

PAM 方式切換誘導電動機の等価回路の提案

～PAM 方式によって 6 極から 8 極へ切り換える場合～

石井 栄 士*・山崎 博 之・穴澤 義 久**

A Proposal for an Equivalent Circuit of Pole-Changing Induction Motor with Pole-Amplitude Modulation ----Pole Changing from 6 poles to 8 poles by Pole-Amplitude Modulation----

Shigeto ISHII*, Hiroyuki YAMAZAKI and Yoshihisa ANAZAWA**

(2003年11月28日受理)

A pole-changing induction motor with pole-amplitude modulation (PAM I.M.) has a unique property which realizes a speed ratio other than 1:2 with a single winding. PAM I.M., on the other hand, is likely to be influenced by m.m.f. harmonics. As a method to calculate the characteristics of an induction motor, T-type equivalent circuit are often used. However, the T-type equivalent circuit can not directly be applied to PAM I.M. characteristic calculation due to the m.m.f. harmonics.

This paper suggests an equivalent circuit of a pole-changing induction motor whose poles are converted from 6 poles to 8 poles by pole-amplitude modulation. The authors derived an equivalent circuit from a voltage equation in the symmetric coordinates. Furthermore, the equivalent circuit constants, when changed to 8 poles from 6 poles, are determined using T-type equivalent circuit constants of a 6-pole induction motor.

1. まえがき

PAM (Pole-Amplitude Modulation) 方式極数切換誘導電動機は、単一卷線方式で、1:2 以外の速度比を得ることができる^{1)~2)}。問題点として、起磁力高調波による影響が大きいことが報告されている^{1)~2)}。PAM 方式極数切換誘導機の特性算定法が、明らかであればこの問題の解決手法を考えることができる。

誘導電動機の特性を算定する方法として、等価回路による特性算定法が簡単によく用いられている。等価回路による特定算定法は、簡単でイメージをつかみやすいという優れた点を持っている。しかし、起磁力高調波が特性に影響を与える場合、複数の起磁力高調波を考慮しなければならず、基本波のみを考慮した T 形等価回路による特性算定法をそのま

ま適用することはできない。

本研究では、PAM 方式によって 6 極から 8 極へ切り換えた場合の誘導電動機の等価回路を求めることを目標とした。等価回路の導出方法は、始めに 8 極へ切り換えた場合のインダクタンス行列を対称座標軸変換した結果から瞬時値電圧方程式を導出する。この際、インダクタンス要素のうち優勢成分だけを考慮した。次に瞬時値電圧方程式より、ベクトル記号法による電圧方程式を導出し、8 極へ切り換えた場合の等価回路及び等価回路定数を導出した。導出した等価回路は単相変圧器と同等に取り扱うことができ、変圧器として考えた等価回路定数の実効巻数比は、誘導電動機として考えた場合の相数の比及び固定子一相・回転子一相の実効巻数比を含んでいるものと考えられる。

また、本論文では、PAM 方式によって 8 極へ切り換えたときの等価回路定数は、試験により求めることができないため、6 極時の T 形等価回路定数と 8 極へ切り換えた場合の等価回路定数との関係を求

* 秋田工業高等専門学校専攻科学生

** 秋田県立大学

め、実際に8極へ切り換えたときの等価回路定数を求める方法についても述べている。本研究で導出した等価回路を用いて、8極へ切り換えた場合の速度・トルク特性を計算し、実験結果と比較検討した。その結果、4次高調波によるトルクは良く一致した。

2. PAM方式によって6極の誘導電動機を8極へ切り換える場合の原理

2.1 PAM方式の原理

PAM方式によって6極の誘導電動機を8極へ切り換える場合の原理の模式図を図2.1に示す。ただし横軸は機械角である。

図2.1(a), (d), (f) はそれぞれ6極の誘導電動機のa相, b相, c相の起磁力分布を模式的に表現したもので、図2.1(b), (e), (g) はそれぞれPAM方式によって8極へ切り換える場合の各相の変調波を表している。また図2.1(c) は(a)の起磁力分布を(b)の変調波で振幅変調したものを表したものである。図2.1(c)を横軸 θ 、振幅 F としてフーリエ級数展開し、高調波成分のみを計算すると(2.1)式のようになる。ただし、 l は高調波次数である。

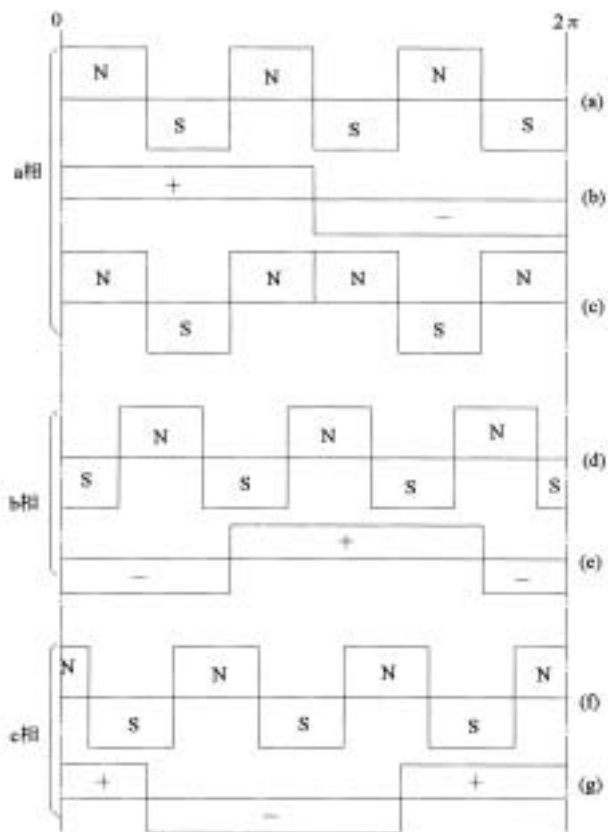


図2.1 PAM方式の原理

$$F_a(\theta) = -\frac{8F}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \cdot \cos\left(l\frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin\left(l\frac{\pi}{6}\right) \times \cos(l\pi) \cdot \cos(l\theta) \quad \dots\dots(2.1)$$

(2.1)式より、変調後の起磁力分布は偶数次の高調波成分から構成されており、最も優勢な成分として2次(4極)および4次(8極)の成分が含まれている。各相とも図2.1のように変調し、三相合成すると4次の成分が優勢となる。したがって、変調後には8極の誘導電動機として動作する。

2.2 コイル接続

2.2.1 8極へ切り換える場合のa相コイル接続

図2.2は8極へ切り換えるときのa相コイル接続を表している。ここで横軸は機械角で表され基準が a_1 コイルの巻線軸になっている。(a)は6極の誘導電動機の1相のコイル接続を表しており、(b)は変調波を表している。(b)のような変調を実現するには、6つのコイルを真ん中から2つのコイル群に分け、右側3つのコイルの極性を反転させるように接続を切り換えればよい。従って、(c)のようなコイル接続をすることによって変調を実現している。

2.2.2 8極へ切り換える場合のb相およびc相のコイル接続

b相およびc相の変調方法はa相と異なり複雑になる。PAM方式によって8極へ切り換える場合のb相, c相コイル接続はa相と違い変調波がコイル端と一致しないため、従来1/3ターンコイル群、

