3 レベルインバータの中性点電位変動を抑制した 空間ベクトルPWM波形生成法

正 員 霍 斌 (東洋電機製造)

正 員 宮下 一郎 (東洋電機製造)

正 員 曾根 悟 (東京大学)

New PWM Method for Three-Level Inverter Based on Voltage Space Vector

Considering Suppression of Neutral Point Potential Variation

Bin Kaku, Member, Ichirou Miyashita, Member (Toyo Electric Mfg Co., LTD.)

Satoru Sone, Member (The University of Tokyo)

Neutral point potential variation is an inherent problem of three-level inverter. When the output point of inverter is connected to the DC input neutral point, there is a neutral point current flowing into or out of the neutral point, so the neutral point potential is varied. The variation will produce a bad influence on the inverter output, and the excessive variation will cause an over-voltage applied to the switching devices and the devices will be destroyed. Therefore, the variation should be suppressed.

In this paper, authors have proposed a new kind of PWM method for three-level inverter based on the voltage space vector with the ability to suppress the neutral point potential variation. By this new method, two kinds of vector output patterns are defined for each sector of vector space. The vector output intervals are calculated firstly to meet the needs of generating the command vector. And then, the calculated vector output intervals are readjusted again to meet the needs of suppressing the neutral point potential variation. The main idea of this method is presented here and the variation suppressible conditions are analyzed. At the end of this paper, it has been confirmed by comparative experiments that the proposed method is an effective and practical one, and it is not necessary to add any extra-equipment for suppressing the variation. Moreover, there is no additional bad influence on the output current waveforms.

キーワード： 中性点クランプ3レベルインバータ, 中性点電位変動, 空間ベクトルPWM法

1. まえがき

3レベルインバータの電圧制御方法としては三角波キャリア方式が知られている⁽¹⁾⁽²⁾。この方法によると、中性点電位は三倍調波で変動するという問題がある。中性点電位が変動すると各素子の電圧分担が不平衡となり、過電圧破壊を引き起こす危険性がある⁽³⁾。また、中性点電位変動により、出力電圧の振幅に誤差が生ずるため、出力電流が歪み、モータ負荷の場合、トルクの脈動が増大することが起こり得る⁽⁴⁾⁽⁵⁾。このため、中性点電位変動の抑制が必要となる。

中性点電位変動の対策として、以下の三つがある：

- (i) 素子の耐圧をあげる。
- (ii) コンデンサの容量を大きくし、変動量を低減する。

- (iii) 中性点電位変動を抑制する変調法を開発する。

素子の耐圧をあげる方法は高電圧・大電力インバータの場合は困難であり、また、トルク脈動の解決にならない。コンデンサの容量を増大する方法はインバータの寸法、重量が増大し、不利である。一方、中性点電位変動を抑制する変調法については参考文献⁽⁶⁾⁽⁷⁾で述べられており、キャリア方式と空間ベクトル方式の二種類に大別されている。キャリア方式は、中性点電位変動に起因する中性点電流の平均値がゼロとなるために一つ制御周期ごとに各相の中性点電圧出力時間が同じとなるようにキャリア変調波を変化して変調する方法である。空間ベクトル方式は、中性点に許容変動幅を設定し、一つ制御周期ごとにDC側の二つのコンデンサ電圧を読み込み、中性点電位がその変動幅に収

まるようにベクトル出力モードを選択する。しかし、キャリア方式ではキャリア変調波が変化するので出力電流に歪みが増加する傾向がある。空間ベクトル方式では中性点電位を検出する設備が必要であり、ベクトル空間のある範囲で出力パルスが短くなり、中性点電位が設定した変動幅に収まるために必要なベクトルの出力時間が確保できなくなる場合がある。そこで、本論文の著者らは空間電圧ベクトル法で中性点電位変動を抑制できる新しいPWM方法を提案する。この方法の特長は負荷の瞬時電流によってインバータの空間電圧ベクトルの出力方式を決めて各ベクトルの出力時間を計算し、更に中性点に流入する電荷量と流出する電荷量の総和をゼロにするように各ベクトルの出力時間を調整することである。本論文では、まず、提案する方法の原理について述べる。次に、中性点電位変動が抑制可能な条件を明らかにする。最後に、実験によって従来の三角波二段キャリアPWM方式と比較することより、提案する方法の有効性を確認する。

