電気機械の対称分等価回路の構成理論

中央大学 猪狩武尚

1. ま え が き

近年、回転機の解析のすべての場合に対して適切なただ一種類の座標系は存在せず、機種または運転状態ごとに解析上最も有利な座標系を選定すべきであることが認識されてきている⁽¹⁾。この観点からみれば、故 Kron 氏の等価回路構成法⁽²⁾のように、すべての場合に対して交差磁界説および回転磁界説の両方に対する等価回路を与えることは理論体系を不必要に複雑化するものであり、また、故竹内教授のように瞬時値対称座標法だけを基礎としてすべての場合を取り扱おうとする体系⁽³⁾も適切ではない。著者は、二軸理論による解析が有利な機種または運転状態に対しては著者の前論文⁽⁴⁾による dq 軸等価回路を利用し、対称座標法による解析が有利な機種または運転状態に対しては本論文による等価回路を利用することを提案したい。

さて、従来提案された回転機の等価回路構成法にはインピーダンス行列を利用する Kron 流の方法⁽⁵⁾、瞬時値対称座標法におけるインピーダンス行列を利用する宮入氏の方法⁽⁶⁾および磁気回路と電気回路との双対性を利用する Kron 氏の方法⁽²⁾があるが、これらの方法はいずれも満足すべきものではない。

まず、インピーダンス行列を利用する Kron 流の方法の欠点を簡単な場合を例にとって明らかにしよう。Kron 流の理論におけるインピーダンス行列は、一般に全自己インダクタンスと相互インダクタンスを用いて表わされ、巻線形三相誘導電動機に対しては第1図(a)の形の等価回路が導かれる^{(7),(8)}。この等価回路は数学的には正しい。しかし、巻数比1の場合を除いて、回路中の $\omega(L'-M)$ 及び $\omega(L''-M)$ は励磁リアクタンスと漏れリアクタンスの混り合ったリアクタンスであって、これらのリアクタンスの飽和を考慮す

第1図 インピーダンス行列から求められた誘導電動機の等価回路

Fig. 1. Equivalent circuits for induction motor derived from impedance matrix.

ることは、励磁リアクタンスだけが飽和特性を持つ場合でさえ、かなりやっかいである。さらにこの等価回路では鉄損の考慮もきわめて困難で、もし鉄損抵抗をそう入しようとするれば、回路の3個のリアクタンスのそれぞれに鉄損抵抗を接続しなければならない。電気機器の設計上および応用上の主要問題はしばしば磁気飽和および鉄損の十分な評価を必要とすることを考えると、このような等価回路は実用上の価値が少ないことは明らかで、教育上も有害な面が大きい。インピーダンス行列を任意定数 α を含んだ変換行列で変換してから導かれる第1図(b)の形の等価回路⁽⁹⁾も同様な欠点を持っている。インピーダンス行列を利用する方法の第2の欠点は、物理的意味の明確な等価回路の導出が困難な点である。例えば、実用上きわめて重要な機種である二重かご形誘導機に対して、伝統的な理論において得られている周知の等価回路を行列による理論の自然な推論の結果として導出することは不可能であり、Kron 流の電気機械理論を述べたほとんどすべての書物がこの点を選けて通っている。インピーダンス行列を利用する方法の第3の欠点は精密な等価回路の導出が不可能な点である。これは Kron 流の理論においては磁気回路構造を詳しく考慮することなく、単に機体外部の巻線端子から見た形式的な電圧方程式を理論の出発点としていることに基づくもので、電圧方程式の数が巻線の数によって定まり、解析の精度がそれによって制限されるからである。かつて、鉄損を

Theory of Formation of Sequence-Component Equivalent Circuits of Electrical Machines. By Takehisa Igari, Member (Faculty of Science & Engineering, Chuo University)
猪狩武尚: 正員, 中央大学理工学部電気工学科

