

UDC 621.313.333.012.018.3  
: 621.314.57.025.4

# 多転流方式インバータによって駆動された誘導電動機の動作特性

Operating Characteristics of Induction Motor driven by Multi-commutation Method Inverter

沢井善三郎\*・原島 文雄\*・賀屋 和昭\*

Zenzaburo SAWAI, Fumio HARASHIMA and Kazuaki KAYA

## 1. はじめに

電動機速度制御は直流電動機が主として用いられている。周波数および電圧を可変にして誘導電動機を速度制御に用いると、直流電動機より優れた速度制御を行なうことができる。可変周波数電源としてはインバータを用いるのが一般的であるが、出力電圧波形はその相数を無限大にしないかぎり真の正弦波は得られない。通常用いられているのは3相インバータであるが、多くの高調波を含んでいるために軸出力トルクに脈動を生じたり、電流の値に大きなピークが、存在するなどの悪影響がある。これらを改善する道は二つあって、一つは相数を増やして12相インバータにすることであり、他の一つは相数は変えないで転流回数を増やして高調波の影響を緩和することである。後者を「多転流方式インバータ」と呼ぶことにする。

この多転流方式インバータによって駆動された誘導電動機特性については解析も実測も例がない。ここではすでに知られている6相インバータ（通常3相と呼ばれているが、12相との関係上6相と呼ぶ）および12相インバータに対して多転流方式インバータはどのような位置にあるかを定量的に比較検討するのが目的である。

## 2. 多転流方式インバータとは

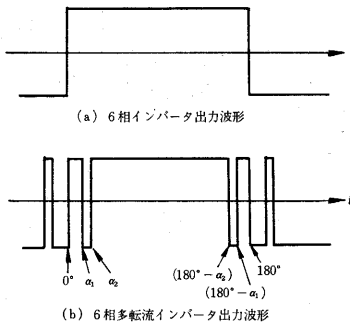


図 1

インバータの相数を増やすことなく、インバータ誘導電動機系の特性を改善しようというものである。つまり、6相インバータの出力波形には  $N=(6n\pm 1)$  次の高調波が基本波に対して  $1/N$

の割合で存在しているため、軸出力トルクに脈動が生じ、転流電流も大きいものとなる。これらを軽減するには高調波成分のあるものを除去するか、あるいはうまく打消し合わせてその影響をなるべく小さくすればよい。

具体的には、図 1. (a) に示した6相インバータ出力波形に、(b)のような半周期に4回の転流をつけ加えて合計5回の転流を行なう。位相角で  $0^\circ$  の他に、 $\alpha_1, \alpha_2, (180^\circ - \alpha_2), (180^\circ - \alpha_1)$  の時点で転流を行なえば、インバータの出力波形に含まれる各高調波成分は  $\alpha_1, \alpha_2$  に依存するので、任意の二つの成分は  $\alpha_1, \alpha_2$  を適当に選ぶことにより完全に除去することができる。

## 3. 理論的解析の手法

インバータの結線は6相であるからその Conduction pattern においては6つのモードがある。図 1. (b) の波形を  $120^\circ$  ずつずらして書くとしたちに pattern が得られ、位相角で  $60^\circ$  の中が5つにわかれることがわかる。これを電圧ベクトルの形でかくと 図 2 のようになる。

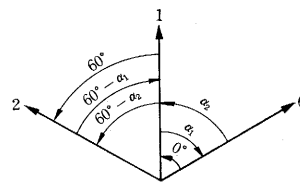


図 2 6相多転流インバータの電圧ベクトル

この図では  $60^\circ$  の区間についてのみ示してあるが、これを6回繰り返して一周期 ( $360^\circ$ ) となる。時間を位相角で表わして、 $t=0^\circ$  のときベクトル6から1へ移ったとすると、 $t=\alpha_1$  まで1に止まっており、 $t=\alpha_1$  の瞬間1から6へもどる。 $t=\alpha_2$  でまた1へ進み、以下 図 2 の矢印のように動く。 $t=60^\circ$  で1から2へ移り、基本周期  $T$  ( $60^\circ$  に相当) が終わる。この基本周期  $T$  の中には5つの長さ異なる部分区間  $T_1, T_2, \dots, T_5$  が存在する。