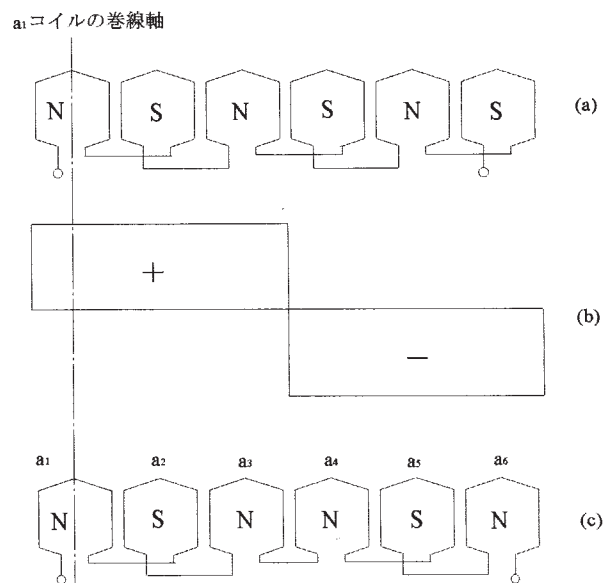


図2.2 8極へ切り換えたときのa相コイル接続

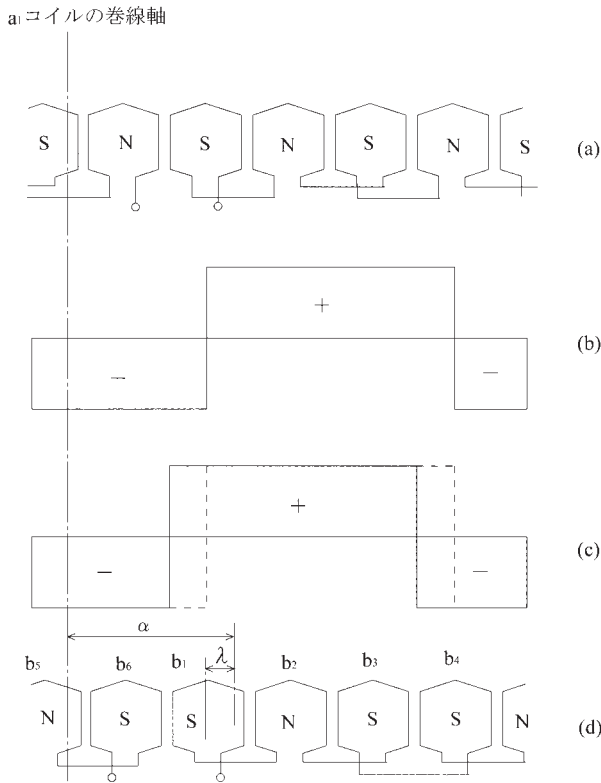


図2.3 8極へ切り換える場合のb相コイル接続

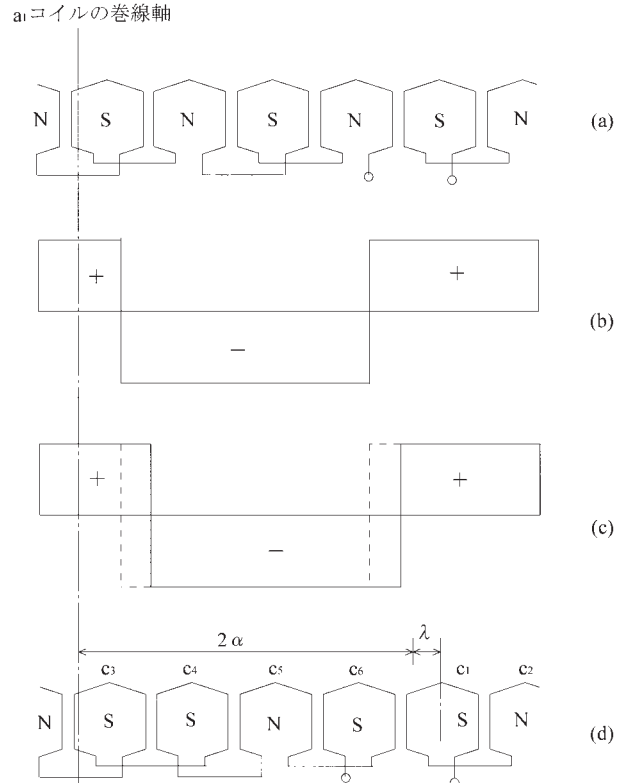


図2.4 8極へ切り換える場合のc相コイル接続

2/3ターンコイル群の2つのコイル群に分けてこれを直列に接続したものを使用していた。しかし、コイル群に分ける方法は複雑になるのでコイル群に分けずに簡単に変調する方法が考案されている¹⁾。本研究では後者の簡単化した磁極振幅変調法を採用している。

簡単に変調する場合のb相のコイル接続を図2.3に示す。(a)は前者の場合と同様に6極のb相コイル接続を表している。(b)は理想の変調波である。しかし、コイル端が変調端に一致しないため、変調波を一番近いコイル端側へ移動し、(c)のような変調波とする。従って(c)の変調を実現するにはb相のコイル接続は(d)の様になる。ここで、 $\alpha = 2\pi/3$, $\lambda = \pi/9$ である。

同様に、簡単に変調する場合のc相のコイル接続を図2.4に示す。(a)は6極のc相のコイル接続、(b)は理想の変調波、(c)は一番近いコイル端へ変調端を一致させるために移動した変調波、(d)は(c)の変調を実現するためのコイル接続である。

3. インダクタンス行列

PAM方式によって、6極の誘導電動機を8極へ切り換える場合のインダクタンス行列を求める。

インダクタンス行列を求める手順は、

- ①固定子及び回転子を構成する各単一コイルの起磁力分布から、各コイルに対する磁束鎖交数を求め、接続されていないコイルのインダクタンス行列を求める。
- ②固定子自己インダクタンス行列の場合、図2.2(c)、図2.3(d)、図2.4(d)で示すようなコイル接続を施した場合の各相ごとのインダクタンス行列を求める。

3.1 起磁力分布

3.1.1 単一コイルの起磁力分布

a_1 コイルの起磁力分布を図3.1に示す。

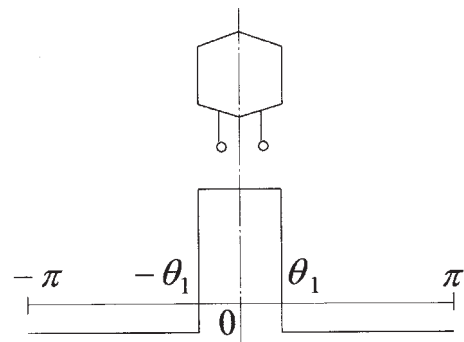


図3.1 単一コイルの起磁力分布

この起磁力分布を横軸 θ としてフーリエ級数展開すると (3.1)式になる。

$$F_{a_1}(l) = \frac{2}{\pi} W_1 I \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \cdot k_s(l) \cdot k_d(l) \cdot \cos(l\theta) \dots\dots(3.1)$$

ただし、

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

ここで、 W_1 : 固定子の巻数、 I : コイルに流れる直流電流、 $k_d(l)$: l 次高調波に対する分布係数、 $k_s(l)$: l 次高調波に対する短節係数、 $2\theta_1$: コイルピッチ、 q : 磁極を変調する前の毎極毎相のスロット数、 S : 固定子スロット数

また、 b 相の k 番目コイルの起磁力分布は (3.2)式になる。

$$F_{b_k}(l) = \frac{2}{\pi} W_1 I \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \cdot k_s(l) \cdot k_d(l) \times \cos\left[l\left\{\theta - \frac{\pi}{p}(k-1) - \alpha + \lambda\right\}\right] \dots\dots(3.2)$$

ここで、 p は磁極を変調する前の極対数
同様に、固定子の接続されていない全てのコイルの起磁力が求められる。

3.1.2 回転子の起磁力分布

回転子は、かご形巻線を用いる。したがって2次側は回転子導体数と同じ相数の星形対称巻線として考えられ、巻数は $1/2$ となる。図3.2に回転子の座標を示す。1番目導体の巻線軸を図3.2のように決定する。ここで、固定子 a_1 コイルの巻線軸から回転子1番目導体の巻線軸までの位相角を θ' とする。

