



HOKKAIDO UNIVERSITY

Title	電流誤差ベクトルを用いた電流制御形PWMインバータ
Author(s)	長谷川, 明子; 福田, 昭治; 新居, 昭雄
Citation	北海道大學工学部研究報告, 147, 35-46
Issue Date	1989-07-31
Doc URL	https://hdl.handle.net/2115/42195
Type	departmental bulletin paper
File Information	147_35-46.pdf



電流誤差ベクトルを用いた電流制御形 PWM インバータ

長谷川 明 子 福 田 昭 治 新 居 昭 雄

(平成元年 3 月 31 日受理)

Current Controlled PWM Inverter Using Current Error Vector

Akiko HASEGAWA, Shoji FUKUDA and Akio NII

(Received March 31, 1989)

Abstract

With the development of so called factory automation system in manufacturing industries, a demand for AC servo motors has been growing. To feed power to the AC servo-motors, inverters with the output ability of variable frequency, variable amplitude and variable phase-angle current are necessary. For this purpose, current controlled pulse-width-modulated (PWM) inverters using hysteresis comparators have been used. However they have some drawbacks: i) the number of switchings of power device is high, ii) they generate magnetic noises in the driven motor.

In this paper, an improved PWM scheme, Current Controlled PWM Inverter Using Current Error Vector, is proposed. The scheme enables us to reduce the current harmonics and magnetic noises of the motor if compared with the conventional one. Experimental results using the proposed scheme are compared with the conventional one. It is confirmed that the proposed scheme has an advantage over the conventional in reducing the number of switchings and magnetic noises.

To implement the scheme, however, some problems caused by the time delay of current sensors are indicated. Two methods to solve the problems are proposed and some discussions about them are done.

1. ま え が き

近年、産業界の FA 化が進むなかで、ロボットや工作機械などに使用される AC サーボモータの必要性が高まってきている。AC モータを DC モータ並に高速応答させるには、振幅・周波数・位相を自由に制御することのできる正弦波出力の電流源が必要となり、それには電流制御形 PWM インバータが重要な役割を果たすことになる。

この目的で従来は主に、ヒステリシスコンパレータ方式が用いられてきた。この方式は指令値への高速追従性に優れているが、一般的な PWM 方式である三角波キャリア比較方式と比べる

*Department of Electrical Engineering

と、同じスイッチング周波数で電流の高調波成分が大きく、またモータの磁気騒音も大きくなるという欠点がある。そこで本論文では、ヒステリシスコンパレータ方式の高速応答性を損なわずに、定常運転時において、モータの電流高調波をより少なくするようなスイッチングを可能とする「電流誤差ベクトル制御方式」に基づいて PWM コントローラを試作し、ヒステリシスコンパレータ方式との理論的・実験的比較により、この方式の有効性を実証する。

2. 電流制御形インバータ

2.1 電流制御形インバータの必要性

AC モータで速度制御や位置制御をするには、モータのトルク制御が必要である。トルクは電流によりつくられるので、モータを制御するための指令値は電流で与えられることになる。一般的な電圧形 PWM インバータを用いて電流を制御するときには、外部にフィードバックループを設けて、指令値と実際の電流の差をとり、これを増幅して電圧指令に変換してから、三角波キャリア比較方式により電圧パルス列を出力するという形になる。このために、電流指令値と実際の電流との間には、必ず位相遅れを生じることになる。高性能 AC サーボモータという目的を考えると、この位相遅れは好ましくない。

そこでこのような高速追従の目的には、電流制御形 PWM インバータが用いられる。電流制御形インバータでは、電流誤差から電圧指令を求めるのではなく、電流指令値の上下に許容バンド幅を設定し、電流が常にこのバンド内に留まるように、印加電圧をオン・オフ制御するものである。よって一般の電圧形 PWM インバータで三角波キャリア比較によって電流制御を行う場合と異なり、電流指令値からの位相遅れを生じることはない。

2.2 ヒステリシスコンパレータ方式

電流制御形インバータの主流はヒステリシスコンパレータ方式である。以下にその原理と問題点を示す。

(1) 原理 簡単のため、図 1 に示した単相出力の電流制御形インバータを考える。この方式では電流指令値 I_r の上下に、それぞれ一定幅の上限と下限を設定し、実際の電流 I が上限値に達するとインバータの上側スイッチをオフ、下側スイッチをオンとし、下限値に達すると上側スイッチをオン、下側スイッチをオフとする。従って、各スイッチのゲート信号波形は図 1 のようになる。すなわ

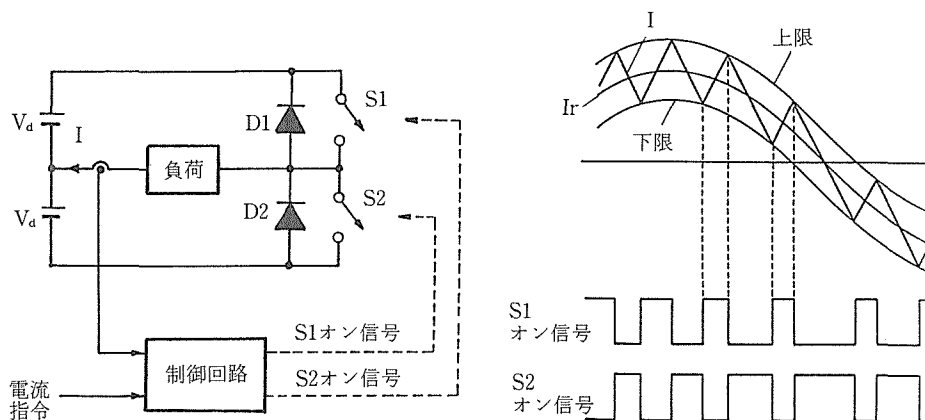


図 1 ヒステリシスコンパレータ方式の原理

ち、 I が正の期間では S_2 にオン信号が入ってもオンできず、 D_2 がオンして電流が減少し、 S_1 がオンすると電流は増加する。逆に I が負の期間では S_2 と D_1 が動作する。このようにして I を I_r に追従させる。三相出力のヒステリシスコンパレータ方式電流制御形インバータは、図1のものを三台接続したものとなる。