2. 出力電圧ベクトルの変調方式分類及び記号の定義

図1は3レベルインバータの主回路構成、図2はその出力空間電圧ベクトルを示す。

図1 3レベルインバータ回路

Fig.1. Three-level inverter fundamental circuit

図2 空間電圧ベクトル

Fig.2. Output space voltage vectors

V は電圧指令ベクトルである。電流リプルを小さくするために指令ベクトル V を挟む両側のベクトルによってベク

トル V を発生する。ベクトル 360° 全空間を区間A1から区間A12までの12個の区間に分ける。電圧指令ベクトル V は区間A1に存在すると仮定する。区間A1の電圧ベクトルは V_0 [(0 0 0)], $(1 1 1)$, $(-1 -1 -1)$], V_{s1} (0 1 0), V_{s2} (-1 0 -1), V_m (0 1 -1) 及び V_L (-1 1 -1), 合計7個がある。電圧ベクトルのどれをどのような順序で出力するかにより種々の変調方法が考えられる。そこで、変調法を明確するために、中性点電位を出力する三つのベクトル [(0 1 0), (-1 0 -1), (0 1 -1)] のどれを組み合わせる使用するかに着目して以下の二つの変調方式を定義する。

変調方式1：出力順序の中に V_{s1} (0 1 0)と V_m (0 1 -1)のような中性点にクランプするベクトルを含む。

変調方式2：出力順序の中に V_{s2} (-1 0 -1)と V_m (0 1 -1)のような中性点にクランプするベクトルを含む。

次に、変調方式1における二つの出力順序の例を示す。

出力順序1： V_0 V_{s1} V_m
 (000) $\leftrightarrow$ (010) $\leftrightarrow$ (01-1)

出力順序2： V_0 V_{s1} V_m V_L
 (000) $\leftrightarrow$ (010) $\leftrightarrow$ (01-1) $\leftrightarrow$ (-11-1)

また、変調方式2の場合は V_{s1} を V_{s2} に換える。

図3には区間A1のベクトル及び各ベクトルの実際の出力時間を定義する。以下の検討は指令ベクトル V が区間A1に存在する場合に対して行う。

図3 区間A1におけるベクトル及び記号の定義

Fig.3. Vectors of sector A1 and symbol definitions

3. 中性点電位変動を抑制する原理

〈3.1〉 指令ベクトル V の発生原理 まず、変調方式1を使って波形を発生することを仮定してみよう。指令ベクトル V を追従する出力波形を発生するために方向1 (図3)の短いベクトル V_{s1} (0 1 0)の出力時間と方

向2の中間ベクトル $\mathbf{V}_m$ (0 1 -1) の出力時間をそれぞれ T_{s1n} 及び T_{mn} と表示する。 T_{s1n} と T_{mn} が図3の三角形の辺と角の関係から求められる。この場合には、方向1の長いベクトル $\mathbf{V}_L$ (-1 1 -1) を出力するかどうかは後の説明のように別の条件によって決まる。図3のベクトルの大きさを $|\mathbf{V}|$ 等で表すと、次の関係式になる。

$$\frac{|V_s| \times T_{s1n}}{\sin \theta} = \frac{|V_m| \times T_{mn}}{\sin(30^\circ - \theta)} = \frac{|\mathbf{V}| \times T_c}{\sin 150^\circ} \quad \dots\dots (1)$$

$$T_{s1n} = \frac{|\mathbf{V}|}{|V_s|} \times 2 \times T_c \times \sin \theta \quad \dots\dots (2)$$

$$T_{mn} = \frac{|\mathbf{V}|}{|V_m|} \times 2 \times T_c \times \sin(30^\circ - \theta) \quad \dots\dots (3)$$