考慮した誘導機の等価回路を検討する目的で、仮想三次巻線を追加し、その抵抗損が固定子うず電流損を代表するものとしてインピーダンス行列から等価回路を導出する理論が提案されたが⁽¹⁰⁾、形式的に追加された仮想巻線の抵抗損が機械内部の鉄損発生状態を常に正しく代表しているという保証のない点が問題である。

宮入氏の等価回路構成法⁽⁶⁾は巧妙な方法ではあるが、インピーダンス行列を基礎とする点で上述の Kron 流の方法と同様な欠点を持ち、さらに、瞬時値対称座標法を基礎とするために二軸理論による解析が適した機種に対しては良好な結果が得られず、瞬時値対称分等価回路から実効値対称分等価回路への変換方法については、簡単な場合に対してだけ竹内氏⁽¹¹⁾によって理論的証明が与えられたが、一般的な証明は与えられていないという問題点がある。

磁気回路と電気回路との間の双対性を基礎とする Kron 氏の等価回路構成法⁽²⁾は、その基本的着想においては優れているが、その体系は彼がテンソル解析法によって（恐らくは伝統的な理論の成果を十分参考にして）得た多数の等価回路を総合して、等価回路構成規則を見出し、それらの規則にかなり強引な理由付けを行なったもので、瞬時値対称座標法と実効値対称座標法の混同や論理の飛躍があって、宮入氏の指摘⁽⁶⁾のように、その理解および応用は困難である。

なお、テンソル解析法ないし行列計算法を用いた Kron 流の回転機の一般理論にも、インピーダンス行列を利用した等価回路構成法について述べたのとはほぼ同様な欠点のあることは明らかであろう。

2. 実効値対称分等価回路の構成法

〈2・1〉 等価回路上の周波数の判定 複素実効値に対する等価回路を構成しようとする場合、等価回路上の電流の周波数をあらかじめ知っておく必要がある。そして、等価回路上に二つ以上の周波数の電流が存在するときには、実効値に対する等価回路は各周波数ごとに作らなければならない。

誘導機において、二次インピーダンスが非対称な場合には、一次側に電源周波数 f (Hz) の電流のほかに $(1-2s)f$ (Hz) の電流が流れることはよく知られている。この場合には一次側からみた等価回路上の周波数は2個である。従来、この現象および一次二次ともにインピーダンスが非対称な場合に無数に多くの周波数の電流が発生する現象は、一次および二次の回転起磁力の平衡という観点から説明されてきた⁽⁹⁾。この考え方は著しく簡明であるので、誘導機に対してはこれを周波数判定法として用いればよい。

同期機に対して上述の周波数判定法を適用する場合は、直流励磁の界磁を一次側とみなして考察するとともに交流電源に接続された電機子を一次側とみなして考察することが必要である。

交流整流子機においては、整流子の周波数変換作用のために、ブラシを通る電流と固定子電流とは常に同一周波数であって、固定子巻線に固定子印加電圧と異なる周波数の電流が流れることはない。ただし、シュラゲモータは誘導機としての考察が必要である。

〈2・2〉 対称分等価回路の構成方法 交流機の対称分等価回路は、瞬時値に対する dq 軸等価回路を実効値に対する dq 軸等価回路に書き換え、対称座標法の変数変換式に従った重ね合わせを行なうことによって得られる。固定子一次形の巻線形三相誘導電動機を例として、この等価回路構成法を説明しよう。

第2図(a)の三相固定子巻線はその電流瞬時値 i_a , i_b , i_c を

$$\begin{bmatrix} \sqrt{3} i_{s0} \\ i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta_1 & \cos \theta_2 & \cos \theta_3 \\ \sin \theta_1 & \sin \theta_2 & \sin \theta_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\theta_1 = \theta_0, \theta_2 = \theta_0 + 2\pi/3, \theta_3 = \theta_0 + 4\pi/3 \dots (2)$$