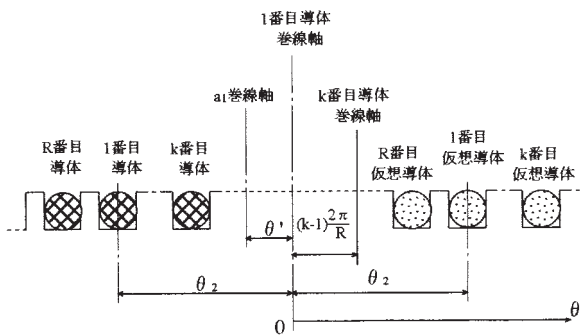


図3.2 回転子の座標

回転子 k 番目導体による起磁力分布は (3.3)式になる。

$$F_{2k}(\theta) = \frac{2}{\pi} W_2 I \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{l} \cdot k_{s_2}(l) \times \cos\left[l\left\{\theta - \frac{2\pi}{R}(k-1) - \theta'\right\}\right] \dots\dots(3.3)$$

ここで

$$k_{s_2}(l) = \sin\left[l \frac{\pi}{2}\right]$$

W_2 : 回転子の巻数、 $k_{s_2}(l)$: l 次高調波に対する回転子の短節係数、 R : 回転子相数

3.2 磁束鎖交数

磁束を求めるには起磁力とリラクタンスが必要になる。

誘導電動機で考えるリラクタンスはケイ素鋼板とギャップとあるが、本研究では、ケイ素鋼板の透磁率を無限大と仮定し、リラクタンスがギャップにしかないものとする。また、PAM方式によって極数を切り換えた場合、起磁力高調波の影響が大きくギャップパーミアンスの脈動は特性に与える影響が少ないことから、本研究では、ギャップパーミアンスは一定であるとし、ギャップの単位面積当りの磁気抵抗の平均の逆数をギャップパーミアンスとする。

例えば、 a 相 k 番目コイル a_k を励磁した場合の a 相 g 番目コイル a_g の磁束鎖交数は (3.4)式となる。

$$\phi_{a_k a_g} = \frac{4}{\pi} W_1^2 I \cdot P_{00} \cdot ur \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{1}{l}\right)^2 k_s(l)^2 \times k_d(l)^2 \cos\left[l \frac{\pi}{p}(g-k)\right] \dots\dots(3.4)$$

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

b_k コイルを励磁した場合の a_g コイルの磁束鎖交数は (3.5)式となる。

$$\phi_{a_k b_g} = \frac{4}{\pi} W_1^2 I \cdot P_{00} \cdot ur \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{1}{l}\right)^2 k_s(l)^2 \times k_d(l)^2 \cos\left[l\left\{\frac{\pi}{p}(g-k) - \alpha + \lambda\right\}\right] \dots\dots(3.5)$$

回転子 k 番目導体を励磁した場合の a_g コイルの磁束鎖交数は (3.6)式となる。

$$\phi_{a,k} = \frac{4}{\pi} W_1 W_2 I P_{00} ur \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{1}{l} \right)^2 k_s(l) \cdot k_{s_2}(l) \cdot k_d(l) \times \cos \left[l \left\{ \frac{\pi}{p} (g-1) - \frac{2\pi}{R} (k-1) - \theta' \right\} \right] \quad \dots\dots(3.6)$$

回転子 k 番目導体を励磁した場合の g 番目導体の磁束鎖交数は (3.7) 式で表される。

$$\phi_{gk} = \frac{4}{\pi} W_2 I P_{00} ur \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{1}{l} \right)^2 k_s(l)^2 \times \cos \left\{ l \frac{2\pi}{R} (k-g) \right\} \quad \dots\dots(3.7)$$

同様に、全ての個々のコイルにおける磁束鎖交数が求められる。

3.3 個々のインダクタンス行列

前節の式より、固定子コイルが接続されていない場合のインダクタンス行列を求めることができる。

固定子巻線のインダクタンス行列 $[L_s]$ は、各相 6 つのコイルが存在するため 18 行 × 18 列の行列になり、次式のように表される。

$$[L_s] = \begin{matrix} & a_1 & \dots & a_k & \dots & b_k & \dots & c_k & \dots \\ a_1 & \left[\begin{matrix} L_{a_1 a_1} & \dots & L_{a_1 a_k} & \dots & L_{a_1 b_k} & \dots & L_{a_1 c_k} & \dots \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ a_g & \left[\begin{matrix} L_{a_g a_1} & \dots & L_{a_g a_k} & \dots & L_{a_g b_k} & \dots & L_{a_g c_k} & \dots \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ b_g & \left[\begin{matrix} L_{b_g a_1} & \dots & L_{b_g a_k} & \dots & L_{b_g b_k} & \dots & L_{b_g c_k} & \dots \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ c_g & \left[\begin{matrix} L_{c_g a_1} & \dots & L_{c_g a_k} & \dots & L_{c_g b_k} & \dots & L_{c_g c_k} & \dots \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \end{matrix} \quad \dots\dots(3.8)$$

ここで、例えば L_{a,b_k} は、

$$L_{a,b_k} = \frac{4}{\pi} W_1^2 \cdot P_{00} \cdot ur \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{1}{l} \right)^2 k_s(l)^2 \times k_d(l)^2 \cos \left[l \left\{ \frac{\pi}{p} (g-k) - \alpha + \lambda \right\} \right]$$

また、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 R 行 × 18 列となり、次式のように表される。

$$[M_{rs}] = \begin{matrix} & a_1 & \dots & a_k & \dots & b_k & \dots & c_k & \dots \\ 1 & \left[\begin{matrix} M_{1a_1} & \dots & M_{1a_k} & \dots & M_{1b_k} & \dots & M_{1c_k} & \dots \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ g & \left[\begin{matrix} M_{ga_1} & \dots & M_{ga_k} & \dots & M_{gb_k} & \dots & M_{gc_k} & \dots \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ k & \left[\begin{matrix} M_{ka_1} & \dots & M_{ka_k} & \dots & M_{kb_k} & \dots & M_{kc_k} & \dots \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \\ R & \left[\begin{matrix} M_{Ra_1} & \dots & M_{Ra_k} & \dots & M_{Rb_k} & \dots & M_{Rc_k} & \dots \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots & \end{matrix} \quad \dots\dots(3.9)$$

ここで、例えば M_{gb_k} は、

$$M_{gb_k} = \frac{4}{\pi} W_1 W_2 \cdot P_{00} \cdot ur \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{1}{l} \right)^2 k_s(l) \times k_{s_2}(l) \cdot k_d(l) \cos \left[l \left\{ \frac{2\pi}{R} (g-1) - \frac{\pi}{p} (k-1) + \theta' - \alpha + \lambda \right\} \right]$$

回転子導体の自己インダクタンス行列 $[L_r]$ は R 行 × R 列となり、次式のようになる。

$$[L_r] = \begin{matrix} & 1 & \dots & g & \dots & k & \dots & R \\ 1 & \left[\begin{matrix} L_{11} & \dots & L_{1g} & \dots & L_{1k} & \dots & L_{1R} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g & \left[\begin{matrix} L_{g1} & \dots & L_{gg} & \dots & L_{gk} & \dots & L_{gR} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ k & \left[\begin{matrix} L_{k1} & \dots & L_{kg} & \dots & L_{kk} & \dots & L_{kR} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ R & \left[\begin{matrix} L_{R1} & \dots & L_{Rg} & \dots & L_{Rk} & \dots & L_{RR} \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & \vdots \end{matrix} \quad \dots\dots(3.10)$$

