

PAM方式極数切換誘導電動機の簡易切換方式の特性算定

(PAM方式によって8極から6極へ切り換えた場合)

Characteristic Calculation Method of Pole-changing Induction Motor with Easy Procedure of Pole Amplitude modulation

---Pole Changing from 8-pole to 6-pole by Pole-Amplitude Modulation ---

○山崎博之*, 穴澤義久**, 小井戸正之***

○Hiroyuki Yamazaki*, Yoshihisa Anazawa**, Masayuki Koido***

*秋田高専, **秋田県立大, ***日立製作所

*Akita National College of Tech., **Akita Prefectural University

***Hitachi Ltd.

キーワード：極数切換誘導電動機(Pole-Changing induction motor), 磁極振幅変調 (PAM), インダクタンス行列 (Inductance matrix), 巻線係数 (Winding factor)

連絡先：〒011-8511 秋田県秋田市飯島文京町1番1号 秋田工業高等専門学校 電気工学科 山崎研究室
山崎博之, Tel.:+81-18-847-6051, Fax.:+81-18-847-6053, E-mail:eyama@ipc.akita-nct.ac.jp

1. はじめに

PAM方式極数切換誘導電動機¹⁾は単一卷線方式で1:2以外の速度比で切り換えることができる特徴を持っている。また、ポンプ・ブロワ等の風水力機械に使用した場合省エネルギー効果が高いことから現在注目されている²⁾。

一方PAM方式極数切換誘導電動機は起磁力高調波の影響が大きく高調波トルクを発生しやすいという問題がある²⁾⁴⁾。また、PAM方式極数切換誘導電動機は6の倍数極を含む切り換えを行う場合、含まない場合と比べると変調方法が少々複雑である問題があった³⁾。

本報告では、PAM方式によって8極の誘導電動機を6極へ切り換える場合について、複雑な変調方法を用いず、簡単に変調する方法を提案している。また、提案した変調方法で6極へ切り換えた場合のインダクタンス行列を導出

し、対称座標変換した。さらに、相互インダクタンス行列の対称座標軸変換の結果と、巻線係数の計算結果から、6極へ切り換えた場合の非同期トルクについての検討を行った。その結果、電動機領域では、3次および13次高調波非同期トルク、制動機領域では11次高調波非同期トルクが顕著に表れる可能性があることが明らかとなった。

2. PAM方式によって8極から6極へ切り換える場合の原理

図1にPAM方式によって8極の誘導電動機を6極へ切り換える場合の各相の磁極振幅変調方法³⁾を示す。ただし横軸は機械角である。

ここで、(a), (c), (e)はそれぞれ8極の誘導電動機のa相, b相, c相の起磁力分布を表したものである。また、(b), (d), (f)はそれぞれ6極

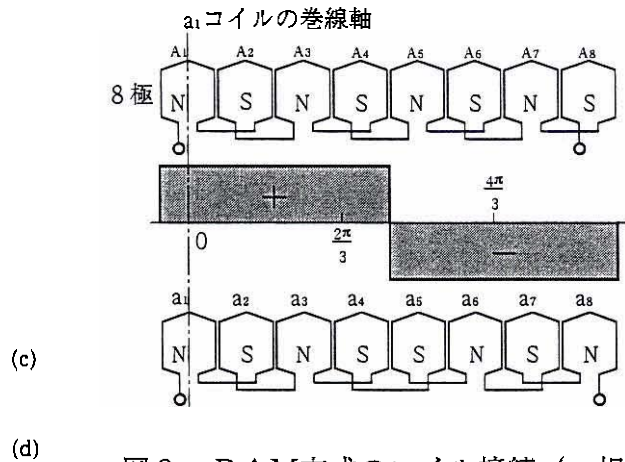


図2 PAM方式のコイル接続 (a相)
Fig.2. Coil connection of pole-amplitude modulation (a-phase)

図1 PAM方式によって8極から6極へ切り換える場合の原理
Fig. 1. Principle of pole-amplitude modulation (changing 8-pole to 6-pole)