ただし、

T_c : 制御周期。

T_{s1n} : 指令ベクトル $\mathbf{V}$ を満たすためのベクトル $\mathbf{V}_{s1}$ の出力時間。

T_{mn} : 指令ベクトル $\mathbf{V}$ を満たすためのベクトル $\mathbf{V}_m$ の出力時間。

〈3.2〉 中性点電位変動を抑制する原理 一般に、中性点電位変動量 ΔV_n は次式で計算できる⁽³⁾。

$$\Delta V_n = \frac{1}{2C} \int i_n dt \quad \dots\dots (4)$$

i_n は中性点に流入する或いは流出する中性点電流である。中性点電位変動を抑制するために制御周期 T_c の間に方向1のベクトル $\mathbf{V}_{s1}$ (0 1 0) の出力時間と方向2のベクトル $\mathbf{V}_m$ (0 1 -1) の出力時間がそれぞれ T_{s1z} 、 T_{mz} と仮定する。それで、制御周期 T_c の間に、 u 相は中性点と接続する時間が $T_{mz} + T_{s1z}$ であり、 w 相は中性点と接続する時間が T_{s1z} であり、 v 相は中性点と接続する時間がゼロである。中性点に流入する電荷量と流出する電荷量の総和をゼロにすると、中性点電位変動の平均値もゼロになる。この原理から、下式により T_{s1z} と T_{mz} を決めれば、中性点電位変動を抑制できる。

$$T_{s1z} \times (i_u + i_w) + T_{mz} \times i_u = 0 \quad \dots\dots (5)$$

$$i_u + i_v + i_w = 0 \quad \dots\dots (6)$$

式(5)、(6)から中性点電位変動を抑制するために T_{s1z} と T_{mz} との関係式は下式になる。

$$T_{s1z} = \frac{i_v}{i_v} \times T_{mz} \quad \dots\dots (7)$$

ここまで、指令ベクトル $\mathbf{V}$ を満たすためのインバータの電圧ベクトルの出力時間 T_{s1n} 、 T_{mn} が式(2)、(3)で決まった。中性点電位変動を抑制するために各出力ベクトルの出力時間 T_{s1z} 、 T_{mz} が式(7)のような関係があるはずである。実際に各ベクトルの出力時間 T_{s1} と T_m が次のように調整して決まる。

(i) 方向2のベクトル(図3)は $\mathbf{V}_m$ (0 1 -1) のみで選択の余地がないので、出力時間 T_m は下式になる。

$$T_m = T_{mz} = T_{mn} \quad \dots\dots (8)$$

(ii) 方向1のベクトルの出力時間 T_{s1} 或いは T_L は T_{s1n} と T_{s1z} を比較することによって決まる。

(a) $T_{s1n} > T_{s1z}$ の場合。中性点電位変動を完全に抑制できる。しかし、ベクトル $\mathbf{V}_L$ (-1 1 -1) を出力しなければならない。そこで、ベクトルの出力時間は下式になる。

$$T_{s1} = T_{s1z} = \frac{i_u}{i_v} \times T_{mz} \quad \dots\dots (9)$$

$$T_L = (T_{s1n} - T_{s1z}) / 2 \quad \dots\dots (10)$$

(b) $T_{s1n} = T_{s1z}$ の場合。中性点電位変動を完全に抑制できる。しかも、ベクトル $\mathbf{V}_L$ (-1 1 -1) の出力は必要ではない。従って、ベクトルの出力時間は下式になる。

$$T_{s1} = T_{s1n} \quad \dots\dots (11)$$

$$T_L = 0 \quad \dots\dots (12)$$

(c) $T_{s1n} < T_{s1z}$ の場合。中性点電位変動を抑制できない部分が生じる。中性点電位変動を最大限に抑制するためにベクトルの出力時間は下式になる。

$$T_{s1} = T_{s1n} \quad \dots\dots (13)$$

$$T_L = 0 \quad \dots\dots (14)$$

即ち、 $T_{s1n} \geq T_{s1z}$ の場合には中性点電位変動を完全に抑制できる。また、式(7)、(8)を $T_{s1n} \geq T_{s1z}$ に代入すると、区間A1に変調方式1を使う場合における中性点電位変動を抑制できる条件は下式のようにになる。

$$0 \leq \frac{i_u}{i_v} \leq \frac{T_{s1n}}{T_{mn}} \quad \dots\dots (15)$$

同様に分析すると、変調方式2を使う場合における中性点電位変動を抑制できる条件は下式のようにになる。

$$0 \geq \frac{i_u}{i_v} \geq -\frac{T_{s1n}}{T_{mn}} \quad \dots\dots (16)$$

式(15)と式(16)より、式(17)が得られる。

$$\left| \frac{i_u}{i_v} \right| \leq \frac{T_{s1n}}{T_{mn}} \quad \dots\dots (17)$$