ここで、例えば L_{gk} は、

$$L_{gk} = \frac{4}{\pi} W_2^2 \cdot P_{00} \cdot ur \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{1}{l} \right)^2 \times k_{s_2}(l)^2 \cos \left\{ l \frac{2\pi}{R} (g-k) \right\}$$

3.4 固定子各コイルを接続した場合のインダクタンス行列

ここでは、固定子各相巻線に 8 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。ここでの接続関係は、各コイル電流と相電流の関係によって決定される。

固定子巻線の自己インダクタンス行列 $[L_s']$ の場合は (3.11) 式のように求められる。

$$[L_s'] = \begin{matrix} & a & b & c \\ a & \left[\begin{matrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{matrix} \right. \\ b & \left[\begin{matrix} L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{cb} & L_c & L_c \end{matrix} \right. \\ c & \left[\begin{matrix} L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{matrix} \right. \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \end{matrix} \quad \dots\dots(3.11)$$

例えば, L_b は,

$$L_b = \frac{4}{\pi} (6W_1)^2 \cdot P_{00} \cdot ur \times \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{1}{l} \right)^2 k_s(l)^2 \cdot k_a(l)^2 \cdot C(l)^2$$

ただし,

$$C(l) = \frac{1}{3} \cdot \cos \left(l \frac{3}{2} \frac{\pi}{p} \right) \cdot \left\{ 2 \cdot \cos \left(l \frac{\pi}{p} \right) - 1 \right\}$$

$C(l)$: Connection factor, $(6W_1)$: 固定子 1 相の
コイルの巻数

固定子巻線と回転子導体の相互インダクタンス行列 $[M_{rs}']$ の場合は (3.12) 式のように求められる。

$$[M_{rs}'] = \begin{matrix} & \begin{matrix} a & b & c \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ \vdots \\ g \\ \vdots \\ k \\ \vdots \\ R \end{matrix} & \begin{bmatrix} M_{1a} & M_{1b} & M_{1c} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{ga} & M_{gb} & M_{gc} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{ka} & M_{kb} & M_{kc} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ M_{Ra} & M_{Rb} & M_{Rc} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad \dots\dots(3.12)$$

例えば, M_{gb} は,

$$M_{gb} = -\frac{4}{\pi} (6W_1) \cdot W_2 \cdot P_{00} \cdot ur \sum_{l=1}^{\infty} \left(\frac{1}{l} \right)^2 \times k_s(l) \cdot k_{s_2}(l) \cdot k_a(l) \cdot C(l) \times \cos \left[l \left\{ \frac{2\pi}{R}(g-1) - \frac{5}{2} \frac{\pi}{p} + \theta' - \alpha + \lambda \right\} \right]$$

回転子導体の自己インダクタンス行列 $[L]$ は, 固定子巻線の接続と全く関係がないため R 行×R 列のままである。以上によって求めた全てのインダクタンス行列をまとめると PAM 方式によって 8 極へ切り換えた時のインダクタンス行列は (3.13) 式のようになる。

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s' & M_{sr}' \\ M_{rs}' & L_r \end{bmatrix} \quad \dots\dots(3.13)$$

ここで, $[M_{rs}'] = [M_{sr}']_t$ であり, 添字 t は転置行列を表す

4. 対称座標軸変換

6 極の誘導電動機を PAM 方式によって 8 極へ切り換えた時の, インダクタンス行列を対称座標軸変

換した結果について述べる。

固定子自己インダクタンス行列の対称座標軸変換は (4.1) 式のようになる。

$$[L_s''] = A^{-1} \cdot [L_s'] \cdot A \quad \dots\dots(4.1)$$

ここで

$$A = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} a & 1 & 1 \\ b & 1 & e^{j\frac{4}{3}\pi} \\ c & 1 & e^{j\frac{2}{3}\pi} \end{bmatrix}$$

(4.1) 式による変換を行うと (4.2) 式になる。ただし, 中性点は接続しないものとするため, 零相成分は省略する。

$$[L_s''] = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{3}{2} L_1(l) \times \begin{matrix} I_f & I_b \\ v_1(l) & v_b(l) \\ v_b(l) & v_1(l) \end{matrix} \quad \dots\dots(4.2)$$

ここで,

$$L_1(l) = \frac{4}{\pi} (6W_1)^2 P_{00} ur \left(\frac{1}{l} \right)^2 k_s(l)^2 k_a(l)^2 C(l)^2$$

$$v_1(l) = \frac{2}{3} - \frac{2}{9} [-2\cos\{\iota \cdot (\alpha - \lambda)\} + \cos\{\iota \cdot (\alpha + 2\lambda)\}]$$

$$v_b(l) = \frac{4}{9} [-2 \cdot \cos \alpha \cdot \cos\{\iota \cdot (\alpha - \lambda)\} + \cos\{\iota \cdot (\alpha + 2\lambda)\}]$$

巻線軸が対称の場合, (4.2) 式において対角成分の $v_1(l)$ だけが値を持ち他は零になる。しかし, PAM 方式によって 6 極の誘導電動機を 8 極に切り換えた場合, 巻線軸が非対称になるために, $v_b(l)$ の要素が現れてくる。

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は (4.3) 式になる。

$$[M_{rs}'] = A_r^{-1} \cdot [M_{rs}'] \cdot A \quad \dots\dots(4.3)$$

ここで,

$$A_r = \frac{1}{\sqrt{R}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & \dots & \dots & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\frac{2(R-1)\pi}{R}} & e^{j\frac{2(R-2)\pi}{R}} & \dots & \dots & e^{j\frac{4}{R}\pi} & e^{j\frac{2}{R}\pi} \\ 1 & e^{j\frac{2(R-2)\pi}{R}} & e^{j\frac{2(R-4)\pi}{R}} & \dots & \dots & e^{j\frac{8}{R}\pi} & e^{j\frac{4}{R}\pi} \\ 1 & e^{j\frac{4}{R}\pi} & e^{j\frac{8}{R}\pi} & \dots & \dots & e^{j\frac{2(R-1)\pi}{R}} & e^{j\frac{2(R-2)\pi}{R}} \\ 1 & e^{j\frac{2}{R}\pi} & e^{j\frac{4}{R}\pi} & \dots & \dots & e^{j\frac{2(R-2)\pi}{R}} & e^{j\frac{2(R-1)\pi}{R}} \end{bmatrix}$$

(4.3)式により、変換した結果を(4.4)式に示す。

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

$$\times \begin{matrix} \Pi_1 \\ \vdots \\ \Pi_{\delta} \\ \vdots \\ \Pi_{\delta'} \\ \vdots \\ \Pi_R \end{matrix} \begin{bmatrix} I_0 & I_f & I_b \\ \cdot & \cdot & \cdot \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ U_2(l)\eta^*(l) & U_0(l)\eta^*(l) & U_1(l)\eta^*(l) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ U_2(l)\eta(l) & U_1(l)\eta(l) & U_0(l)\eta(l) \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \cdot & \cdot & \cdot \end{bmatrix} \dots\dots(4.4)$$

ここで、

$$M(l) = \frac{4}{\pi} (6W_1) \cdot W_2 \cdot P_{00} \cdot ur \cdot \left(\frac{1}{l}\right)^2$$

$$\times k_s(l) \cdot k_{s'}(l) \cdot k_d(l) \cdot C(l)$$

$$U_0(l) = \frac{1}{3} [1 - 2\cos\{2\alpha + l(\alpha - \lambda)\}]$$

$$U_1(l) = \frac{1}{3} [1 - 2\cos\{\alpha + l(\alpha - \lambda)\}]$$

$$U_2(l) = \frac{1}{3} [1 - 2\cos\{l(\alpha - \lambda)\}]$$

$$\eta(l) = e^{j\left(\theta - \frac{3\pi}{2p}\right)}$$

*は共役を表す

ただし、 δ および δ' は $\delta = NR + l + 1$, $\delta' = NR - l + 1$ で表され、 N は δ および δ' が1から R の値を取るような0を含む整数を決定すればよい。