へ切り換える場合の各相の変調波を表している。(a')は(a)の起磁力分布を(b)の変調波で振幅変調したものである。(a')の起磁力分布を横軸を θ とし、振幅をFとしてフーリエ級数展開すると、(1)式ようになる。ただし、 l は高調波次数である。

$$F_a = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \frac{4F}{\pi} \sin\left(l \frac{\pi}{2}\right) \left\{ 2 \cos\left(l \frac{\pi}{4}\right) - 1 \right\} \cos(l\theta) \quad (1)$$

(1)式のsinの項より、変調後は奇数次の高調波成分から構成されていることがわかる。また、最も優勢な成分として3次および5次の成分が含まれている。すなわち、6極の成分と10極の成分が含まれている。各相とも図1に示すように変調し、三相合成すると、5次の成

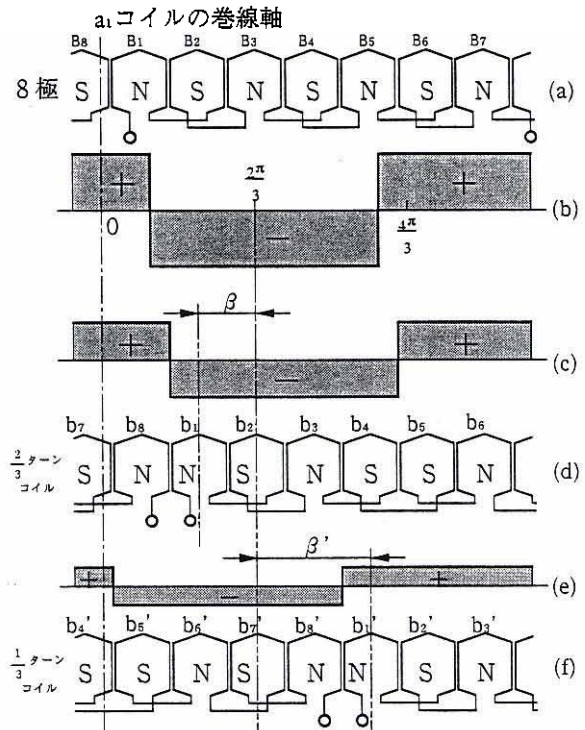


図3 PAM方式のコイル接続 (b相)
Fig.3 Coil connection of pole-amplitude modulation (b-phase)

分が消えて3次の成分だけが残る。したがって、変調後には6極の誘導電動機として動作する。

実際の変調方法は、a相の場合、図2に示す

(e)
(f)

図4 PAM方式のコイル接続(c相)
Fig.4 Coil connections of pole-amplitude modulation (c-phase)

ように(a)で表される8極の一相のコイル群を二つのコイル群に分け、一方のコイル群の極性が反転するように接続を切り換えるものである。

しかし、6極へ切り換える場合、b相、c相の変調波はコイル端に一致しないため、a相の変調方法のように単純に変調できない。

この問題を解決するために、b相およびc相においては2/3ターンコイル群と、1/3ターンコイル群に分け、それぞれを変調するという複雑なものであった³⁾。

図3に筆者らがすでに発表している、8極の誘導電動機をPAM方式によって6極へ切り換える場合のb相のコイル接続³⁾を示す。

ここで、(a)は8極の誘導電動機のb相のコイル接続を表している。これを(b)のような変調波で振幅変調するのだが、変調端とコイル端が一致しないため、(c)のような変調波と(e)のような

変調波を用意し、変調することになる。したがって、(d)に示すような2/3ターンコイル群と(f)に示すような1/3ターンコイル群を用意し、それぞれ接続を切り換えることによって6極へ切り換えることになる。すなわち、コイル接続を図3(d)(f)のように2つ用意しこれによってb相を構成することになる。

図4に8極の誘導電動機をPAM方式によって6極へ切り換える場合のc相のコイル接続³⁾を示す。c相の場合もb相と同様に2/3ターンコイル群と1/3ターンコイル群を用意し、(d)(f)のようなコイル接続によってc相を構成することになる。