(2) 問題点 ヒステリシスコンパレータ方式では以下に示す欠点がある。

- ① スイッチング回数が多。特にモータの回転数が低くなるにつれスイッチング回数は増加する。これは逆に言えば、一定スイッチング周波数の条件で他の方式と比較すると、出力電流のリプル（高調波成分）が多いことになる。
- ② 線間電圧の変化が大きい。全周期にわたって $+V_d$ と $-V_d$ の電圧パルスが近接して現れるため、モータ内部の磁束の変化が大きくなり、磁気騒音を発生させる。
- ③ 三相を別々に制御しているため追従できない部分が存在する。例えば図2のように b 相、 c 相は上限に達して下側オンの状態となり、電流は減少しつつあるとする。ここで新たに a 相電流が上限に達して下側スイッチがオンされると、この状態（三相とも下側スイッチオン）では負荷が電源から切り離され、各相電流は減衰してしまう。このとき負であった c 相では、減衰によって電流が上限値に達するが、すでに下側スイッチがオンとなっているので、 c 相電流は δI から出てしまい、次に b 相電流が下限に達して上側スイッチオンとなるまで戻る方向には進めない。

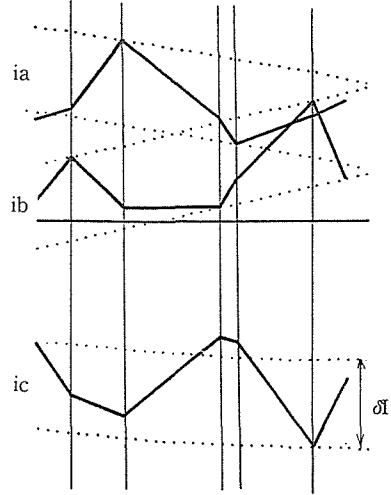


図2 電流の δI からの逸脱

これら3つの問題点を解決するには、次章で述べるように、三相の電流を一括して考えることが必要になってくる。

3. 電流誤差ベクトル制御方式

3.1 原理

電圧形インバータでは各相の上下アームスイッチのどちらか一方がオン、他方がオフであるから、三相合わせてで8種類のスイッチの状態が考えられる。インバータの各相出力電圧を V_a, V_b, V_c とすると、出力電圧ベクトル V_k ($k=0,1,\dots,7$) は次式で与えられる。

$$V_k = \sqrt{2/3} V_d (S_a + a \cdot S_b + a^2 \cdot S_c) \quad (2.1)$$

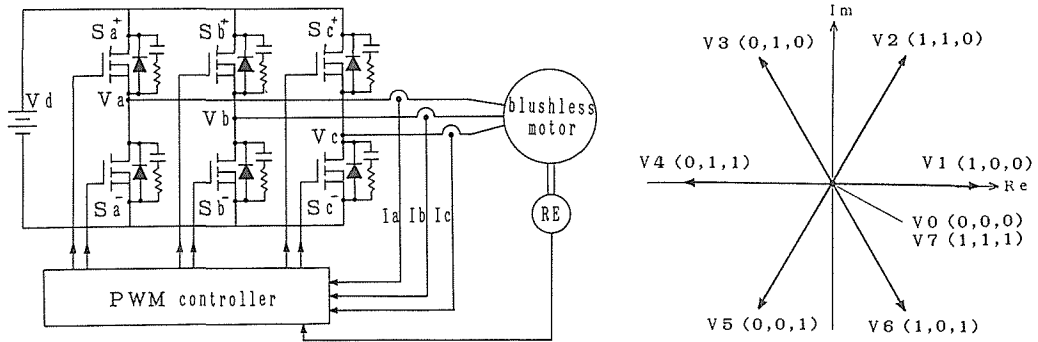
ただし $a = \exp(j2\pi/3)$

ここで S_i ($i=a, b, c$) はスイッチング関数であり、 i 相上側アームスイッチがオンのとき1、下側オンのとき0の値をとる。図3に電圧形インバータの主回路と各 $V_k(S_a, S_b, S_c)$ を示す。以下これら8種類の電圧ベクトルを用いて三相各相の電流を指令値に追従させることを考えよう。

指令値電流ベクトルを I_{sr} 、実際の出力電流ベクトルを I_s とし、それぞれ以下の式で定義する。

$$I_{sr} = \sqrt{2/3} (I_{ar} + a \cdot I_{br} + a^2 \cdot I_{cr}) \quad (2.2)$$

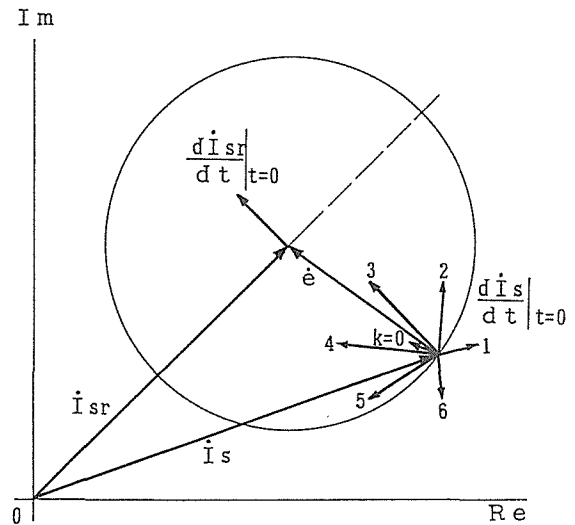
$$I_s = \sqrt{2/3} (I_a + a \cdot I_b + a^2 \cdot I_c) \quad (2.3)$$