回転子自己インダクタンス行列の対称座標軸変換は(4.5)式になる。

$$[L_r'''] = A_r^{-1} \cdot [L_r] \cdot A_r \dots\dots(4.5)$$

(4.5)式によって変換した結果を(4.6)式に示す。

$$[L_r'''] = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{R}{2} L_2(l)$$

$$\times \begin{matrix} \Pi_1 & \dots & \Pi_{\delta} & \dots & \Pi_{\delta'} & \dots & \Pi_R \\ \Pi_1 \\ \vdots \\ \Pi_{\delta} \\ \vdots \\ \Pi_{\delta'} \\ \vdots \\ \Pi_R \end{matrix} \begin{bmatrix} \cdot & & & & & & \\ & \ddots & & & & & \\ & & 1 & & & & \\ & & & \ddots & & & \\ & & & & 1 & & \\ & & & & & \ddots & \\ & & & & & & \cdot \end{bmatrix} \dots\dots(4.6)$$

ここで、

$$L_2(l) = \frac{4}{\pi} W_2^2 \cdot P_{00} \cdot ur \left(\frac{1}{l}\right)^2 k_{s_2}(l)^2$$

回転子自己インダクタンス行列の対称座標軸変換結果は、回転子が星形対称R相巻線として考えられるので、ある高調波に対して2つの要素にのみ値が現れる。

以上、導出した対称座標軸上における各インダクタンス行列をまとめると(4.7)式ようになる。

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s'''] & [M_{sr}'''] \\ [M_{rs}'''] & [L_r'''] \end{bmatrix} \dots\dots(4.7)$$

ここで、 $[M_{rs}'''] = [M_{sr}''']^*$ である。

5. 電圧方程式及び等価回路

この章では、対称座標軸上における電圧方程式を導出する前に、対称座標軸上における固定子自己インダクタンス行列、固定子と回転子の間の相互インダクタンス行列の各要素について検討し、電圧方程式を単純化する手法について述べる。次に電圧方程式からPAM方式によって6極の誘導電動機を8極へ切り換えたときの等価回路を導出する。

5.1 巻線係数と対称座標軸上におけるインダクタンス行列の要素の検討

PAM方式によって6極の誘導電動機を8極へ切り換えた場合の1次高調波に対する巻線係数と各行列要素の計算結果を表5.1に示す。ただし、 $q=2$ で全節巻の場合である。

巻線係数は、 $k_w(l)$ は、 $k_w(l) = k_s(l) \cdot k_d(l) \cdot C(l)$ である。

表5.1より、高調波次数 l に対して巻線係数と各行列要素の計算結果を検討すると、巻線係数 $k_w(l)$ は2次、4次、8次、10次で値が大きいことがわかる。また、 $U_0(l) \sim U_2(l)$ の計算結果では、4次及び

表5.1 巻線係数と各行列要素の計算結果

l	$k_w(l)$	$U_0(l)$	$U_1(l)$	$U_2(l)$	$v_1(l)$	$v_b(l)$
2	0.569	0.218	-0.177	0.960	0.079	-0.077
4	-0.543	0.218	0.960	-0.177	0.969	0.418
6	0.000	0.667	-0.333	0.667	0.556	-0.444
8	0.442	-0.177	0.960	0.218	0.953	-0.340
10	-0.371	0.960	-0.177	0.218	0.953	-0.340
12	0.000	-0.333	0.667	0.667	0.556	-0.444
14	0.197	0.960	0.218	-0.177	0.969	0.418
16	-0.100	-0.177	0.218	0.960	0.079	-0.077

8次において $U_1(l)$ 成分が、10次及び14次においては $U_0(l)$ 成分が優勢であることがわかる。また、 $v_1(l)$ 及び $v_b(l)$ の計算結果では、4次、8次、10次、14次において、 $v_1(l)$ の成分が優勢であることがわかる。

次節にて電圧方程式を導出するが、表5.1の計算結果から、電圧方程式において $U_0(l) \sim U_2(l)$ の値は優勢な成分のみ考慮し、それ以外は0とする。ただし、 $U_2(l)$ については、零相成分であるため考慮しない。また、 $v_1(l)$ 及び $v_b(l)$ においても、 $v_1(l)$ 成分のみ考慮し、 $v_b(l)$ の成分は0とする。

5.2 対称座標軸上における電圧方程式及び等価回路

ここでは、簡単に説明するために、起磁力高調波成分が1つしかないモデルを用いて、対称座標軸上における電圧方程式と等価回路について述べる。例えば、ある高調波次数 l_1 のみが存在し、 $U_0(l_1)$ が優勢であるとする。対称座標軸変換後のインダクタンス行列に一次巻線抵抗 r_1 、二次巻線抵抗 r_2 、一次漏れインダクタンス ℓ_1 、二次漏れインダクタンス ℓ_2 を考慮すると、瞬時値電圧方程式は (5.1)式になる。

$$\begin{bmatrix} v_{1f} \\ v_{1b} \\ v_{2f} \\ v_{2b} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11ff} & 0 & M_{12ff} & 0 \\ 0 & Z_{11bb} & 0 & M_{12bb} \\ M_{21ff} & 0 & Z_{22ff} & 0 \\ 0 & M_{21bb} & 0 & Z_{22bb} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1f} \\ i_{1b} \\ i_{2f} \\ i_{2b} \end{bmatrix} \quad \dots\dots(5.1)$$

ここで、

$$\begin{aligned} Z_{11ff}(l_1) &= Z_{11bb}(l_1) \\ &= r_1 + \left(\ell_1 + \frac{3}{2} L_1(l_1) \right) P \\ Z_{22ff}(l_1) &= Z_{22bb}(l_1) \\ &= r_2 + \left(\ell_2 + \frac{R}{2} L_2(l_1) \right) P \\ M_{21ff}(l_1) &= M_{12bb}(l_1) \\ &= M_{21bb}(l_1)^* = M_{12ff}(l_1)^* \\ &= \frac{\sqrt{3}R}{2} M(l_1) \cdot U_0(l_1) \cdot P \cdot \eta(l_1)^* \end{aligned}$$

$$P = \frac{d}{dt}$$

固定子には平衡三相電圧が供給されるとし、回転子は電圧源が無いことから、(5.1)式の電圧行列要素は (5.2)式及び (5.3)式のように表される。

$$v_{1f} = v_{1b}^* = \frac{\sqrt{3}}{2} V_m e^{j\omega t} \quad \dots\dots(5.2)$$

$$v_{2f} = v_{2b} = 0 \quad \dots\dots(5.3)$$

ここで、 V_m は一次相電圧の振幅、 ω は電源の角周波数

また、(5.1)式の電流行列要素を (5.4)式及び (5.5)式のように仮定する。

$$i_{1f} = i_{1b}^* = \frac{1}{2} I_{1m}(l_1) e^{j(\omega t - \phi_1)} \quad \dots\dots(5.4)$$

$$i_{2f}(l_1) = i_{2b}(l_1)^* = \frac{1}{2} I_{2m}(l_1) \eta^*(l_1) e^{j(\omega t - \phi_2)} \quad \dots\dots(5.5)$$