式(17)は区間A1における中性点電位変動を抑制できる条件である。同様に分析し、 360° 空間における中性点電位変動を抑制できる条件は表1のようにになる。

表1 全空間抑制できる条件

Table 1. Suppressible conditions for whole vector space

sector No	condition	sector No	condition
1,7	$\left \frac{i_u}{i_v} \right \leq \frac{T_{s1n}}{T_{mn}}$	4,10	$\left \frac{i_v}{i_u} \right \leq \frac{T_{s1n}}{T_{mn}}$
2,8	$\left \frac{i_w}{i_v} \right \leq \frac{T_{s1n}}{T_{mn}}$	5,11	$\left \frac{i_v}{i_w} \right \leq \frac{T_{s1n}}{T_{mn}}$
3,9	$\left \frac{i_w}{i_u} \right \leq \frac{T_{s1n}}{T_{mn}}$	6,12	$\left \frac{i_u}{i_w} \right \leq \frac{T_{s1n}}{T_{mn}}$

4. 抑制条件の検討

〈4.1〉 中性点電位変動を抑制できない範囲 再び、区間 A1 に対して検討する。基本波成分だけを考えると、負荷に印加される電圧と電流は次式のように表せる。ただし、 β は負荷の力率角である。指令ベクトル $\mathbf{V}$ は区間 A1 に存在する場合に対して、 θ と t の関係が式 (19) になる。

$$\left. \begin{aligned} V_u &= V_m \cos \omega t \\ V_v &= V_m \cos(\omega t - 120^\circ) \\ V_w &= V_m \cos(\omega t - 240^\circ) \\ i_u &= I_m \cos(\omega t - \beta) \\ i_v &= I_m \cos(\omega t - \beta - 120^\circ) \\ i_w &= I_m \cos(\omega t - \beta - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \dots\dots (18)$$

$$\theta = \omega t - 90^\circ \dots\dots (19)$$

式 (2), (3), (18) をそれぞれ式 (17) の両辺に代入すると、下式になる。

$$\left| \frac{i_u}{i_v} \right| = \left| \frac{\cos(\theta - \beta + 90^\circ)}{\cos(\theta - \beta - 30^\circ)} \right| \dots\dots (20)$$

$$\frac{T_{s1n}}{T_{mn}} = \frac{\sqrt{3} \sin \theta}{\sin(30^\circ - \theta)} \dots\dots (21)$$

更に、式 (20) と式 (21) を式 (17) に代入して整理すると、抑制できる条件式 (17) は式 (22) になる。

$$\left| \frac{\sin(\theta - \beta) \sin(30^\circ - \theta)}{\cos(\theta - \beta - 30^\circ) \sin \theta} \right| \leq \sqrt{3} \dots\dots (22)$$

θ の変化は $0 \sim 30^\circ$ の範囲であるから、式 (22) を考察すると、抑制条件は実際に負荷の力率角 β と関係があることがわかる。図 4 は式 (22) の左辺 = Y と置いた場合の評価関数 Y と θ , β の関係をプロットしたものであり、区間 A1 における中性点電位変動を抑制できる範囲と負荷力率角 β との関係を示す。

図 4 抑制できる領域と力率角 β との関係
Fig. 4. Relationship between suppressible area and β

全空間から見ると、抑制できない領域は図 5 の斜線の部分である。

図 5 抑制できない領域
Fig. 5. Unsuppressible areas

〈4.2〉 指令ベクトル $\mathbf{V}$ が大きい場合 指令ベクトル $\mathbf{V}$ が大きい場合は、即ち、図 6 に指令ベクトル $\mathbf{V}$ が範囲 B に入ると、次のように考えている。

図 6 区間 A1 のベクトル
Fig. 6. Vectors of sector A1

指令ベクトル $\mathbf{V}$ は範囲 B に存在する時に、指令ベクトル $\mathbf{V}$ を発生するためにベクトル $\mathbf{V}_{s1}$ (010) と $\mathbf{V}_m$ (01-1) の最大出力時間 T_{smax} と T_{mmax} が下式になる。

$$T_{smax} = \frac{\sqrt{3} \sin \theta}{\sin(30^\circ + \theta)} T_c \dots\dots (23)$$

$$T_{mmax} = \frac{\sin(30^\circ - \theta)}{\sin(30^\circ + \theta)} T_c \dots\dots (24)$$