図3 電圧形インバータと電圧ベクトル V_k

I_{sr} と I_s の差を電流誤差ベクトル e と定義する。

$$e = I_{sr} - I_s \quad (2.4)$$

図4に示すように、指令電流ベクトル I_{sr} の周りに半径 δI の許容誤差円を考え、誤差ベクトル e がこの円周に達すると、インバータが適当なスイッチングを行って e を再び δI 内に戻し、常に出力電流ベクトル I_s が円内に留まるようにする。 e を円内に戻す V_k は何通りか存在するが、そのうち、 e が次に半径 δI の円周に達するまでの時間（次にスイッチングが行われるまでの時間）がもっとも長くなるような V_k を選択する。ヒステリシスコンパレータ方式では、許容誤差

図4 各ベクトルと許容誤差円 δI

幅に対しスイッチング回数が多いことが問題点のひとつになっていたが、このような考えで電圧ベクトルの選択をすれば、スイッチング回数を低減することができる。

3.2 電圧ベクトルの選択方法

時刻 $t=0$ において e が円周に達したとする。この時ベクトル V_k を選択したとすれば、 $t>0$ における I_{sr} , I_s の軌跡はそれぞれ次式で近似される。

$$I_{sr}(t) = I_{sr}(0) + p I_{sr}(0)t$$

$$I_s(t) = I_s(0) + p I_s(0)t, \text{ ただし } p = d/dt \quad (2.5)$$

ここで I_{sr} の軌跡は定常状態では一定角速度の円であるから、 $p I_{sr}(0)$ は容易に求められる。また、 $t=0$ で V_k が選択された時、 $p I_s(0)$ は次式となる。

$$p I_s(0, k) = (V_k - V_{emf} - R I_s(0)) / L \quad (2.6)$$

ただし、 V_{emf} , R , L はそれぞれモータの逆起電力、巻線抵抗、インダクタンスである。

(2.5)式より

$$e(t, k) = e(0) + p e(0)t$$

$$p e(0, k) = p I_{sr}(0) - p I_s(0, k) \quad (2.7)$$

$$|e(t, k)|^2 = |e(0)|^2 + 2(e(0) \cdot p e(0, k))t + |p e(0, k)|^2 t^2 \quad (2. 8)$$

$$(e(0) \cdot p e(0)) = |e(0)| \cdot |p e(0)| \cos \theta, \quad \theta: e(0) \text{ と } p e(0) \text{ のなす角}$$

e が再び円と交わるまでの時間 T_k は次式で表される。

$$T_k = -2 |e(0)| \cdot |p e(0, k)| \cos \theta / |p e(0, k)|^2 \quad (2. 9)$$

(2. 9)式により $k = 0 \sim 7$ としたときの T_k を計算し、 T_k が最も長くなる V_k を選択する。

3. 3 ヒステリシスコンパレータ方式との比較

まず、ヒステリシスコンパレータ方式でスイッチングを行った場合の誤差ベクトル e の軌跡について考える。各相の電流誤差 e_i ($i = a, b, c$) は、誤差ベクトルの α 軸成分を e_x 、 β 軸成分を e_y とすると次式のように与えられる。

$$e_a = \sqrt{2/3} e_x$$

$$e_b = \sqrt{2/3} (-e_x \sqrt{3/2} + e_y/2)$$

$$e_c = \sqrt{2/3} (-e_x \sqrt{3/2} - e_y/2)$$

一相あたりのヒステリシス幅を δI と設定すると、図 5 のように複素平面での許容誤差範囲は、指令値電流 I_{sr} から各相方向にそれぞれ $\pm \sqrt{3/2} \delta I$ の距離にある境界線で示される。例えば e が境界線 $A+$ に達すると、 a 相のスイッチング関数は $S_a = 0$ 、 $A-$ に達すると $S_a = 1$ となり、他相も同

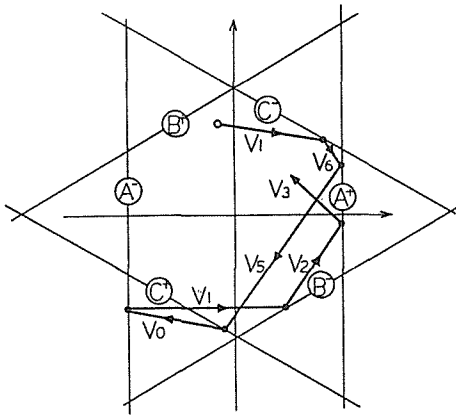


図 5 ヒステリシスコンパレータ方式における e の軌跡

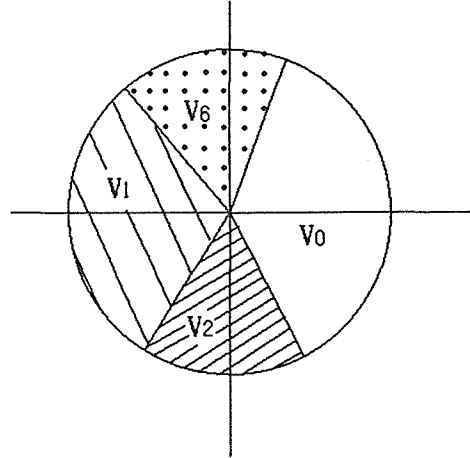


図 6 電流誤差ベクトル制御方式の V_k の範囲

様に決まる。各相のスイッチング関数から (2. 1) 式により V_k が求められる。図 5 に e の軌跡の一例を示した。

このようにヒステリシスコンパレータ方式についても、三相を一括してベクトルで表し、電流誤差ベクトル e のふるまいを見れば、電流誤差ベクトル制御方式のそれと比較することが可能である。両者を比較すれば、電流誤差ベクトル制御方式は以下に示すような利点がある。

① より低いスイッチング回数で同じ電流誤差幅とすることができる。

電流誤差ベクトル制御方式では、エラー角 ϕ (I_{sr} と e のなす角) が求められれば対応する V_k が決定される。そのパターンを計算すると図 6 のようになり、零ベクトル V_0 を選択する範囲が