ここで、 I_{1m} は一次電流の振幅、 I_{2m} は二次電流の振幅、 ϕ_1 は一次電流の位相差、 ϕ_2 は二次電流の位相差

(5.1)式を展開し、連立方程式の状態にすると、(5.6)～(5.9)式のように表される。

$$\begin{aligned} v_{1f} &= \left\{ r_1 + \left(\ell_1 + \frac{3}{2} L_1(l_1) \right) P \right\} \frac{1}{2} I_{1m} e^{j(\omega t - \phi_1)} \\ &\quad + \frac{\sqrt{3}R}{2} M(l_1) \cdot U_0(l_1) \cdot P \cdot \frac{1}{2} I_{2m}(l_1) e^{j(\omega t - \phi_2)} \quad \dots\dots(5.6) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{1b} &= \left\{ r_1 + \left(\ell_1 + \frac{3}{2} L_1(l_1) \right) P \right\} \frac{1}{2} I_{1m} e^{-j(\omega t - \phi_1)} \\ &\quad + \frac{\sqrt{3}R}{2} M(l_1) \cdot U_0(l_1) \cdot P \cdot \frac{1}{2} I_{2m}(l_1) e^{-j(\omega t - \phi_2)} \quad \dots\dots(5.7) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{2f}(l_1) &= \frac{\sqrt{3}R}{2} M(l_1) \cdot U_0(l_1) P \\ &\quad \times \frac{1}{2} I_{1m} e^{j\{(\omega - l_1\omega)t + l_1 \frac{5\pi}{2p} - \phi_1\}} \\ &\quad + \left\{ r_2 + \left(\ell_2 + \frac{R}{2} L_2(l_1) \right) P \right\} \\ &\quad \times \frac{1}{2} I_{2m}(l_1) e^{j\{(\omega - l_1\omega)t + l_1 \frac{5\pi}{2p} - \phi_2\}} \quad \dots\dots(5.8) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{2b}(l_1) &= \frac{\sqrt{3}R}{2} M(l_1) \cdot U_0(l_1) P \\ &\quad \times \frac{1}{2} I_{1m} e^{-j\{(\omega - l_1\omega)t + l_1 \frac{5\pi}{2p} - \phi_1\}} \\ &\quad + \left\{ r_2 + \left(\ell_2 + \frac{R}{2} L_2(l_1) \right) P \right\} \\ &\quad \times \frac{1}{2} I_{2m}(l_1) e^{-j\{(\omega - l_1\omega)t + l_1 \frac{5\pi}{2p} - \phi_2\}} \quad \dots\dots(5.9) \end{aligned}$$

ここで、 ω' は回転子の回転角速度

(5.6)式と(5.7)式、及び(5.8)式と(5.9)式はそれぞれ共役の関係にある。(5.6)式及び(5.8)式の組み合わせと、(5.7)式及び(5.9)式の組み合わせは、それぞれ同じインピーダンス網に共役となる電圧を加えた場合の電圧方程式として考えることが出来る。従って、 $v_{1f}+v_{1b}$ の電圧をインピーダンス網に加えた場合を想定し瞬時値電圧方程式を求めると、(5.10)式及び(5.11)式の連立方程式になる。

$$v_{1f}+v_{1b}=\sqrt{3}V_m \cos(\omega t)$$

$$= \left\{ r_1 + \left(l_1 + \frac{3}{2} L_1(l_1) v_1(l_1) \right) P \right\} I_{1m} \cos(\omega t - \phi_1)$$

$$+ \frac{\sqrt{3R}}{2} M(l_1) \cdot U_0(l_1) P \cdot I_{2m} \cos(\omega t - \phi_2)$$

.....(5.10)

$$v_{2f}(l_1) + v_{2b}(l_1) = 0$$

$$= \frac{\sqrt{3R}}{2} M(l_1) \cdot U_0(l_1) P$$

$$\times I_{1m} \cos \left\{ (\omega - l_1 \omega') t + l_1 \frac{5}{2} \frac{\pi}{p} - \phi_1 \right\}$$

$$+ \left\{ r_2 + \left(l_2 + \frac{R}{2} L_2(l_1) \right) P \right\}$$

$$\times I_{2m}(l_1) \cdot \cos \left\{ (\omega - l_1 \omega') t + l_1 \frac{5}{2} \frac{\pi}{p} - \phi_2 \right\}$$

.....(5.11)

(5.10)式及び(5.11)式をベクトル記号法で表現すると、(5.12)式及び(5.13)式になる。

$$\sqrt{3}V_1 = \left\{ r_1 + j \left(x_1 + \omega \frac{3}{2} L_1(l_1) v_1(l_1) \right) \right\} I_1$$

$$+ j \omega \frac{\sqrt{3R}}{2} M(l_1) \cdot U_0(l_1) \cdot I_2(l_1)$$

.....(5.12)

ここで、 $x_1 = \omega l_1$

ただし、 x_1 :一次漏れリアクタンス、 V_1 :一次相電圧、 I_1 :一次電流、 $I_2(l_1)$: l_1 次高調波に対する二次電流

$$0 = j \{ 1 - l_1(1-s) \} \omega \frac{\sqrt{3R}}{2}$$

$$\times M(l_1) \cdot U_0(l_1) \cdot I_1 + \left\{ r_2 + j \{ 1 - l_1(1-s) \} \right\}$$

$$\times \left(x_2 + \omega \frac{3}{2} L_2(l_1) \right) I_2(l_1)$$

.....(5.13)

ここで、

$$\{ 1 - l_1(1-s) \} \omega = (\omega - l_1 \omega')$$

$$x_2 = \omega l_2$$

ただし、 x_2 :二次漏れリアクタンス、 s :基本波回転磁界(2極機の回転磁界)に対するすべりさらに、(5.13)式を変形すると(5.14)式になる。

$$0 = j \omega \frac{\sqrt{3R}}{2} M(l_1) \cdot U_0(l_1) \cdot I_1$$

$$+ \left\{ \frac{r_2}{1 - l_1(1-s)} \right.$$

$$\left. + j \left(x_2 + \omega \frac{3}{2} L_2(l_1) \right) \right\} I_2(l_1)$$

.....(5.14)

(5.14)式の $I_2(l_1)$ は一次側と同じ周波数の二次電流となる。従って、(5.12)式及び(5.14)式によって表される等価回路は図5.1の様になる。

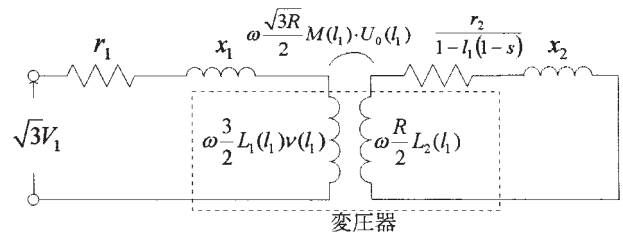


図5.1 l_1 次のみ存在する場合の電圧方程式から求めた等価回路

図5.1で示した等価回路における変圧器の部分は、一般に完全結合した変圧器として扱うことが出来る。しかし、対称座標軸変換後の相互インダクタンス行列の要素のうち、優勢成分のみを考慮したため、変圧器の部分の相互インダクタンスは完全結合していない。しかしながら、問題を簡単にするために、完全結合しているとして考え、図5.1で表される等価回路の相互インダクタンスを変圧器の部分の一次側及び2次側のインダクタンスで表して、新たな相互インダクタンス $\sqrt{3R} \cdot M(l_1) / 2$ とし、 $M(l_1)'$ は(5.15)式のような関係があるように考えることとする。

$$M(l_1)' = \sqrt{L_1(l_1) v_1(l_1) \cdot L_2(l_1)}$$

.....(5.15)

