos \omega t \quad \dots (6)$$

であり、 $t=0$ の時に、上式は最大になり、

$$\frac{dV_u^*}{dt} = \frac{3}{2} V \omega \quad \dots (7)$$

となる。ここで、

$$V = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{dc} \cdot M \cdot K \quad \dots (8)$$

ただし、 M ：多重インバータの段数（=4）
 K ：変調率（0～1）

$\frac{2}{\sqrt{3}}$ ：三次調波加算による利用率改善係数

であるので、式(7)、(8)より

$$\frac{dV_u^*}{dt} = \sqrt{3} \cdot V_{dc} \cdot M \cdot K \cdot \omega \quad \dots (9)$$

となる。一方、三角波キャリアの変化率は、VCD 方式では、

$$\frac{dC}{dt} = \frac{V_{dc}}{T_c} = 2f_c V_{dc} \quad \dots (10)$$

であるので、 $dC/dt > dV_u^*/dt$ である必要から、式(9)、(10)より、

$$f_c \geq \frac{\sqrt{3}}{2} M \cdot K \cdot \omega \quad \dots (11)$$

となる。 $M=4$ 、 $K=1$ 、 $\omega=2\pi 60$ (60Hz) を代入すると、

$$f_c > 1306 \text{ Hz} \quad \dots (12)$$

となる。最高周波数を 60Hz とすると、キャリア周波数は 1.3kHz 以上であればよいことになる。

Fig. 12. Simulation waveforms of VCD method.

図12 VCD方式のシミュレーション波形

5. シミュレーションと試験結果

図 12 に VCD 方式のシミュレーション波形を示す。キャリア周波数は式(12)に若干の余裕を持たせ、1.67kHz とした。スイッチング素子 1 個当たりの平均スイッチング周波数はその 1/8 (約 208Hz) になる。

シミュレーション波形をみると、各ユニット・インバータが均等にスイッチング動作が行われていることがわかる。さらに、線間電圧には 2 段変化がなく、低ひずみの波形であることがわかる。

図 13 に、シミュレーションと同条件における実験試験波形を示す。シミュレーションとほぼ同じ波形が得られていることがわかる。

6. あとがき

高圧モータ駆動用の多重インバータに関して、新しい PWM 方式を提案し、動作の確認を行った。本方式によれば、(1)線間電圧のパルス変化幅が最小限に抑制されるため、モータに印加されるサージ電圧を抑制でき、(2)各ユニット・インバータの利用率が均一であるため、熱バランスが取れ、(3)スイッチング回数を必要最小限に抑えて、スイッチングに伴う損失を最小化できる、という特徴がある。さらに、瞬時電圧指令への追従を前提としているため、高応答な電流制御系への適用も可能である。

省エネ可変速システムとして、本提案方式の高圧ダイレクトインバータを用いれば、高性能と高効率が両立し、地球温暖化防止に対する寄与も大いに期待できる。

(平成 12 年 5 月 24 日受付、平成 12 年 11 月 30 日再受付)

Fig. 13. Experimental waveform of line voltage.

図 13 線間電圧の実測波形

文 献

- (1) 下浦、岡、鈴木; 「出力電圧サージを抑制するマルチレベル PWM 制御方式」、平成 10 年電学全国大会、No. 915、p. 4-337
- (2) 河野、折野; 「高圧インバータの転炉 IDF 制御への適用」、電学金属産業研究会資料、MID-98-11、平成 10 年
- (3) 大滝、小野; 「高効率高圧インバータによる集塵機省エネ制御」、電学金属産業研究会資料、MID-98-35、平成 10 年
- (4) 下浦、塚越、大柏; 「省エネルギー高圧ダイレクト AC ドライブ装置」、東芝レビュー、Vol. 54、No. 1、p. 57-60、1999
- (5) 鈴木、笹川、河野、花澤; 「スター結線方式による高圧インバータ」、平成 11 年電学全国大会、No. 791、p. 4-109
- (6) 土本、磯田、桑田; 「省エネルギー高圧インバータ MELTRAC-F500HV シリーズ」、三菱電機技報、Vol. 73、No. 7、p. 27-30、1999
- (7) S. Fukuda and K. Suzuki; "Using Harmonic Distortion Determining Factor for Carrier-Based PWM Methods", Conf. Rec. of 1997 IEEE IAS, p. 1534-1541, 1997.
- (8) V. G. Agelidis and M. Calais; "Application Specific Harmonic Performance Evaluation of Multicarrier PWM Techniques", Rec. of PESC98, p. 172-178, 1998.
- (9) 近藤、松井、山口; 「5 レベル PWM インバータの並列接続時における多重変調」、平成 10 年電気学会全国大会講演論文集、No. 807、p. 4-150、平成 10 年
- (10) 近藤、松井、山口; 「5 レベル PWM インバータの並列接続時におけるマルチレベル変調」、平成 10 年電気学会産業応用部門全国大会講演論文集、No. T-28、p. T.28、平成 10 年
- (11) 大上、常広、今井、細野; 「誘導機駆動用汎用インバータの PWM 制御パターンと高調波解析法について」、電学論文誌 D、109 巻 11 号、p. 809、平成元年
- (12) Weijun Yin; "Failure Mechanism of Winding Insulations in Inverter-Fed Motors", IEEE Electrical Insulation Magazine, Vol. 13, No. 6, p. 18-23, 1997.
- (13) J. P. Bellomo, H. Olivier, T. Lebey; "Lifetime Determination of Polyimide Under Square Voltage Waveforms", Proc. of EEIC '97, p. 419-423, 1997.
- (14) 岩路、奥山; 「PWM 変換器を用いた制御系の応答特性」、電学半導体電力変換研究会資料、SPC-96-68、p. 143-152、平成 8 年

岩路 善 尚

(正員) 昭和39年4月8日生まれ。昭和62年茨城大学工学部電気工学科卒業。平成4年北海道大学大学院工学研究科博士課程修了。同年(株)日立製作所日立研究所に入社、現在に至る。主として、半導体電力変換器のPWM制御、電動機ドライブに関する研究に従事。博士(工学)。

金子 大 吾

(正員) 昭和48年7月4日生まれ。平成10年3月東京工業大学大学院修士課程終了。同年4月(株)日立製作所日立研究所に入社、現在に至る。電動機ドライブ、および変換器制御に関する研究に従事。

奥山 俊 昭

(正員) 昭和20年2月1日生まれ。昭和43年同志社大学工学部電気工学科卒業。同年、(株)日立製作所日立研究所に入社、現在に至る。主として、電動機ドライブ、および変換器制御に関する研究に従事。博士(工学)。

岡松 茂 俊

(正員) 昭和26年5月6日生まれ。昭和49年九州大学工学部電気工学科卒業。同年、(株)日立製作所に入社、現在情報制御システム事業部に所属。主として、電動機ドライブ用電力変換器の開発に従事。