今回提案する変調方法は、8極の誘導電動機をPAM方式によって6極へ切り換える場合に従来のように2/3ターンコイル群と1/3ターンコイル群に分ける必要がなく、簡単な方法である。図3に示した従来の8極の誘導電動機をPAM方式によって6極へ切り換える場合のコイル接続を例に説明する。従来8極の誘導電動機をPAM方式によって6極へ切り換える場合は図3(b)のような変調波で変調しなければならなかった。この場合、変調端とコイル端が一致しないという問題があった。しかし2/3ターンコイル群側の変調波(c)のように(b)の変調波をコイル端に近い方に少しだけずらすとコイル端に一致させることができる。したがって、コイル接続も(a)のコイル接続を(d)のように変更することによって磁極振幅変調を実現することができる。c相も同様である。

3. インダクタンス行列

8極の誘導電動機をPAM方式によって6極へ切り換えた場合のインダクタンス行列について述べる。ただし、スロットによるギャップ

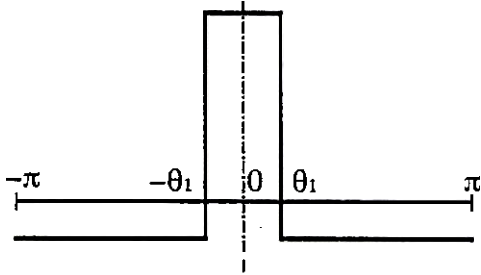


図5 単一コイルの起磁力分布

Fig. 5 M.M.F distribution of a single coil.

パーミアンス分布の脈動の影響はないものとし、起磁力高調波の影響のみを考慮することにする。

図5に単一コイルの起磁力分布を示すが、たとえば、a相k番目コイルの a_k コイルの起磁力分布をフーリエ級数展開すると(2)式のように表される。

$$F_{1a_k}(\theta) = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \frac{2I}{\pi} (w_1) k_d(l) k_s(l) \times \cos l \left\{ \theta - \frac{\pi}{p} (k-1) \right\} \quad (2)$$

ここで、

$$k_d(l) = \frac{q \sin \left(l \frac{\pi}{S} \right)}{q \sin \left(l \frac{\pi}{S} \right)}, \quad k_s(l) = \sin l \theta_1$$

I : コイルに流れる直流電流, (w_1) : コイルの巻数, $2\theta_1$: 機械角で表したコイルピッチ, p, q : それぞれ磁極を変調する前の極対数, 毎極毎相のスロット数, $k_d(l), k_s(l)$: それぞれ l 次高調波に対する分布係数, 短節係数

たとえば、 b_k コイルの起磁力分布は(3)式のように表される。

$$F_{1b_k}(\theta) = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \frac{2I}{\pi} (w_1) k_d(l) k_s(l)$$

$$\times \cos l \left\{ \theta - \frac{\pi}{p} (k-1) + \beta - \alpha \right\} \quad (3)$$

$$\text{ここで, } \beta = \frac{\pi}{4}, \quad \alpha = \frac{2\pi}{3}$$

同様に、固定子の全ての接続されていないコイル1個ずつの起磁力が求められる。

次に各コイルの磁束鎖交数を求める。

たとえば、 a_k コイルを励磁したときの a_g コイルの磁束鎖交数は(4)式のように表される。

$$\phi_{a_g a_k} = \sum_{n=1}^q \left\{ \frac{(w_1)}{q} u \int_{\frac{\pi}{p}(g-1) - \frac{\pi}{p}(q-1) + \frac{2\pi}{p}(n-1) - \theta_1}{\frac{\pi}{p}(g-1) - \frac{\pi}{p}(q-1) + \frac{2\pi}{p}(n-1) - \theta_1} * F_{1a_k}(\theta) P_{00} r d\theta \right\} \quad (4)$$

ここで、 u : 鉄心長, r : 回転子半径,

P_{00} : ギャップパーミアンスの平均値, S :