さて、誘導電動機の回路方程式を  $d-q$  軸理論で表わして、これにつぎのような座標変換を行なう。つまり、 $d-q$  面において 図 2 のように動いている電圧ベクトルが静止して観測されるような座標系を導入して、これを  $\alpha-\beta$  座標軸とする。さらに、二相対称座標法を用いて変数を複素表示すれば、正相分と逆相分に分離することができる。回転子の速度が一定のときには系は線形となり、制御理論における状態推移法の手法を用いて定式化できる。そして、それぞれの部分区間 ( $T_1$  から  $T_5$  まで) に対して状態推移行列  $\Phi_1$  から  $\Phi_5$  までを定義することができる。推移行列  $H_i (i=1, 2, \dots, 5)$  は

$$H_i = B_i \Phi_i \quad (i=1, 2, \dots, 5) \quad (1)$$

ただし、 $B_i$  は 図 2 の電圧ベクトルの移る方向に対応

\* 東京大学生産技術研究所 第3部

研究速報

している。

推移行列の性質から基本周期  $T$  に対する推移行列  $H(T)$  はつぎのようになる。

$$H(T) = H_5(T_5) \cdot H_4(T_4) \cdots H_1(T_1) \quad (2)$$

基本サンプル時点における状態変数  $X(nT)$  の値は、 $Z$  変換を施して、最終値定理により求めることができる。時間領域における状態変数の値は  $X(nT)$  と  $H_i(t)$  から求まる。

4. 5, 7 調波抑制波形による駆動

6 相インバータの出力波形に含まれている高調波成分 ( $6n \pm 1$ ) 次のうち、最も次数が低くしかも振幅が大きいのは第 5 次と第 7 次であり、この二つがモータの特性に最も悪影響を及ぼしているものと考えられる。第 5 次と第 7 次を消去させる ( $\alpha_1, \alpha_2$ ) は ( $16.25^\circ, 22.07^\circ$ ) であり、この電圧波形を「5, 7 調波抑制波形」と呼ぶ。このとき、出力波形に存在する高調波は第 11 次以上のみとなる。図 3 に 5, 7 調波抑制波形によって誘導電動機を駆動したときの  $i_{1\alpha}$  の波形を示す。これはインバータへの入力電流波形に一致している。図 4 に軸出力トルク波形を示す。供試電動機の数値は表 1 に示すとおりである。

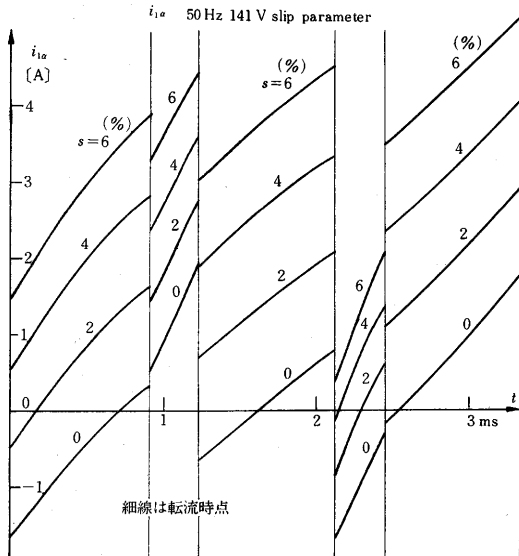


図 3 多転流方式インバータ 5, 7 調波抑制波形

表 1 供試電動機の数値

|               |                     |
|---------------|---------------------|
| 相数, 極数        | 3 相, 2 極            |
| 出力, 定格電圧      | 0.75 kW, 200 V (線間) |
| 一次抵抗          | 2.78 Ω              |
| 二次抵抗          | 1.71 Ω              |
| 一次, 二次インダクタンス | 0.2143 H            |
| 相互インダクタンス     | 0.2068 H            |