5.3 等価回路における二次インピーダンスの一次換算

図5.1で表した等価回路は、単相変圧器として扱えるように表現されているが、図中波線部の変圧器において、一次側の電圧と、二次側の電圧が一致し

ていない。そこで、本節では波線部の一次側と二次側の電圧を一致させるように考え、二次インピーダンスの一次換算を行う。

図5.1の波線部を理想変圧器として考えた場合の実効巻数比 $A(l_1)$ は、自己インダクタンスの比と表されるので、(5.16)式になる。

$$\begin{aligned}
 A(l_1) &= \sqrt{\frac{\frac{3}{2}L_1(l_1)v_1(l_1)}{\frac{R}{2}L_2(l_1)}} \\
 &= \sqrt{\frac{3}{R} \frac{6W_1}{W_2} \frac{k_s(l_1)}{k_a(l_1)} k_d(l_1) \cdot C(l_1) \cdot \sqrt{v_1(l_1)}} \\
 &= \sqrt{\frac{m_1}{m_2}} a(l_1) \quad \dots\dots(5.16)
 \end{aligned}$$

ここで、

$$a(l_1) = \frac{6W_1}{W_2} \frac{k_s(l_1)}{k_a(l_1)} k_d(l_1) \cdot C(l_1) \cdot \sqrt{v_1(l_1)}$$

ただし、 $a(l_1)$ ：固定子一相と回転子一相の実効巻数比、 m_1 ：一次相数、 m_2 ：二次相数

二次インピーダンス Z_2 の一次換算は、(5.17)式になる³⁾。

$$Z_2(l_1)' = A(l_1)^2 \cdot Z_2 \quad \dots\dots(5.17)$$

ここで、

$$Z_2 = r_2 + jx_2 \quad \dots\dots(5.17)$$

また、励磁リアクタンス $X_M(l_1)$ は、(5.18)式となる。

$$X_M(l_1) = \omega \frac{3}{2} L_1(l_1) v_1(l_1) \quad \dots\dots(5.18)$$

よって、1次換算した等価回路は図5.2になる。

5.2節および本節では $U_0(l)$ が優勢である場合について考えてきた。 $U_0(l)$ が優勢である場合の高調波による回転磁界の方向を正方向とした場合、 $U_1(l)$ が優勢の成分である場合は回転磁界の方向が逆とな

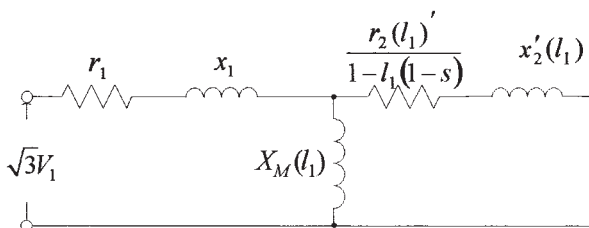


図5.2 二次インピーダンスを一次換算した等価回路

り、 $U_0(l)$ が優勢である場合と同様に考えられる。

5.4 PAM方式によって8極へ切り換えた場合の等価回路

前節までは、 $U_0(l_1)$ が優勢であるような1つの高調波について等価回路を求めた。同様に、例えば $U_1(l)$ が優勢の成分である高調波 l_2 をとし、存在する全ての高調波を考慮した等価回路は、一次巻線抵抗、及び一次漏れリアクタンスを除く各高調波の等価回路を直列に接続したものであると考えることができる。従ってPAM方式によって6極の誘導電動機を8極へ切り換えた場合の等価回路は図5.3になる。

これまで、等価回路の入力電圧 $\sqrt{3}V_1$ はとして表現してきたが、このままでは三相分の電力を等価回路に入力している状態である。一般に誘導電動機の等価回路は一相あたりで表現する⁴⁾。従って、図5.3における入力電圧は V_1 とし、等価回路が一相あたりの形になるようにしている。

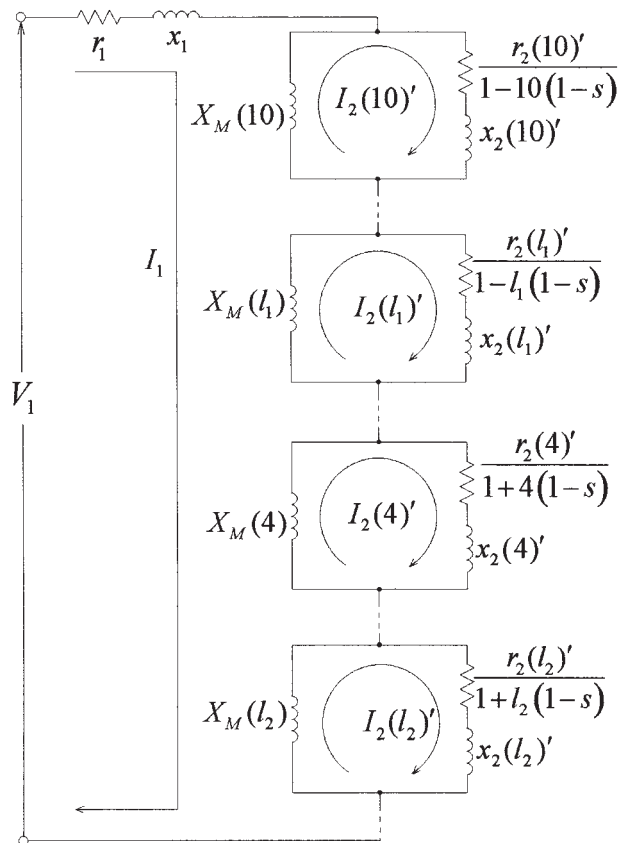


図5.3 PAM方式によって極数を切り換えた場合の等価回路

6. 6 極の T 形等価回路定数と 8 極の等価回路定数の関係

PAM 方式によって 8 極へ切り換える前の 6 極の誘導電動機は一般的な誘導電動機であり、T 形等価回路で表される。このときの等価回路定数は無負荷・拘束試験、及び一次巻線抵抗の測定によって求めることができる。

ここでは、6 極の T 形等価回路定数と 8 極へ切り換えたときの等価回路定数の関係について述べる。ただし、極数を切り換えた場合においても、漏れリアクタンスは変わらないものとする。

6 極の T 形等価回路における二次インピーダンスの一次換算値 $Z_{2r}(3)$ と二次一相のインピーダンス Z_2 の関係は、一般に一次および二次相数と実効巻数比によって表現されている⁴⁾。よって、二次インピーダンスの一次換算は (6.1) 式になる。

$$Z_{2r}(3) = \frac{m_1}{m_2} a_r(3)^2 Z_2 \quad \dots\dots(6.1)$$

ここで

$$a_r(3) = \frac{6W_1}{W_2} \frac{k_s(3) \cdot k_d(3) \cdot C_r(3)}{k_s(3)}$$

$$C_r(l) = \frac{1}{3} \sin \left(l \cdot \frac{3}{2} \frac{\pi}{p} \right) \left\{ 2 \cdot \cos \left(l \cdot \frac{\pi}{p} \right) - 1 \right\}$$

ただし、 $a_r(3)$: 極数切換前の実効巻数比、 $C_r(l)$: 6 極の Connection factor

(5.17)、(6.1) 式より 6 極時及び 8 極時の二次一相のインピーダンスの一次換算値の関係は (6.2) 式になる。

$$Z_2(l)' = \left(\frac{a(l)}{a_r(3)} \right)^2 \cdot Z_{2r}(3) \quad \dots\dots(6.2)$$

6 極の T 形等価回路における励磁リアクタンス $X_{Mr}(3)$ は、(6.3) 式になる。

$$X_{Mr}(3) = \omega \frac{3}{2} L_{1r}(3) \quad \dots\dots(6.3)$$

ただし、

$$L_{1r} = \frac{4}{\pi} (6W_1)^2 P_{00} \omega r \left(\frac{1}{3} \right)^2 \times k_s(3)^2 k_d(3)^2 C_r(3)^2$$