なり大きい。 V_0 を選択するとモータは電源から切り離され、電流はモータの逆起電力と巻線抵抗 R 、インダクタンス L により減衰するのみで、誤差 e は他の電圧ベクトルを用いたときより速度が遅くなる。この傾向は特にモータの逆起電力や指令電流の変化速度が小さい、低速時に顕著であり、電流誤差ベクトル制御方式では、モータの回転数が小さくなるほどスイッチング回数は低下する。

電流誤差幅を等しく設定したときの、スイッチング回数と回転数の関係を図7に示した。本方式では特に負荷の回転数が低い場合に、著しくスイッチング回数が減少することがわかる。

② 線間電圧に $\pm V_d$ が近接して現れる現象が少なくなる。

図8に両方式による線間電圧のシミュレーション波形を示す。ヒステリシスコンパレータ方式では、全周期にわたって $+V_d$ と $-V_d$ の電圧パルスが頻繁に交互に現れているのに対し、電流誤差ベクトル制御方式では、 $+V_d$ と0のみ、あるいは $-V_d$ と0のみが現れる。両極性の電圧パルスが近接して現れると、モータの磁束の変化が大きくなり磁気騒音の原因となるので、本方式は従来の方式と比較して騒音を低減できる。

線間電圧に $\pm V_d$ 両極性のパルスが交互に現れるのは、お互いに π または $\pm 2\pi/3$ の角度にある V_k を選択したときである。ヒステリシスコンパレータ方式では誤差ベクトル e の軌跡は図5のようになり、 V_1 から V_6 までのスイッチングがまんべんなく現れているので、各相とも線間電圧には $\pm V_d$ 両極性の電圧パルスが出力されることになる。他方、電流誤差ベクトル制御方式では、図6のパターンで ab 相線間電圧を考えると、極性が負になるのは V_2 を選択した場合のみであり、かなり

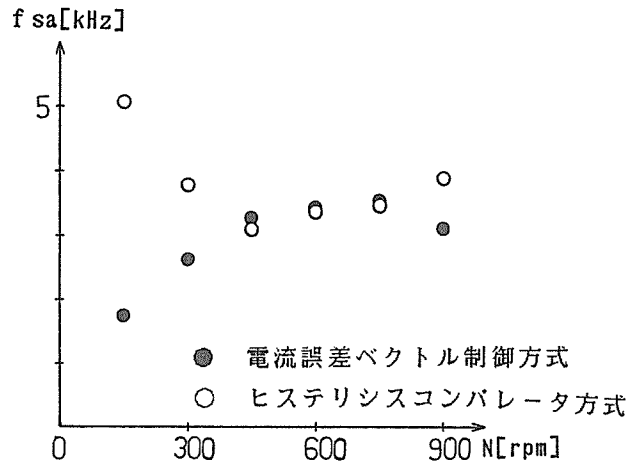
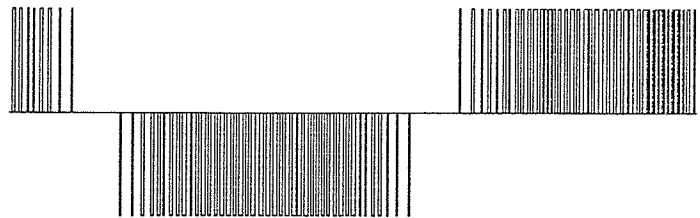
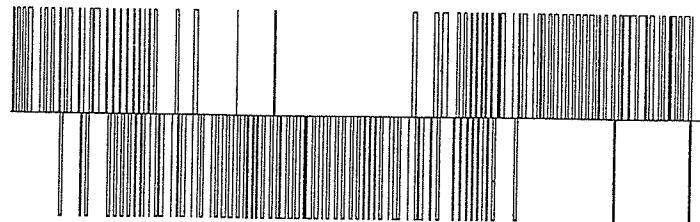


図7 a相スイッチング回数－負荷回転数



(a) 電流誤差ベクトル制御方式



(b) ヒステリシスコンパレータ方式

図8 線間電圧シミュレーション波形

少ない確率になることがわかる。なお零ベクトル V_0 は常に各相の線間電圧を零にする。

③ 三相を一括して制御しているため零ベクトルによる逸脱がない。

再び図5に戻ってヒステリシスコンパレータ方式での e のふるまいについて考えよう。 V_5 によって e が境界線C+に達しているとする。c相では Sc を0として e をはね返そうとするが、このとき Sa, Sb もすでに0であるから電圧ベクトルは V_0 になる。 V_0 は負荷短絡状態であり、電流は負荷の逆起電力と抵抗 R による減衰で図の方向へ向い、 e_c は次に e がA-に達するまでの間 δI 内に戻れない。このように e は各境界線の内部におさまらず、その外側の星形の範囲内を動くことになる。電流誤差ベクトル制御方式では三相を一括して扱い、 e が誤差円内におさまるようにしているので、ヒステリシスコンパレータ方式と同じ δI を設定（一相 δI と半径 $\sqrt{3}/2\delta I$ の円が対応する）しても、 e はヒステリシスコンパレータ方式より小さい範囲に抑えることができる。