5. 最適転流角

前節で得られた 5, 7 調波抑制波形によって駆動した

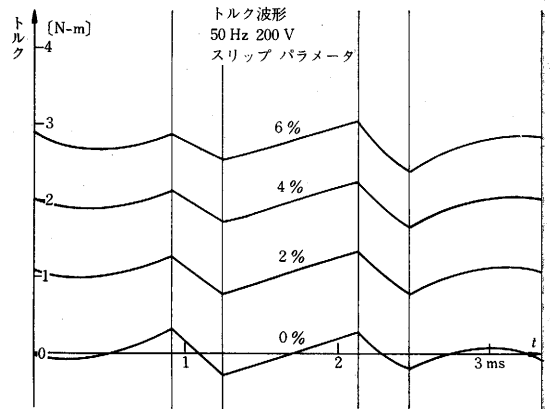


図 4 5, 7 調波抑制波形駆動

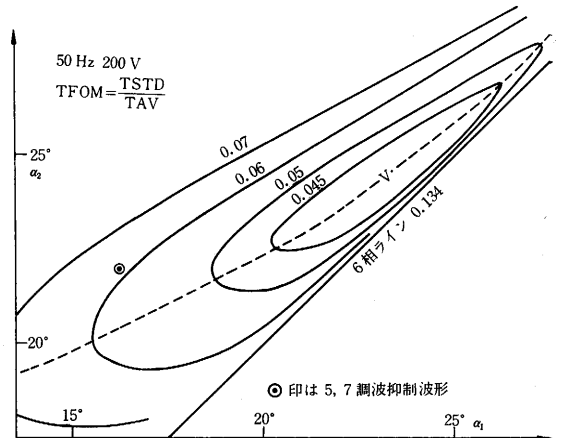


図 5 トルク評価関数等高線

ときの特性は 6 相駆動と比較すると、脈動トルクの面からも、インバータの設計の面からも優れた結果である。しかし、転流角 ( $\alpha_1, \alpha_2$ ) が変化したときに諸特性はどのようなになっているかということは非常に重要な問題である。ここでは評価の関数として、トルクの脈動と転流電流の大きさを用いる。

(1) トルクに対する評価

インバータで駆動された誘導電動機の実用上の最も問題となるのはトルクの脈動である。これを評価する関数 TFOM として、

$$TFOM = TSTD/TAV \quad (3)$$

ただし TFOM: Figure of Merit of Torque

TSTD: Standard Deviation of Torque

TAV: Average Torque

を用いた。これはトルクのリップル率を表わしており、最小のものが最適である。図 5 に  $\alpha_1 - \alpha_2$  平面における TFOM の等高線を示す。6 相ラインは  $\alpha_1 = \alpha_2$  で 6 相インバータによる駆動に一致する。

(2) インバータ設計に対する評価

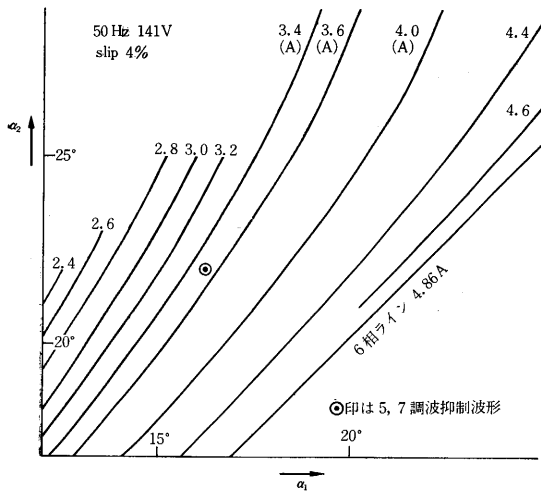


図 6

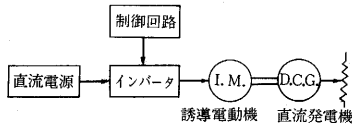


図 7 実験装置の構成

転流電流が小さいことは、転流コンデンサの容量、体積が小さくてすみ、インバータ設計が楽になる。ここでは最大転流電流の値を評価し、トルクの評価が高い領域についてその等高線を 図 6 に示した。