によって変換し、電圧も同じ変換を行なえば、実効巻数が $\sqrt{3}/2$ 倍の dq 軸上の等価二相巻線に変換される⁽⁴⁾。ただし、 i_{s0} は固定子電流零相分瞬時値である。特に必要のない限り、 $\theta_0 = 0$ とする。

三相回転子巻線は(1)式において

$$\left. \begin{aligned} \theta_1 &= \omega_m t + \theta_0, \theta_2 = \omega_m t + \theta_0 + 2\pi/3 \\ \theta_3 &= \omega_m t + \theta_0 + 4\pi/3 \end{aligned} \right\} \dots (3)$$

とおいた変換行列によって電流、電圧を変換することにより、 dq 各軸上にブラシを持つ整流子巻線に変換される。このようにして第2図(a)の機械は同図(b)の二軸整流子機に変換される。

第2図(b)において、回転子側電圧、電流は固定子側実効巻数に換算された値として、 d 軸等価回路を求めると第3図(a)が得られる。 r_1 , r_2 は巻線抵抗、 l_1 , l_2 は漏れインダクタンス、 L_m は励磁インダクタンスである。 q 軸については同図(b)の等価回路が得られ、各等価回路中の速度起電力は

$$e_{vd} = -\omega_m \lambda_q, e_{vq} = \omega_m \lambda_d \dots (4)$$

第 2 図 三相巻線の変換

Fig. 2. Transformation of three-phase winding.

で与えられる⁽⁴⁾。ここに、 λ_d 及び λ_q はそれぞれ回転子巻線 d 軸および q 軸の全磁束鎖交数である。

二次が不平衡でないとするれば、等価回路上の周波数は単一であり、(a)、(b)図の実効値表示として同図(c)、(d)が得られる。ここに、

$$\begin{aligned} \omega \dot{A}_d &= X_m(\dot{I}_{ds} + \dot{I}_{dr}) + x_2 \dot{I}_{dr} \\ \omega \dot{A}_q &= X_m(\dot{I}_{qs} + \dot{I}_{qr}) + x_2 \dot{I}_{qr} \end{aligned} \quad (5)$$

であり、さらに図中の電位差 $\dot{E}_d$ 、 $\dot{E}_q$ を使うとすべし s のときの速度起電力は次式で与えられる。

$$\begin{aligned} \dot{E}_{vd} &= -\omega_m \dot{A}_q = j(1-s)\dot{E}_q \\ \dot{E}_{vq} &= \omega_m \dot{A}_d = -j(1-s)\dot{E}_d \end{aligned} \quad (6)$$

二相対称座標法では、例えば、固定子電流に対して

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{sp} \\ \dot{I}_{sn} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} \quad (7)$$

なる変換を行ない、その他のすべての部分の電圧、電流も全く同じ変換を行なう。したがって、第3図(c)の電圧、電流をすべて $1/2$ 倍にした回路と同図(d)の電圧、電流をすべて $j/2$ 倍にした回路とを重ね合わせれば同図(e)の正相分等価回路が得られ、(c)図の電圧、電流をすべて $1/2$ 倍にした回路と(d)図の電圧、電流をすべて $-j/2$ 倍にした回路とを重ね合わせれば同図(f)の逆相分等価回路が得られることは重ね合わせの理から明らかである。この重ね合わせの操作は実際には dq 軸の変数 $\dot{V}_{ds}$ 、 $\dot{V}_{qs}$ ……を対称分 $\dot{V}_{sp}$ 、 $\dot{V}_{sn}$ ……に形式的に書き換えるだけでよい。速度起電力については

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{E}_{vp} \\ \dot{E}_{vn} \end{bmatrix} &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{E}_{vd} \\ \dot{E}_{vq} \end{bmatrix} = \frac{1-s}{2} \begin{bmatrix} \dot{E}_d + j\dot{E}_q \\ -\dot{E}_d + j\dot{E}_q \end{bmatrix} \\ &= (1-s) \begin{bmatrix} \dot{E}_p \\ -\dot{E}_n \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (8)$$