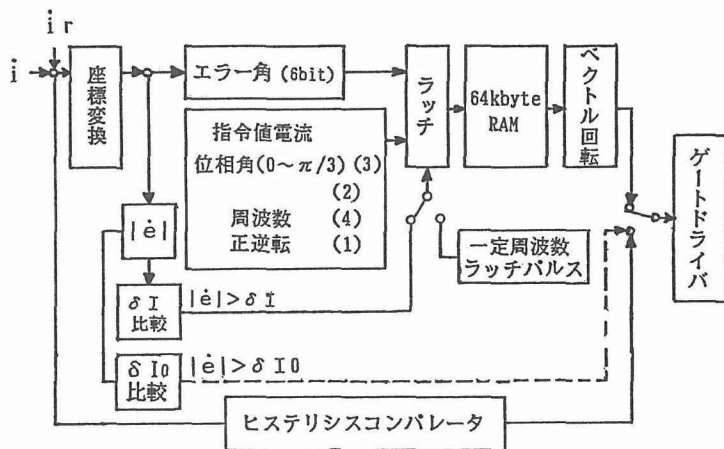


図9 電流制御回路構成

3.4 実験

(1) 制御回路構成 図9

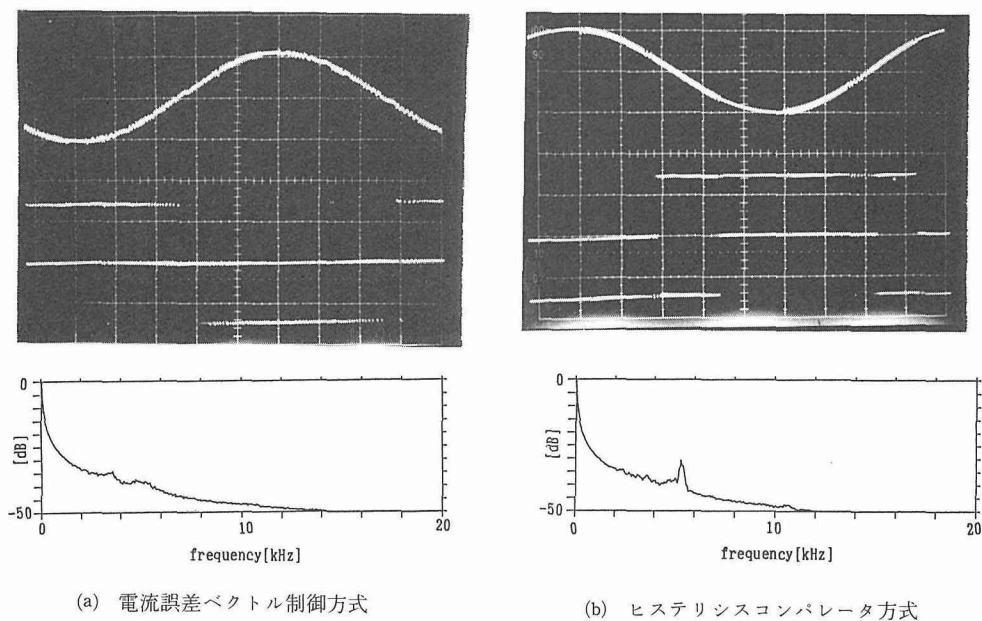


図10 実験結果

上：線電流（2A/div），線間電圧（100V/div）

下：出力電流周波数成分分析結果

に電流制御の回路構成を示す。各データに応じた V_k をオフラインで計算し、64k バイト RAM におさめてある。電流位相角 ωt は $0 \sim \pi/3$ までについて V_k を求め、 $\pi/3$ ごとの対称性を利用して適宜回転し、任意の位相角に対する V_k を得る。これにより RAM の容量を $1/6$ に節約できる。三相二相変換・d-q 変換で求められた e から、大きさ $|e|$ とエラー角 ϕ (I_{sr} と e のなす角) を計算し、 $|e| = \delta I$ になると各データをラッチしてスイッチングパターンを出力する。また始動時など電流指令値が急激に変化したり、正逆転の切り換え時など位相が不連続に変化した場合には、この方式では V_0 を選択していたりすると追従できなくなる。この様な場合にも高速に追従するように、 δI の外側に δI_0 なる円を設定し、 $|e| \geq \delta I_0$ でヒステリシスコンパレータ方式に切り換えるようにしている。

(2) 実験結果 図 10 (a)に電流誤差ベクトル制御方式、(b)にヒステリシスコンパレータ方式を用いたときの線電流と線間電圧波形、出力電流の周波数分析結果を示す。どちらも $\delta I = 0.1[A]$ に設定し、 $I = 1[A]$ 、 $V_d = 150[V]$ 、 $N = 300[rpm]$ で実験を行った。(b)では線間電圧に $\pm V_d$ が多数交互に現れているが、(a)ではこの現象が極めて少なく抑えられている。

出力電流の周波数分析結果について比較すると、(a)では電流高調波のピークの周波数が下がっているにも関わらず、ピークでの高調波成分の大きさは(b)より小さくなっている。これは本方式ではむだなスイッチングを行わずに電流誤差を小さく抑えていることを示している。

4. 電流の検出遅れに伴う問題と対策

電流誤差ベクトル制御方式を用いると、従来の方式と同じ許容誤差幅で電流の高調波成分のピーク周波数(スイッチング回数に対応)を低く抑えることができる。よってこの方式を用いてスイッチング回数を従来の方式と同じ程度まで上げれば、理論的には電流の指令値からの誤差をより低減できるであろう。しかし、電流が許容誤差に達してから、実際にスイッチングがおこなわれるまでに、電流センサの検出遅れに起因した「時間遅れ」が生じる。以下ではこの時間遅れにより生じる問題とその対策について述べる。

4.1 時間遅れに伴う問題点

① 電流を検出してからスイッチングが生じるまでの間に、誤差 e が許容誤差幅 δI の外にでてしまう場合がありうるので、誤差幅 $|e|$ をある程度以上小さくできない。これを電流高調波による騒音という観点から見ると、高調波のピークが非可聴領域である $20[kHz]$ 以上にあれば問題はないが、現実には $|e|$ を小さくできないことからそこまで周波数を高くできない。

② e が δI に達した時点と実際にスイッチングが行われる時点で選択されるべき V_k が変わってしまう場合がある。そのため、 e が δI 内に戻れず電流は指令値に追従できなくなる場合がある。