固定子スロット数

また、 a_k コイルを励磁したときの b_g コイルの磁束鎖交数は(5)式のように表される。

$$\phi_{b_g a_k} = \sum_{n=1}^q \left\{ \frac{(w_1)}{q} u \int_{\frac{\pi}{p}(g-1) - \frac{\pi}{p}(q-1) + \frac{2\pi}{p}(n-1) - \beta + \frac{2\pi}{p} + \theta_1}{\frac{\pi}{p}(g-1) - \frac{\pi}{p}(q-1) + \frac{2\pi}{p}(n-1) - \beta + \frac{2\pi}{p} - \theta_1} * F_{1a_k}(\theta) P_{00} r d\theta \right\} \quad (5)$$

同様に各固定子コイルを励磁したときの各固定子コイルの磁束鎖交数が求められる。

固定子コイルを励磁したときの回転子導体の磁束鎖交数は次のようになる。

たとえば、 a_k コイルを励磁したときの回転子 g 番目導体の磁束鎖交数は(6)式のようになる。

$$\phi_{g a_k} = w_2 u \int_{\frac{2\pi}{R}(g-1) + \theta' - \theta_2}^{\frac{2\pi}{R}(g-1) + \theta' + \theta_2} F_{1a_k}(\theta) P_{00} r d\theta \quad (6)$$

ここで、 w_2 : 2次巻線の巻数, $2\theta_2$: 機械角で表した2次巻線のコイルピッチ, R :

回転子相数, θ' : a相1番目コイルの巻線軸から1番目導体の巻線軸までの機械角で表した角度

同様に、各固定子コイルを励磁したときの回転子導体の磁束鎖交数が求められる。

回転子導体を励磁した場合の、回転子導体の磁束鎖交数についても同様に求められるが、省略する。

以上(4)~(6)式より、各コイルが接続されていない場合の固定子自己インダクタンス行列 $[L_s]$ 、固定子巻線と回転子導体の相互インダクタンス $[M_{rs}]$ および $[M_{sr}]$ が求められる。回転子導体の自己インダクタンス $[L_r]$ も求められる。

固定子巻線のインダクタンス行列 $[L_s]$ は24行×24列の行列となり、(7)式のように表される。

$$[L_s] = \begin{matrix} & a_1 & \dots & a_g & \dots & b_k & \dots & c_h & \dots \\ a_1 & L_{a_1 a_1} & \dots & L_{a_1 a_g} & \dots & L_{a_1 b_k} & \dots & L_{a_1 c_h} & \dots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ a_g & L_{a_g a_1} & \dots & L_{a_g a_g} & \dots & L_{a_g b_k} & \dots & L_{a_g c_h} & \dots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ b_k & L_{b_k a_1} & \dots & L_{b_k a_g} & \dots & L_{b_k b_k} & \dots & L_{b_k c_h} & \dots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ c_h & L_{c_h a_1} & \dots & L_{c_h a_g} & \dots & L_{c_h b_k} & \dots & L_{c_h c_h} & \dots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \end{matrix} \quad (7)$$

ここで、たとえば $L_{a_g b_k}$ は、

$$L_{a_g b_k} = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} (w_1)^2 u r P_{00} D_s(l)^2 \times \cos l \left\{ \frac{\pi}{p} (k-g) - \beta + \alpha \right\}$$

ただし、

$$D_s(l) = \frac{1}{l} k_d(l) k_s(l)$$

固定子巻線と回転子導体の相互インダクタンス行列 $[M_{rs}]$ は(8)式のようにになる。

$$[M_{rs}] =$$

$$\begin{matrix} 1 & M_{1a_1} & \dots & M_{1a_g} & \dots & M_{1b_k} & \dots & M_{1c_h} & \dots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ g & M_{ga_1} & \dots & M_{ga_g} & \dots & M_{gb_k} & \dots & M_{gc_h} & \dots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ k & M_{ka_1} & \dots & M_{ka_g} & \dots & M_{kb_k} & \dots & M_{kc_h} & \dots \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ R & M_{Ra} & \dots & M_{Ra} & \dots & M_{Rb} & \dots & M_{Rc} & \dots \end{matrix} \quad (8)$$