更に演算して制御周期 T_c の間にベクトル $\mathbf{V}_{s1}$ (010) と $\mathbf{V}_m$ (01-1) を使って出力できるベクトルの先端軌跡は直線 CD に存在することが証明できる。範囲 A に入る指令ベクトル $\mathbf{V}$ を発生するために長いベクトル $\mathbf{V}_L$ (-11-1) を使わなければならない。ベクトル $\mathbf{V}_L$ (-11-1) を出力させるために $\mathbf{V}_{s1}$ (010) の出力時間 T_{s1n} を T_{smax} より短くしなければならない。このように考えると、ベクトル $\mathbf{V}_{s1}$ (010) の出力時間が下式になる。

$$T_{s1n}' = 2T_{smax} - T_{s1n} \dots\dots (25)$$

それで、この場合における中性点電位変動を抑制できる条件式 (17) を式 (26) のように書き直す。

$$\left| \frac{i_u}{i_v} \right| \leq \frac{T_{s1n}}{T_{mn}} \quad \dots\dots (26)$$

式 (2) と式 (23) を式 (25) に代入し、その結果として式 (3) を式 (26) の右辺に代入すると、

$$\frac{T_{s1n}}{T_{mn}} = \frac{\sqrt{3} \sin \theta \times [1 - \alpha \times \sin(30^\circ + \theta)]}{\alpha \times \sin(30^\circ - \theta) \times \sin(30^\circ + \theta)} \quad \dots\dots (27)$$

となる。更に、式 (20), (27) を式 (26) に代入して整理すると、抑制できる条件式 (17) は下式になる。

$$\left| \frac{\alpha \times \sin(\theta - \beta) \times \sin(30^\circ - \theta) \times \sin(30^\circ + \theta)}{\sin \theta \times \cos(\theta - \beta - 30^\circ) \times [1 - \alpha \times \sin(30^\circ + \theta)]} \right| \leq \sqrt{3} \quad \dots\dots (28)$$

ただし、 α : 電圧変調率、 $\alpha = \frac{|V|}{|V_m|}$

即ち、この場合に中性点電位変動を抑制できる条件は負荷の力率角 β 及び変調率 α 両方との関数関係がある。図7は負荷の力率 $\cos \beta = 0.8$ を設定し、変調率 α が0.5から1.0まで変化する時に、式 (28) の左辺 = Y と置いた場合の評価関数 Y と θ 、 α の関係を示す。

図7 抑制できる領域と変調率 α との関係

Fig. 7. Relationship between suppressible area and α

(4.3) 抑制効果の分析 図8は提案した方法による中性点電位を抑制する原理及び効果を示す図である。'+++'の線は二段キャリア方法で中性点電位変動を抑制しない時のインバータの出力電圧基本波の波形であり、点線は中性点電位変動の波形であり、実線は抑制した中性点電位変動の波形である。また、この図はインバータの出力電圧波形と図7の空間ベクトル及び抑制できない領域との対応関係も示す。中性点電位変動を抑制した場合には中性点電位の波形が実線になる。これは中性点に流入すると流出する電荷量の総和をゼロにする効果である。抑制できない範囲は中性点に流入すると流出する電荷量の総和がゼロにならない範囲である。抑制できない範囲は存在しても、前に述べたように式 (8) ~ (14) でベクトルの出

力時間を調整すれば中性点電位変動を十分抑制できる。

実際に中性点電位変動の波形と電圧波形との位相関係は具体的変調方式及び負荷の力率に依存し、図8の様子と違う場合もある。図9はモータ負荷のシミュレーション及び実験結果の一つ例であり、分析した結果とよく合うことがわかった。

図8 抑制効果の分析

Fig. 8. Analysis of the suppression

(a) シミュレーション結果 (b) 実験結果
(a) Simulation result (b) Experimental result

図9 抑制効果

Fig. 9. Effectiveness of the suppression

5. 中性点電位の変動を抑制するPWM変調法

第3章に述べたことに基づいて、3レベルインバータの中性点電位変動を抑制する新しいPWM方法について指令ベクトル V が区間 A1 に存在する場合における処理のフロー図を図10に示す。

以上のように各変調方式及び各ベクトルの出力時間を決めれば、3レベルインバータにおける中性点電位変動を抑制できる。この方法の特長は、

- (i) 瞬時電流によって変調方式1或いは変調方式2を選択する。
- (ii) 指令ベクトル V によって各ベクトルの出力時間を計算し、更に中性点に流入すると流出する電荷量の総和をゼロにするように各ベクトルの出力時間を調整する。