がなりたつ。ただし、 $\dot{E}_p$ 、 $\dot{E}_n$ は第3図(e)、(f)中に示した電位差である。

電動機としての発生動力は速度起電力 $\dot{E}_{vp}$ 、 $\dot{E}_{vn}$ によって吸収される有効電力の2倍(2相分)に等しく、次式で与えられる。

$$P_M = 2\text{Re}(-\dot{E}_{vp}^* \dot{I}_{rp} - \dot{E}_{vn}^* \dot{I}_{rn})$$

第 3 図 等価回路の変換

Fig. 3. Transformation of equivalent circuits.

$$= 2\text{Re}\{(1-s)\{\dot{E}_p^*(-\dot{I}_{rp}) - \dot{E}_n^*(-\dot{I}_{rn})\}\} \quad (9)$$

第3図(e)、(f)は誘導機内部の電磁現象をよく表わした本質的な等価回路であるが、速度起電力を電圧源の形で含んでいるので、実用上はやや不便である。これら電圧源の形式的な消去は次のようにして行なうことができる。図中の電位差 $\dot{U}_p$ 、 $\dot{U}_n$ について

$$\begin{aligned} \dot{U}_p &= \dot{E}_p - \dot{E}_{vp} = s\dot{E}_p \\ \dot{U}_n &= \dot{E}_n - \dot{E}_{vn} = (2-s)\dot{E}_n \end{aligned} \quad (10)$$

がなりたつから、(e)図の $\dot{U}_p$ よりも右側のインピーダンスおよび電圧をすべて $1/s$ 倍すれば $\dot{E}_{vp}$ を消去でき、(f)図の $\dot{U}_n$ よりも右側のインピーダンスおよび電圧をすべて $1/(2-s)$ 倍すれば $\dot{E}_{vn}$ を消去できる。その結果は第4図となる。

第4図に対して(9)式を適用すれば、発生動力は

$$P_M = 2(1-s) \left(\frac{r_2}{s} I_{rp}^2 - \frac{r_2}{2-s} I_{rn}^2 \right) \quad (11)$$

第4図における $\dot{I}_{rp}$ 、 $\dot{I}_{rn}$ などはすべて等価二相機としての対称分である。元の三相機の一次側に換算された三相回転子電流の Fortescue の対称座標法による正、逆相分をそれぞれ $\dot{I}_{rp(3)}$ 、 $\dot{I}_{rn(3)}$ とおけば、二相機としての対称分 $\dot{I}_{rp}$ 、 $\dot{I}_{rn}$ との間には次の関係のあ

第 4 図 速度起電力を消去した等価回路

Fig. 4. Equivalent circuits after elimination of speed electromotive forces.

ることが容易に証明できる。

$$\dot{I}_{rP(3)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \dot{I}_{rP}, \quad \dot{I}_{rN(3)} = \sqrt{\frac{2}{3}} \dot{I}_{rN} \dots (12)$$

その他の電圧、電流についても全く同様である。したがって、第4図の等価回路中のすべての電圧、電流を $1/\sqrt{2}$ 倍することにより、三相機としての1相分の等価回路が得られる。その場合、発生動力(3相分)は(11)、(12)式から

$$P_M = 3(1-s) \left(\frac{r_2}{s} I_{rP(3)}^2 - \frac{r_2}{2-s} I_{rN(3)}^2 \right) \dots (13)$$