ここで、たとえば M_{gb_k} は、

$$M_{gb_k} = \frac{4}{\pi} w_1 w_2 u r P_{00} D_s(l) D_r(l) \times \cos l \left\{ \frac{\pi}{p} (k-1) - \frac{2\pi}{R} (g-1) - \beta + \alpha - \theta' \right\}$$

ただし、

$$D_r(l) = \frac{1}{l} k_{s2}(l)$$

以上、(7)式および(8)式は接続していない個々のコイルのインダクタンス行列である。

次に、6極へ切り換えるコイル接続を施したときのインダクタンス行列を求めるために、接続行列による変換を行った結果、以下のようになった。

固定子巻線のインダクタンス行列 $[L'_s]$ は(9)式のように表される。

$$[L'_s] = \begin{matrix} & a & b & c \\ a & L_{saa} & L_{sab} & L_{sac} \\ b & L_{sba} & L_{sbb} & L_{sbc} \\ c & L_{sca} & L_{scb} & L_{scc} \end{matrix} \quad (9)$$

ここで、たとえば、 L_{sbb} は、

$$L_{sbb} = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} (8 w_1)^2 u r P_{00} D_s(l)^2 C(l)^2$$

ただし、

$$C(l) = \sin\left(l \frac{2\pi}{p}\right) \cos\left(l \frac{\pi}{p}\right) \sin\left(l \frac{\pi}{2p}\right)$$

$C(l)$: Connection factor

固定子巻線と回転子導体の相互インダクタンス行列 $[M'_{rs}]$ の場合、(10)式のようにになる。

	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>
1	M_{1a}	M_{1b}	M_{1c}
⋮	⋮	⋮	⋮
<i>g</i>	M_{ga}	M_{gb}	M_{gc}
⋮	⋮	⋮	⋮
<i>k</i>	M_{ka}	M_{kb}	M_{kc}
⋮	⋮	⋮	⋮
<i>R</i>	M_{Ra}	M_{Rb}	M_{Rc}

(10)

たとえば, M_{gb} は,

$$M_{gb} = - \sum_{l=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} (8 w_1) w_2 u r P_{00} D_s(l) D_r(l) C(l) \times \cos l \left\{ \frac{7\pi}{2p} - \frac{2\pi}{R} (g-1) - \beta + \alpha - \theta' \right\}$$

回転子導体のインダクタンス行列 $[L'_{r}]$ は(11)式のようにになる。

$$[L'_{r}] =$$

	⋮	<i>g</i>	⋮	<i>k</i>	⋮	<i>R</i>	
1	L_{r11}	⋮	L_{r1g}	⋮	L_{r1k}	⋮	L_{r1R}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
<i>g</i>	L_{rg1}	⋮	L_{rgg}	⋮	L_{rgk}	⋮	L_{rgR}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
<i>k</i>	L_{rk1}	⋮	L_{rkg}	⋮	L_{rkk}	⋮	L_{rkR}
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
<i>R</i>	L_{rR1}	⋮	L_{rRg}	⋮	L_{rRk}	⋮	L_{rRR}

(11)

たとえば L_{rgk} は,

$$L_{rgk} = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{4}{\pi} w_2^2 u r P_{00} D_r(l)^2 \times \cos l \left\{ \frac{2\pi}{R} (k-g) \right\}$$

(10)式より, 本研究で提案した変調方法で6極へ切り換えた場合, 巻線軸が非対称な誘導電動機として解析できることがわかる。

4. 対象座標軸変換

本研究で提案した変調方法で8極の誘導電動機を6極へ切り換えた場合の, 固定子三相, 回転子R相のインダクタンス行列を対象座標変換した。ただし, 固定子巻線はY結線とし, 中性線は接続しないものと仮定する。