図 1 0 PWM波形生成法のフロー (区間 A 1)
Fig. 1 0. Dealing flow of generating PWM waveform

6. シミュレーション及び実験結果

〈6.1〉システム構成 図 1 1 に試作した 3 レベル IGBT インバータシステム構成及び主な定数を示す。提案した方法の有効性を確かめるためにいくつかの実験を行った。式 (4) で示したように中性点電位変動は直流側コンデンサ容量 C に大きく依存し、提案した方法を評価するために同じ条件で中性点電位変動を抑制しない二段キャリア方式の実験も行った。そこで、提案した方法の実験結果と二段キャリア方式の実験結果を比較することによって提案した方法を評価する。

負荷力率角 β が中性点電位変動を抑制する効果に与える影響について調べるために負荷の力率角 β を自由に変化させることが必要である。そのために、テスト I としては R-L 負荷を利用し、 R を変化することによって負荷の力率角 β を変化する。テスト II はモータ負荷であり、力率角 β が一定のままで、インバータの変調率 α を変化させて実験する。すべての実験はインバータの出力周波数が $f_c = 50$ Hz である。提案した PWM 波形生成法では、複数の変調方式と出力順序を用いているので、制御周期 T_c が一定でも瞬時スイッチング周波数は一定とはならないが、インバータの出力一周期の平均スイッチング周波数は $f_s = 1$ kHz のように設定する。

〈6.2〉シミュレーション及び実験結果 まず、図 1 2 にはモータ負荷の場合における負荷電流 (i_u) 波形とインバータの出力端子の相電圧 (V_{u0}) パルス波形及び

図 1 1 実験システム構成図
Fig. 1 1. Experiment system configuration

(a) 空間ベクトル方法 (b) キャリア方法
(a) Proposed method (b) Sinusoidal method

図 1 2 シミュレーション結果

Fig. 1 2. Simulations results

(a) 空間ベクトル方法 (b) キャリア方法
(a) Proposed method (b) Sinusoidal method

図 1 3 実験結果

Fig. 1 3. Experimental results with motor load

(a) 空間ベクトル方法 (b) キャリア方法
(a) Proposed method (b) Sinusoidal method

図 1 4 電流波形の FFT 分析結果

Fig. 1 4. FFT analyzed results of motor current waveform

DC側入力中性点電位変動量 (ΔV_n) の波形のシミュレーション結果を示す。図13は図12に対応する実験結果である。実験条件は図17～18に示したモータ負荷の実験条件と同じである。また、シミュレーションの条件は実験条件と同じように設定した。図12と図13から見ると、提案したPWM方法は中性点電位変動を抑制するために負荷瞬時電流によって計算した電圧出力パルス幅を調整するので、普通の2段キャリアPWM方法のような真ん中のパルスが太い、両端のパルスが細い特徴がなくなった。しかし、図14のFFT分析結果に示したとおりに電流高調波成分がほぼ同じである。即ち、提案した方法による電流高調波の増加はないことが確認した。

図15と図16は三相R-L負荷で、Rの変化による二種類の力率の場合におけるu相電流 (i_u) の波形と中性点電位変動量 (ΔV_n) の波形を示す。実験結果から見ると、提案した空間ベクトル方法では2段キャリア方法で抑制しない場合より中性点電位変動を低減できることが確認した。確かに、上に分析したように抑制できない領域は負荷の力率と関係があるので、負荷の力率の変化によって中性点電位変動量の波形が多少変わることがある。図17と図18は誘導モータ負荷で、二種類の変調率の場合における実験結果である。同様に、変調率 α が変わっても、提案した方法による中性点電位変動を十分抑制できる。即ち、負荷の力率角 β 及びインバータ変調率 α は抑制効果にとって大きな影響がないことも確認した。

7. あとがき

本論文は3レベルインバータにおける中性点電位を検出することなく中性点電位変動を抑制する機能を持つ新しい空間ベクトルPWM波形生成法を提案した。この方法では中性点にクランプするベクトルに着目して電圧空間ベクトルの各30°区間に対して二つの変調方式を定義し、負荷の瞬時電流によって具体的な変調方式を選択する。指令ベクトル V によって各ベクトルの出力時間を計算し、更に中性点電位変動を抑制するために、中性点に流入或いは流出する電荷量の総和をゼロにするように先に計算した各ベクトルの出力時間を調整する。提案した制御法の有効性は試作した装置による実験にて確認できた。