そこで、電流誤差をより小さく抑えるために次節で述べる「一定周波数 V_k 選択方式」を提案する。

4.2 一定周波数 V_k 選択方式

(1) 考え方 電流誤差を低減するには、理論的には許容誤差 δI を小さく設定すればよい。しかし実際は δI を小さく設定しても e がその中におさまらず、また遅れ時間と比較して δI が小さすぎると、電流誤差幅 e が円内に戻れず追従から外れる場合があるので、円の半径の設定によって電流誤差を抑えるのには限界がある。

そこで、 e が δI に達するまで待たずに、一定の周期で e (あるいはエラー角 ϕ) を検出して V_k

を選択し、スイッチングを行うことを考える。(いいかえれば、一定の周期で δI の方を $\mathbf{e}$ と同じ大きさに合わせて縮めると考えることもできる。)このようにすると、特に速度の遅い零ベクトルは、センサの遅れを考慮してもかなり $|\mathbf{e}|$ が小さい時点ではねかえされ、他のベクトルを選んでいた場合にも $\mathbf{V}_k$ の選択周期 T を適当な値に設定することで、最大の $|\mathbf{e}|$ を一定の値以下に抑えることができる。

この方式は、一定の周期で δI を $\mathbf{e}$ と同じ大きさに設定していると考えられるので、適当なスイッチングを求めるには $|\mathbf{e}|$ を検出してその値を δI とすればよいが、これは制御回路の RAM の容量を増加させなくてはならず望ましくない。実際には、 δI をある程度可変としても、ある 1 種類の δI について求めた $\mathbf{V}_k$ のパターンをそのまま適用することができる。以下に理由を述べる。

2 章で求めた次のスイッチングまでの時間 T_k を再掲すると

$$T_k = -2 |\mathbf{e}(0)| |\mathbf{p}\mathbf{e}(0)| \cos\theta / |\mathbf{p}\mathbf{e}(0)|^2 \quad (4.1)$$

ここで、遅れによる誤差は半径に比べて小さいものとする、 $|\mathbf{e}(0)| \approx \delta I$ である。 $\cos\theta$ は δI には依存しない。また 2 章で述べたように

$$\mathbf{p}\mathbf{e}(0, \mathbf{V}_k) = (\mathbf{V}_k - \mathbf{V}_{emf} - R(\mathbf{I}_r(0) + \mathbf{e}(0))) / L - p \mathbf{I}_r \quad (4.2)$$

である。上式で R が小さく、また $|\mathbf{I}_r(0)| \gg \delta I$ であるとすれば、 $\mathbf{p}\mathbf{e}(0)$ は $\mathbf{e}(0)$ にはほとんど依存せず $\mathbf{V}_k$ のみで決定され则认为てよい。

よって $|\mathbf{p}\mathbf{e}|$ は $|\mathbf{e}(0)| (= \delta I)$ には無関係であるとして、(4.2)式を(4.1)式に代入すると

$$T_k = A_k \cdot \delta I \quad (A_k \text{ は定数, } k=0 \sim 7) \quad (4.3)$$

と表すことができる。 A_k は $\mathbf{V}_k$ に依存する一定量であるから、 δI が変化しても、 T_k を最も長くする $\mathbf{V}_k$ が入れ替わることはないと考えられる。

図 11 は δI をそれぞれ 0.1[A], 0.5[A] とし、実際に計算した ϕ と $\mathbf{V}_k$ の関係の一例を示している。ある特定の角度 ϕ に対し選択される $\mathbf{V}_k$ は、 δI が変化してもほとんど変わらないことがわかる。これにより、一定周波数 $\mathbf{V}_k$ 選択方式において、ある一定の許容誤差を設定して、あらかじめ計算により求められたベクトルを適用してもよいと言える。

この方式では 3 章の考え方で得られたスイッチングパターンを用いているので、ヒステリシスコンパレータ方式の欠点であった、磁気騒音や追従はずれなどを低減でき、さらに電流の誤差を小さくおさえ、出力電流波形を改善できる。この方式の制御回路は、図 9 においてラッチパルス入力 δI のコンパレータから、一定周波数のパルスに切り換えることで得られる。

(2) 実験 比較のため、(2)一定周波数 $\mathbf{V}_k$ 選択方式、(b)ヒステリシスコンパレータ方式の高調波のピーク周波数がほぼ等しく (9kHz) なるように、(a)におけるベクトル選択周波数 $f_L = 45\text{kHz}$ 、(b)の $\delta I = 0.05[\text{A}]$ に設定して実験を行った。図 12 (1)にそれぞれの出力電流周波数分析結果を示す。(a)は(b)と比較して全体に高調波成分が少なくなっており、(b)で比較的大きく現れてい