〈2・3〉 回転子一次形機械 回転子一次形の機械はその回転子と固定子を入れかえて固定子一次形として取り扱うのが便利である。回転子一次形のままで静止 dq 軸からみた等価回路を構成する場合には、次の点に注意を要する。すなわち、この場合、等価回路上の周波数は二次周波数であって、正相分等価回路では $s f$ 、逆相分等価回路では $(2-s)f$ となることである。また第5図の巻線配置で相順を a, b, c とすると回転子は時計方向に回転するから $\omega_m < 0$ となり、

$$\theta = \omega_m t + \theta_0 = -(1-s)\omega t + \theta_0 \dots (14)$$

とする必要がある。しかし、 $\omega_m < 0$ の場合の理論は複雑な計算の際に錯覚を起こしやすく、予想外に不便なことがある。それゆえ、回転子一次形の場合は巻線の空間配置を第5図と逆方向(時計方向)の順序とし、 $\omega_m > 0$ の理論とする方が無難である。その場合、 dq 成分についての相順を d, q とするために q 軸正方向を第5図と逆方向にする必要がある。

〈2・4〉 対称分等価回路の構成例 〈2・2〉節および〈2・3〉節の方法を使えば種々の交流機の対称分等価回路を容易に求めることができる。ここでは、やや特殊な考察を必要とする場合の例をあげておく。

第6図をコンデンサモータの構成図とし、一般性のために、その固定子が突極であるものと仮定する。補助巻線の電流は主巻線の電流よりも位相が進んでいるので、図において相順は A, M (または d, q) の順序である。固定子巻線の巻数比を

$$a = w_A/w_M \dots (15)$$

とし、補助巻線回路を巻数 w_M に換算したのち、第

第5図 回転子一次形($\omega_m < 0$)

Fig. 5. Rotor primary type($\omega_m < 0$).

第6図 コンデンサモータ

Fig. 6. Capacitor motor.

第7図 コンデンサモータの等価回路

Fig. 7. Equivalent circuit of a capacitor motor.

6図の機械の実効値に対する db 軸等価回路を作れば第7図 (a), (b) になる。(a)図の各部定数を(b)図の対応する部分の定数と等しくし、その定数変更による各枝路の電圧降下の変化を補償する起電力をそう入したのが同図 (c) であり、

$$\begin{aligned} \dot{E}_{md} &= j(X_{mq} - X_{md})(\dot{I}_{ds} + \dot{I}_{dr}) \\ \dot{E}_{sd} &= \{(r_M + jx_M) - a^{-2}(r_A + jx_A - jx_C)\} \dot{I}_{ds} \end{aligned} \dots (16)$$

である。(c)図と(b)図を二対称座標法に従って重ね合わせると同図 (d), (e) の対称分等価回路が得られる。両図中の $\dot{E}_{md}/2$ を両回路の共通枝路とし、また $\dot{E}_{sd}/2$ をも両回路の共通枝路として両回路を一つの回路にまとめ、かつ、これらの仮想起電力をそれらと

第 8 図 突極回転子の変換

Fig. 8. Transformation of salient-pole rotor.

同じ大きさの電圧降下を与える等価インピーダンス $\dot{Z}_{md}$, $\dot{Z}_{sd}$ で置き換えることにより、同図 (f) の等価回路が得られる。ここに、

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z}_{md} &= -j(X_{mq} - X_{md})/2 \\ \dot{Z}_{sd} &= -\{(r_M - a^{-2}r_A) \\ &\quad + j(x_M - a^{-2}x_A + a^{-2}x_C)\}/2 \end{aligned} \right\} \dots (17)$$

別の例として、第 8 図 (a) の突極同期電動機に対する定常状態の等価回路を求めよう。界磁巻線は固定子巻線と同じ巻数に換算されているものとする。この機械を形式的に非突極化し、それによる主磁束の変化を補償するために同図 (b) のように電流 i_g の流れる仮想巻線を追加する。(a) 図における界磁極軸方向の主磁束に対する磁気抵抗を R_{md} 、それと直角方向の磁気抵抗を R_{mq} とすると、(a) 図における g 方向の主磁束は

$$\phi_{mq} = w(-i_{ds} \sin \theta + i_{qs} \cos \theta)/R_{mq} \dots (18)$$

であり、(b) 図における g 方向の主磁束は

$$\phi_{mq} = w(-i_{ds} \sin \theta + i_{qs} \cos \theta + i_g)/R_{md} \dots (19)$$