6. 各駆動方式の比較

前節までに得られた多転流方式による駆動特性と、6 相および 12 相インバータによる駆動特性を表 2 に示した。表中の略語について説明すると。

- 5, 7 sup: 5, 7 調波抑制波形による駆動 (22, 24): 転流角 ( $\alpha_1=22^\circ, \alpha_2=24^\circ$ ) のときの駆動で 50 Hz, slip 4% でトルク最適点
- CAV: 直流電流の平均値
- CSTD: 直流電流の脈動分の実効値

7. 実験値と理論値の比較

図 7 に実験装置の構成図を示す。誘導電動機の負荷は直流発電機を用いた。サイリスタゲートには 図 1 (b) の波形が加わるように、点弧制御回路にはデジタル移相器を用いた。転流角 ( $\alpha_1, \alpha_2$ ) をパラメータに実測を行なったが、ここでは 5, 7 調波抑制波形による駆動について示す。図 8 に slip をパラメータに直流電流 (インバータ入力電流) の実測値と理論値の比較を示す。理論

表 2 slip 4% のときの比較

|          | TAV (N-m) | TSTD  | TFOM  | 効率 (%) | CAV(A) | CSTD  | 最大転流電流   |
|----------|-----------|-------|-------|--------|--------|-------|----------|
| 6 相      | 2.178     | 0.292 | 0.134 | 85.5   | 2.716  | 1.275 | 4.892(A) |
| 12 相     | 2.414     | 0.041 | 0.017 | 86.6   | 2.972  | 0.429 | 1.551    |
| 5, 7 sup | 1.965     | 0.123 | 0.062 | 86.8   | 2.399  | 0.512 | 3.530    |
| (22, 24) | 2.133     | 0.092 | 0.043 | 86.9   | 2.615  | 0.559 | 4.561    |

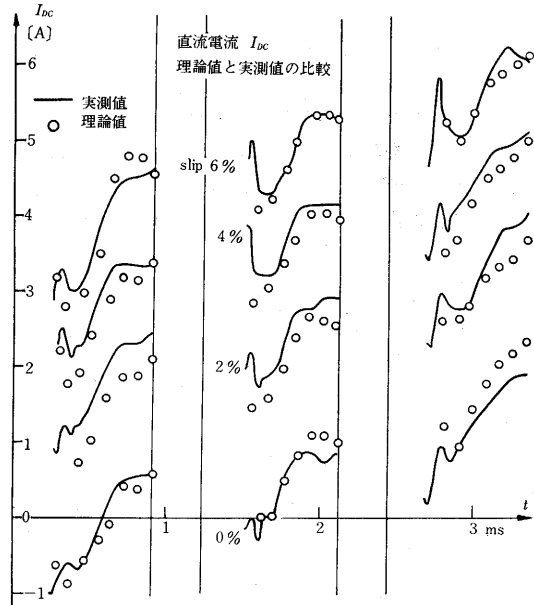


図 8 5, 7 調波抑制波形による駆動直流電流  $I_{DC}$  理論値と実測値の比較

値についてはインバータ無負荷分を補正して実測値と比較した。

8. おわりに

6 相多転流方式インバータによって駆動された誘導電動機の実験値については解析も実測も今までなされていなかったが、ここに転流角 ( $\alpha_1, \alpha_2$ ) が変化したときの各特性、およびその感度が明らかにされた。その結論は ( $\alpha_1, \alpha_2$ ) に対する各特性の感度は非常に小さく、また、特性は 6 相インバータと 12 相インバータの中間に位置することである。 ( $\alpha_1, \alpha_2$ ) に対する感度が小さいために非常に簡単な制御回路を組むことができ、コストの的にみても 6 相インバータとあまり変わらない。このことから小容量、あるいは中容量のモータには多転流方式インバータが適しており、大容量、あるいは良質の軸出力トルクが必要ときには 12 相インバータが適している。

(1969年 3 月 18 日受理)