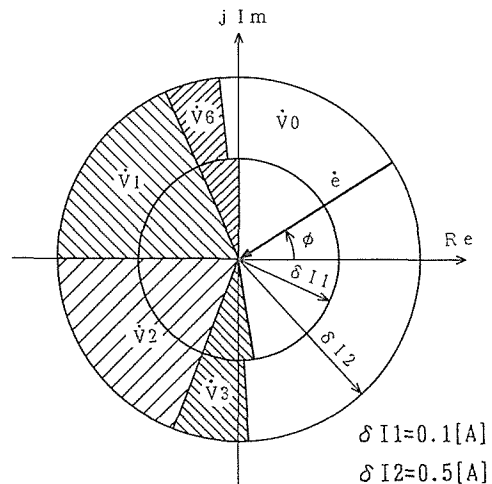
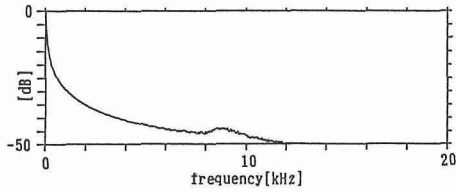
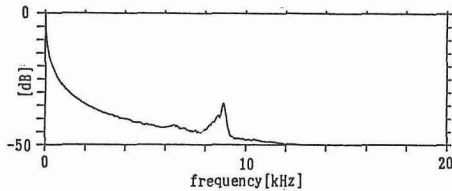
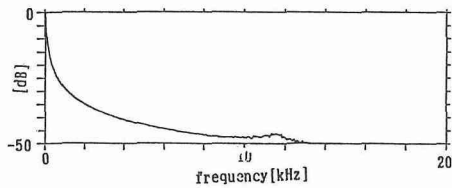
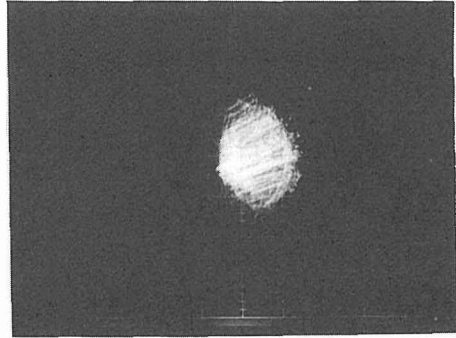
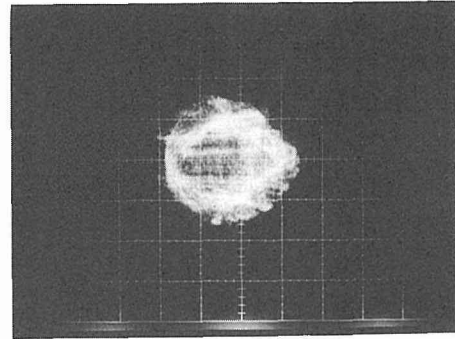


図 11 δI を変えて計算した $\mathbf{V}_k$ のパターン

(a) 一定周波数 V_k 選択方式 ($f_L=45[\text{kHz}]$)(b) ヒステリシスコンパレータ方式 ($\delta I=0.05[\text{A}]$)(c) 一定周波数 V_k 選択方式 ($f_L=100[\text{kHz}]$)

(1) 出力電流周波数成分分析結果

(d) 一定周波数 V_k 選択方式

(e) ヒステリシスコンパレータ方式

(2) 電流誤差ベクトル e の軌跡

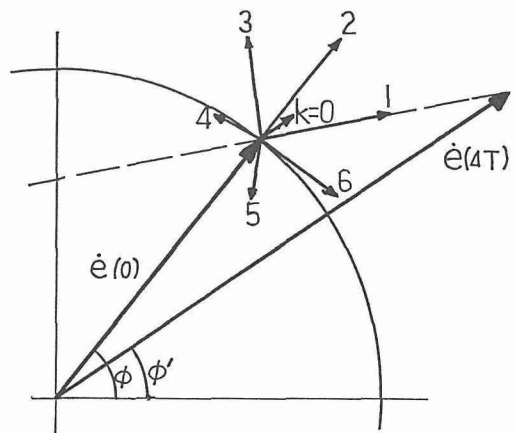
図12 実験結果

るピークも(a)では40[dB]以下に抑えられている。また図12(2)は各方式においてd-q軸上からみた誤差 e の軌跡である。(d)は(e)と等しい周波数で誤差の範囲がかなり縮小されている。

なお、図12(1)(c)は一定周波数 V_k 選択方式において、 $f_L=100\text{kHz}$ とした場合の周波数分析結果である。電流誤差ベクトル制御方式やヒステリシスコンパレータ方式では、許容誤差に達したことを検出してからスイッチングを行うので、検出遅れのため電流高調波のピークが約10[kHz]程度以上に伸びなかった。しかし、本方式では約12[kHz]に伸びており同時にピーク値自体もさらに小さくなっている。

4.3 遅れを考慮した V_k の計算

e が δI に達したとき検出されたエラー角 ϕ と、実際にスイッチングが行われる時点での ϕ に差があるため、選択された V_k が実際は適切

図13 遅れを考慮した $\dot{e}$ の計算

なものではなく、 $\mathbf{e}$ が誤差円内に戻れず電流が指令値に追従できなくなる場合がある。これを補償するため、図 13 に示すように、現在のスイッチングと検出された $\mathbf{e}$ 、 ϕ から実際の $\mathbf{e}$ を計算することを考える。

検出されたエラー角を ϕ 、遅れ時間を ΔT 、現在の電圧ベクトルを $\mathbf{V}_k$ とすると、新しいスイッチングを行う時刻の誤差ベクトル $\mathbf{e}(\Delta T)$ は

$$\mathbf{e}(\Delta T) = \mathbf{e}(0) + (\mathbf{V}_k - \mathbf{V}_{emf} - R \mathbf{I}_s(0)) / L \Delta T \quad (4.4)$$

で求められる。以下 3 章で述べたのと同様にして $t > \Delta T$ における $\mathbf{e}$ の軌跡を各 $\mathbf{V}_k$ について計算し、スイッチングすべき $\mathbf{V}_k$ を選択する。新しく選択する $\mathbf{V}_k$ は、 $\mathbf{e}$ が再び δI 内に戻るもののうち、次に δI から出るまでの時間が最も長いものとする。ただし遅れ時間 ΔT は一定とする。

5. 過渡時における本方式の追従性

電流誤差ベクトル制御方式、およびそれを改良した、一定周波数 $\mathbf{V}_k$ 選択方式では、ヒステリシスコンパレータ方式のさまざまな問題点を解決することを主眼としてきた。しかしながらここで当初の目的に戻ってみると、根本となる目的は「電流指令値に高速に追従するインバータ」であった。そこでここでは、一定周波数 $\mathbf{V}_k$ 選択方式の過渡状態における指令値への追従性について実験し、ヒステリシスコンパレータ方式との比較を行った。