固定子自己インダクタンス行列を対象座標軸変換すると(12)式のようにになる。

$$[L''_{s}] = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{3}{2} L_1(l) \times \begin{matrix} I_f & I_b \\ v_1(l) & v_b^*(l) \\ I_b & v_b(l) & v_1(l) \end{matrix} \quad (12)$$

ここで,

$$L_1(l) = \frac{4}{\pi} (8 w_1)^2 u r P_{00} D_s(l)^2 C(l)^2$$

$$v_1(l) = \frac{2}{3} - \frac{2}{9} \{ \cos l (-\beta + \alpha)$$

$$+ \cos l (\gamma + 2\alpha) + \cos l (\beta + \gamma + \alpha) \}$$

$$v_b(l) = \frac{4}{9} \{ \epsilon^{j2\alpha} \cos l (-\beta + \alpha)$$

$$+ \epsilon^{j\alpha} \cos l (\gamma + 2\alpha) + \cos l (\beta + \gamma + \alpha) \}$$

ただし, $v_b^*(l)$ は $v_b(l)$ の共役

固定子巻線と回転子導体の相互インダクタンス行列を対象座標軸変換すると(13)式のように表される。

$$[M''_{rs}] = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{\sqrt{3}R}{2} M(l) \times$$

	I_0	I_f	I_b
Π_1	⋮	⋮	⋮
⋮	⋮	⋮	⋮
Π_δ	$U_2^*(l) \eta^*(l)$	$U_0^*(l) \eta^*(l)$	$U_1^*(l) \eta^*(l)$
⋮	⋮	⋮	⋮
Π_γ	$U_2(l) \eta(l)$	$U_1(l) \eta(l)$	$U_0(l) \eta(l)$
⋮	⋮	⋮	⋮
Π_R	⋮	⋮	⋮

ここで,

$$M(l) = -\frac{4}{\pi} (8 w_1) w_2 u r P_{00} D_s(l) D_r(l) C(l)$$

$$U_0(l) = \frac{1}{3} \{1 + \varepsilon^{-j\alpha(l+2)} \varepsilon^{jl\beta} + \varepsilon^{-j2\alpha(l+2)} \varepsilon^{-jl\gamma}\}$$

$$U_1(l) = \frac{1}{3} \{1 + \varepsilon^{-j\alpha(l+1)} \varepsilon^{jl\beta} + \varepsilon^{-j2\alpha(l+1)} \varepsilon^{-jl\gamma}\}$$

$$U_2(l) = \frac{1}{3} \{1 + \varepsilon^{-j\alpha l} \varepsilon^{jl\beta} + \varepsilon^{-j2\alpha l} \varepsilon^{-jl\gamma}\}$$

$$\eta(l) = \varepsilon^{jl(\theta' - 7\pi/2p)}$$

$U_0^*(l)$, $U_1^*(l)$, $U_2^*(l)$, $\eta^*(l)$ はそれぞれ,

$U_0(l)$, $U_1(l)$, $U_2(l)$, $\eta(l)$ の共役

ただし, δ および δ' は $\delta = \chi R + l + 1$,

$\delta' = \chi R - l + 1$ で表され, χ は δ および δ' が1からRの値をとるような, 零を含む整数を決定すればよい。

巻線軸が対称な誘導電動機の場合, (12)式において $v_1(l)$ だけが値をもち, それ以外は零になる。本研究で提案した変調方法で6極へ切り換えた場合は, 巻線軸が非対称になるため, $v_b(l)$, $v_b^*(l)$ の要素が表れる。

(13)式においても同様に, 本研究で提案した変調方法で6極へ切り換えた場合は, 巻線軸が非対称になるため, ある高調波 l に対し $U_0(l)$, $U_1(l)$, $U_2(l)$ 全てに値を持つことになる。

次に, 回転子導体の自己インダクタンス行列であるが, 回転子は星形対称R相巻線として考えられるので, 対称座標軸変換すると(14)式のようになる。

$$[L'_{rr}] = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{R}{2} L_2(l) \times$$