(5.18)、(6.3) 式より 6 極時及び 8 極時の励磁リアクタンスの関係は (6.4) 式になる。

$$X_{Mr}(l) = \frac{\left(\frac{1}{l} \right)^2 k_s(l)^2 \cdot k_d(l)^2 \cdot C_r(l)^2 \cdot v_1(l)}{\left(\frac{1}{3} \right)^2 k_s(3)^2 \cdot k_d(3)^2 \cdot C_r(3)^2} \times X_{Mr}(3) \quad \dots\dots(6.4)$$

以上 (6.2) 式及び (6.4) 式によって 6 極時の T 形等価回路定数がわかれば、8 極へ切り換えたときの等価回路定数が求められる。

7. 出力およびトルクの算定

正方向回転に寄与する高調波 l_1 および逆方向回転に寄与する高調波 l_2 の出力をそれぞれ $P_{of}(l_1)$ 、 $P_{ob}(l_2)$ とすると、 $P_{of}(l_1)$ 、 $P_{ob}(l_2)$ は (7.1)、(7.2) 式になる。

$$P_{of}(l_1) = m_1 \frac{l_1(1-s)}{1-l_1(1-s)} \cdot r_2(l_1)' \cdot I_2(l_1)'^2 \quad \dots\dots(7.1)$$

$$P_{ob}(l_2) = -m_1 \frac{l_2(1-s)}{1+l_2(1-s)} \cdot r_2(l_2)' \cdot I_2(l_2)'^2 \quad \dots\dots(7.2)$$

ここで、軸出力は正方向および逆方向の出力の総和になる。

正方向 l_2 次高調波によるトルク $T_f(l_1)$ は、(7.3) 式になる。

$$T_f(l_1) = \frac{P_{of}(l_1)}{\omega'} = \frac{P_{of}(l_1)}{(1-s)\omega} = \frac{m_1}{\omega} \frac{l_1 \cdot r_2(l_1)' \cdot I_2(l_1)'^2}{1-l_1(1-s)} \quad \dots\dots(7.3)$$

逆方向 l_2 次高調波によるトルク $T_b(l_2)$ は、(7.4) 式になる。

$$T_b(l_2) = \frac{P_{ob}(l_2)}{\omega'} = \frac{P_{ob}(l_2)}{(1-s)\omega} = -\frac{m_1}{\omega} \frac{l_2 \cdot r_2(l_2)' \cdot I_2(l_2)'^2}{1+l_2(1-s)} \quad \dots\dots(7.4)$$

軸トルクは、正方向および逆方向の高調波によるトルクの総和になる。

8. 特性算定結果および実験結果の比較

実験に使用した PAM 方式極数切換誘導電動機の 6 極時の定格および仕様を表 8.1 に示す。また、6 極時の無負荷・拘束試験及び一次巻線抵抗の測定により求めた T 形等価回路定数は、表 8.2 に示すように

表8.1 実験機の定格および仕様 (6 極)

出力	0.75kW	回転子	かご
電圧	100V	極数	6
電流	9.2A	固定子スロット	36
周波数	50Hz	回転子スロット	46
絶縁種	E	コイルピッチ	$\pi/3$

表8.2 実験機の T 形等価回路定数 (6 極)

1次巻線抵抗	0.689 Ω
1次漏れリアクタンス	0.571 Ω
2次巻線抵抗	0.236 Ω
2次漏れリアクタンス	0.571 Ω
鉄損分抵抗	0.536 Ω
励磁リアクタンス	10.21 Ω

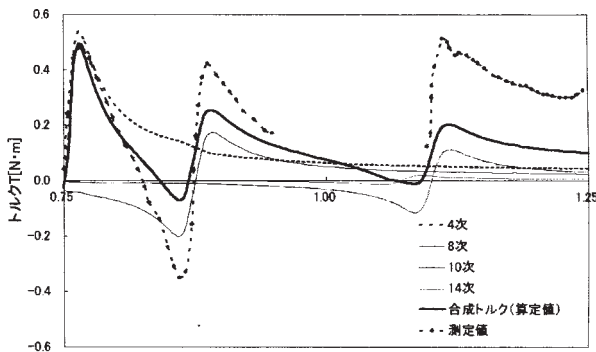


図8.1 PAM方式によって切り換えた場合の速度・トルク特性

なった。

PAM方式によって6極から8極へ切り換えた場合の速度・トルク特性を図8.1に示す。実験に使用した誘導電動機は、PAM方式極数切換誘導電動機として設計されたものではないため、定格電流を大きく超えないように実験電圧を15Vと設定した。

速度・トルク特性は、電動機領域では4次高調波によるトルクは良く一致している。しかし、8次高調波によるトルクは一致していない。また、制動機領域におけるトルクは誤差が大きいことがわかる。

誤差の原因として、等価回路を求めるために $v_b(i)$ の成分は0、および $U_0(i)$, $U_1(i)$ の成分の優勢である方を残し他の成分は0とする仮定を行ったこと、6極時の T 形等価回路定数を試験より求める際、 x_1 及び x_2' の分離が困難であり⁴⁾ 1:1の比で分離したことが考えられる。また、漂遊負荷損の影響が考えられる。

9. まとめ

本研究では、PAM方式によって6極の誘導電動機を8極へ切り換えた場合の等価回路を、対称座標軸上における電圧方程式から求める方法を提案した。等価回路を求める手法は以下ようになる。

- ① 対称座標軸上における瞬時値電圧方程式において $v_b(i)$ を0とし、 $U_0(i)$, $U_1(i)$ の成分の優勢である方を残し、他の成分は0とする仮定を行った。
- ② 対称座標軸上における瞬時値電圧方程式(連立方程式)において、式が共役であることから、正弦波電圧を加えた場合の電圧方程式を導出した。
- ③ ②で導出した電圧方程式をベクトル記号法による電圧方程式に変換し、等価回路を導出した。
- ④ ③で導出した等価回路は、単相変圧器の等価回路と同様に考えられるため、変圧器として考えた場合の実効巻数比による二次インピーダンスの一次換算を行った。
- ⑤ ④の実効巻数比は誘導電動機として考えた場合の、相数の比及び固定子一相・回転子一相の実効巻数比を含んでいる。
- ⑥ 8極時の等価回路定数と6極時の T 形等価回路定数の関係を導出し、6極時の無負荷・拘束試験及び一次巻線抵抗の測定により、8極時の等価回路定数を求めることができたようにした。

以上によって求めた8極時の等価回路を用いて実際に速度・トルク特性を計算し、実験結果と比較検討した。その結果、速度・トルク特性は、4次高調波によるトルクはよく一致したが、その他の場合は一致しなかった。一致しない原因として、等価回路を導出する際に上記①の仮定をしたこと、6極時の T 形等価回路定数を試験より求める際、 x_1 及び x_2' を1:1の比で分離したことが考えられる。また、漂遊負荷損の影響が考えられる。

今後は、 $U_0(i)$, $U_1(i)$ の優勢成分のみを取り出す操作を行わずに、両方存在する場合についての等価回路を導出し、検討していきたい。

参考文献

- 1) 山崎, 穴澤, 小井戸: 「PAM方式極数切換誘導電動機の各種切換方式の検討(その1)」, 電気学会回転機研究会資料, RM-96-108, pp.29-36,

PAM方式切換誘導電動機の等価回路の提案

(1996)

- 2) 山崎, 土谷, 穴澤, 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)」, 電気学会論文誌 D, Vol.114, No.9,

(1994)

- 3) 野中作太郎著, 応用電気工学全書 2 電気機器 (I), 森北出版株式会社, 1973, pp.30-33
4) 野中作太郎著 応用電気工学全書 2 電気機器 (II), 森北出版株式会社, 1971, pp.8-31