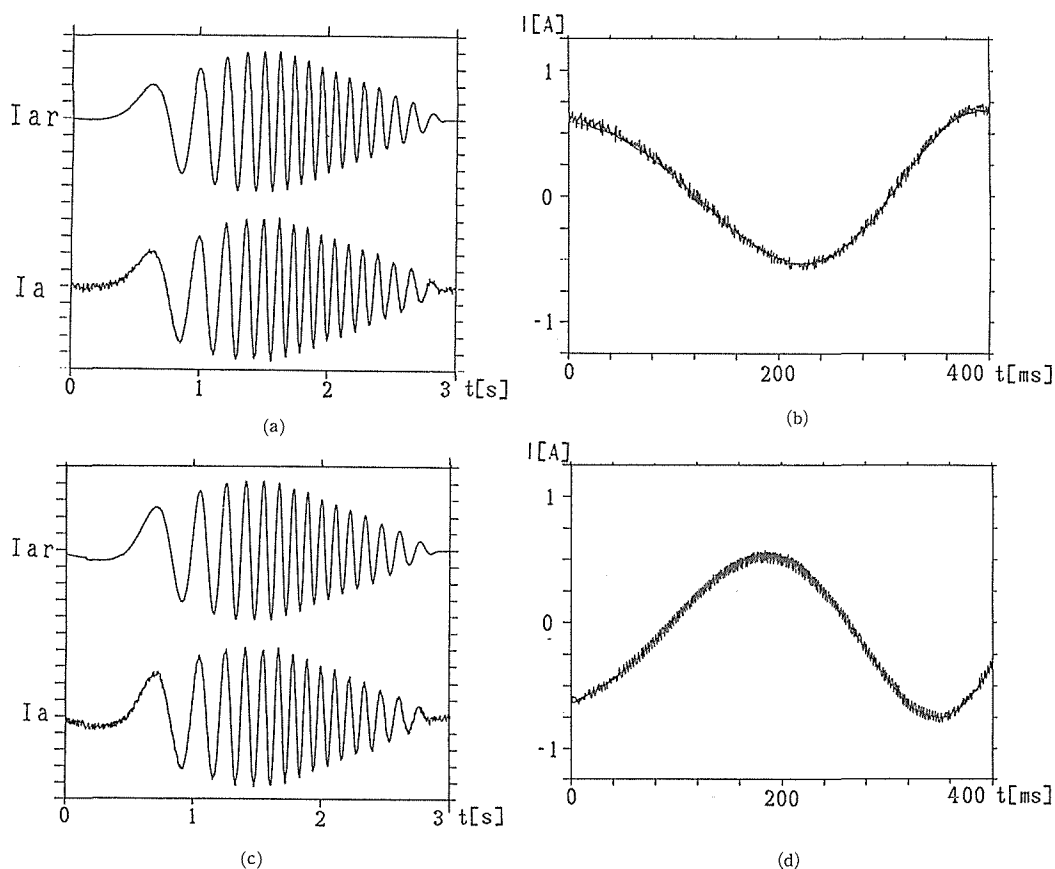


図 14 過渡時電流波形 上：(a)本方式 下：(b)従来方式

電流の指令値をランプ状に $0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$ [A] に変化させ、各方式の追従特性をみたのが図 14 である。条件は図 12 と同様(a)は一定周波数 V_k 選択方式で $f_L = 45$ [kHz], (c)はヒステリシスコンパレータ方式で $\delta I = 0.05$ [A] とし、電流高調波のピークが約 9 [kHz] で等しくなるようにした。また、(b)は(a)の、(d)は(c)の時間軸を拡大したものである。(a)の方式(ただし $|e| > \delta I_0$ で(c)方式に切り替わる)でも(c)同様指令値に位相遅れなく追従し、さらに電流のリプル分が全体に小さくなっていることがわかる。

6. む す び

本論文では、AC モータの高性能ドライブに用いられる電流制御形 PWM インバータの高速追従性を満足しながら、従来のヒステリシスコンパレータ方式の問題点であった、磁気騒音・高調波を低減する方式である、「電流誤差ベクトル制御方式」について、実験およびシミュレーションにより比較検討を行った。以下に主な結果をまとめる。

- 1) 本方式は定常状態において、より少ないスイッチング回数で電流リプルを低減することが出来る。
 - 2) 本方式は三相を一括して制御することによって、従来の方式の問題点であった、線間電圧が常に正負に切り替わることによって生じる、モータの磁気騒音を低減し、また電流が許容誤差幅から外れる現象を防ぐことができる。
 - 3) 電流指令値が急激に変化する場合には、一時的に制御をヒステリシスコンパレータ方式に切り換えることによって、高速性はヒステリシスコンパレータ方式のみの制御と同程度に達成でき、さらに電流リプル分はヒステリシスコンパレータ方式より少なくすることができる。
- 以上により、電流誤差ベクトル制御方式の有効性を実証した。さらに本方式を実現するための問題点である電流の検出遅れに着目し、以下のような対応策を検討した。

- 1) より電流誤差幅を小さくして電流波形を改善するため、一定の周波数でスイッチングを選択する方式を提案し、実験によってその有効性を実証した。
- 2) 電流の追従はずれを防ぐため、あらかじめ電流の検出遅れを考慮したスイッチングについて考察した。

謝 辞

実験装置の製作にあたられ、また種々貴重な御助言を賜った、山村吉典氏(現、日産自動車中央研究所勤務)に感謝いたします。

参 考 文 献

- 1) J. Holtz and S. Stadtfeld, "A Predictive Controller for the Stator Current Vector of AC Machines Fed from a Switched Voltage Source," Conf. Rec. of IPEC-Tokyo 1983, pp. 1665-1675, (1983)
- 2) 長谷川, 福田, 新居: 「電流誤差ベクトル制御によるパワー-MOSFET 電流瞬時値制御形 PWM インバータ」昭和 63 電気学会全国大会 No. 534
- 3) 山村吉典: 「パワー-MOSFET を用いた電流瞬時値制御形 PWM インバータ」昭和 61 年度電気工学専攻修士論文