	Π_1	\dots	Π_δ	\dots	$\Pi_{\delta'}$	\dots	Π_R
Π_1	·						
\vdots		\ddots					
Π_δ			1				
\vdots				\ddots			
$\Pi_{\delta'}$					1		
\vdots						\ddots	
Π_R							·

(14)

ここで,

$$L_2(l) = \frac{4}{\pi} w_2^2 u r P_{00} D_r(l)^2$$

5. 巻線係数の検討

l次高調波に対する巻線係数 $k_{w1}(l)$ と, $U_0(l) \sim U_2(l)$ の計算結果を表1に示す。ただし, $k_{w1}(l)$ は(15)式のように表される。

$$k_{w1}(l) = k_d(l) k_s(l) C(l) \quad (15)$$

表1 巻線係数および $U_0(l) \sim U_2(l)$ の値

Table 1. The value of winding factors and $U_0(l) \sim U_2(l)$.

l	$k_{w1}(l)$	$U_0(l)$	$U_1(l)$	$U_2(l)$
1	0.103	0.805	-0.311	0.506
3	0.592	0.161	0.977	-0.138
5	-0.572	0.161	-0.138	0.977
7	-0.093	0.805	0.506	-0.311
9	0.086	-0.311	0.506	0.805
11	0.454	0.977	-0.138	0.161
13	-0.398	-0.138	0.977	0.161
15	-0.058	0.506	-0.311	0.805
17	0.046	0.506	0.805	-0.311
19	0.194	-0.138	0.161	0.977

表1において $k_{w1}(l)$ は $q=2$ の場合について計算している。また、Connection factor $C(l)$ は、奇数次のみ値を持つため、表1では奇数次の計算結果を表している。

表1の計算結果を見ると、本研究で提案した変調方法で6極へ切り換えた場合、3次、5次、11次、13次高調波に対する巻線係数が大きいことがわかる。さらに、 $U_0(l) \sim U_2(l)$ の計算結果より、3次の成分は逆相成分 $U_1(3)$ 、5次の成分は零相成分 $U_2(5)$ 、11次の成分は正相成分 $U_0(11)$ 、13次の成分は逆相成分 $U_1(13)$ がそれぞれ優勢であることがわかる。したがって、6極へ切り換えた場合、電動機領域では、3次および13次高調波非同期トルク、制動機領域では11次高調波非同期トルクが顕著に表れる可能性がある。また、5次高調波非同期トルクはほとんど表れないと考えられる。

6. まとめ

PAM方式によって8極の誘導電動機を6極へ切り換える場合の簡単な磁極振幅変調法を提案した。また、提案した変調方法によって6極へ切り換える場合のインダクタンス行列を求め、対称座標軸変換を行った。

固定子巻線と回転子導体の相互インダクタンス行列の対称座標軸変換の結果および巻線係数と $U_0(l) \sim U_2(l)$ の計算結果より、6極へ切り換えた場合、電動機領域では3次および13次高調波非同期トルク、制動機領域では11次高調波非同期トルクが顕著に表れる可能性があることが明らかとなった。

本報告では、実験結果を含めた検討はしていないが、今後は対称座標軸上における電圧方程式の導出、およびトルクの式の導出、さらに、等価回路等について検討する予定である。

参考文献

- 1) G. H. Rawcliffe, et al. : Induction-Motor Speed Changing by Pole-Amplitude Modulation, Proc. IEE, 105A, 411 (1958)
- 2) 高橋, 他, 最近の極数切換誘導電動機, 電学誌, 55-12, 1143/1147 (1980)
- 3) 山崎, 他, PAM方式極数切換誘導電動機のインダクタンス行列と巻線係数の検討 (PAM方式によって8極から6極へ切り換える場合), 電学論D, 114-D-9, 862/870 (1994)
- 4) 山崎, 他, PAM方式極数切換誘導電動機の各種切換え方式の検討 (その1), 電気学会回転機研究会資料, RM-96-108, 29/36 (1996)