実験結果によれば、従来の方式に比べて、中性点電位変動を抑制できるし、負荷電流の歪みが増加することもない。また、提案した方法ではいつも中性点に流入或いは流出する中性点電流の平均値がゼロとなるように各ベクトルの出力時間を決めるので、理論的に負荷或いは指令値の急変及び過渡状態も含めて中性点電位の変動を抑制することが期待できる。

今後の課題として、中性点電位変動のトルク脈動への影響を解析すること、及び中性点電位変動幅を一層低減し、更に過渡状態への効果について検討する。

(平成7年3月27日受付, 平成7年9月1日再受付)

図15 三相R-L負荷

Fig. 15. Experimental results with three-phase R-L load ($\cos \beta = 0.3$, $\alpha = 0.8$, $V_{uv} = 60 \text{ V}$, $I_u = 20 \text{ A (rms)}$)

図16 三相R-L負荷

Fig. 16. Experimental results with three-phase R-L load ($\cos \beta = 0.8$, $\alpha = 0.8$, $V_{uv} = 80 \text{ V}$, $I_u = 20 \text{ A (rms)}$)

図17 誘導モータ負荷

Fig. 17. Experimental results with IM motor load ($\alpha = 0.6$, $V_{uv} = 180 \text{ V}$, $I_u = 20 \text{ A (rms)}$)

図18 誘導モータ負荷

Fig. 18. Experimental results with IM motor load ($\alpha = 0.8$, $V_{uv} = 180 \text{ V}$, $I_u = 20 \text{ A (rms)}$)

文 献

- (1) A. Nabae, I. Takahasi, H. Akagi: "A New Neutral-Clamped PWM Inverter", *IEEE Conf. Record Vol. 2 IAS Annual Meeting*, 1980, pp761-766
- (2) Y. Tadros, S. Salama, Th. Schutze: "Three-level IGBT Inverters for Industrial Drives and Traction Application", *EPE Journal, European Power Electronics and Drives*, Vol. 4, No. 2, pp38-42, June, 1994
- (3) 小笠原・沢田・赤木: 「中性点クランプ電圧形 PWM インバータの中性点電位変動の解析」, 電学論 D, 113, 41 (平5・1)
- (4) 霍・宮下・曾根: 「空間ベクトル PWM による 3 レベルインバータの中性点電位の変動抑制法」, 平成 6 年電気学会全国大会 No.516
- (5) 佐川, 他: 「3 レベルインバータの中性点電位変動を抑制する PWM 制御法」, SPC-93-22 (平5・1)
- (6) 上園・宮下: 「NPC インバータの一制御方法」産業電力電気応用研究会資料, IEA-93-32
- (7) 小笠原・沢田・赤木: 「中性点クランプ電圧形 PWM インバータを用いたベクトル制御システム」, 電学論 D, 111, 930 (平3・11)
- (8) 川畑隆夫, 他: 「GTO の最小パルス幅の影響と中性点電圧制御を考慮した 3 レベルインバータの変調法」, 電学論 D, 113, 865 (平5・7)
- (9) 棚町, 他: 「3 レベルインバータの中性点電圧の交流的変動の抑制法」, 平成 4 年電気学会産業応用部門全国大会, No.91
- (10) 田中, 他: 「中性点クランプ式インバータの PWM 制御法の検討」, 電学論 D, 112, 553 (平4・6)
- (11) 神谷, 他: 「3 レベルインバータ中性点電流の直流分の解析と中性点電位変動の抑制制御」, 平成 5 年電気学会全国大会, No.516
- (12) H. van der Broeck and H.C. Skudelny: "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", *IEEE Trans. on IA*, vol. 24, No. 1, January/February 1988

霍 斌 (正員)

1963年7月25日生(中国、唐山)。1985年7月, 西南交通大学工学部電気工学科卒業。1987年4月同大学電気工学部電気化自動化専攻修士課程修了, 工学修士。現在東洋電機製造(株)技術研究所にてパワーエレクトロニクス関連の研究に従事。

宮下 一郎 (正員)

昭和13年7月22日生。41年3月東京大学工学部電気工学科卒業。41年4月東洋電機製造(株)入社。主として, パワーエレクトロニクスとモータドライブ制御の研究開発に従事。技術研究所勤務。

曾根 悟 (正員)

昭和14年4月23日生。37年3月東京大学工学部電気工学科卒業。42年同大学大学院博士課程修了。工学博士。59年同大学電気工学科教授。主として, 交通システム工学とパワーエレクトロニクスの研究に従事。