となる。両式を互いに等しいとおけば

$$i_g = \frac{L_{md} - L_{mq}}{L_{md}} (i_{ds} \sin \theta - i_{qs} \cos \theta) \dots (20)$$

ただし、 $L_{md} = w^2/R_{md}$, $L_{mq} = w^2/R_{mq}$, w :

各巻線の巻数

第 8 図 (b) の固定子側だけの dq 軸等価回路を作ると第 9 図 (a), (b) となる。 d 軸固定子巻線中に界磁電流 i_f によって発生する誘導起電力 E_o を基準フェーズとする。そうすると第 8 図中の θ は

$$\theta = \omega t - \pi/2 \dots (21)$$

となる。また、 i_{ds} のフェーズ表示 I_{ds} を

$$I_{ds} = I_q + jI_d \dots (22)$$

とおけば、 I_q, I_d はそれぞれ二反作用法の横軸電流および直軸電流となる。 i_{ds} 及び i_{qs} の瞬時値

$$\left. \begin{aligned} i_{ds} &= \sqrt{2} I_q \cos \omega t - \sqrt{2} I_d \sin \omega t \\ i_{qs} &= \sqrt{2} I_q \sin \omega t + \sqrt{2} I_d \cos \omega t \end{aligned} \right\} \dots (23)$$

と (21) 式を (20) 式に代入すると

第 9 図 突極同期電動機の等価回路

Fig. 9. Equivalent circuit of salient-pole synchronous motor.

$$i_g = (L_{md} - L_{mq})(-\sqrt{2} I_q)/L_{md} \dots (24)$$

となり、 i_f とともに i_g も直流であることがわかる。したがって、第 9 図 (a), (b) を複素実効値に対する等価回路に書き直すと同図 (c), (d) になる。ただし、 L_d は直軸インダクタンス、 L_q は横軸インダクタンスで、 $L_d - L_q = L_{md} - L_{mq}$ である。

(c) と (d) 図を二相対称座標法によって重ね合わせて正相分回路に変換すれば同図 (e) になる。ただし、 $X_{md} = \omega L_{md}$, $X_d = \omega L_d$, $X_q = \omega L_q$ である。

(e) 図から電圧方程式を立てれば

$$\begin{aligned} \dot{V}_{sp} &= (r + jX_d)\dot{I}_{sp} + X_{md}i_f/\sqrt{2} - j(X_d \\ &\quad - X_q)I_q \dots (25) \end{aligned}$$

となる。上式から同図 (f) の等価回路のなりたつことがわかる。

紙面のつごう上、その他の機種等の等価回路の導出は割愛するが、コンデンサモータの例において $x_c = 0$ とおけば抵抗分相動誘導電動機の等価回路が得られ、さらに $I_M \equiv 0$ とすれば純単相誘導電動機の等価回路が得られることは明らかである。また、著者が先に定常状態に限定した簡易理論によって導出した二重かご形誘導電動機、シュラゲモータ、三相直巻電動機などの定常状態に対する等価回路および三相誘導電動機の定常状態に対する精密な等価回路⁽¹²⁾は本論文の方法によればより厳密な推論の下に導出できる。

3. 回転子外部回路の連結

〈3・1〉 理想移相器 第 10 図は二相機に換算された固定子一次形の巻線形誘導機を表わすものとする。

周波数 f の一次電圧の正相分によって回転子巻線

第 10 図 巻線形二相誘導電動機

Fig. 10. Two-phase wound-rotor induction motor.

に流れる周波数 sf の電流の実効値を I_{r+} とし、一次電圧逆相分によって回転子巻線に流れる周波数 $(2-s)f$ の電流の実効値を I_{r-} とすると、回転子巻線電流 i_{ar} , $i_{\beta r}$ は次のように書くことができる。

$$\left. \begin{aligned} i_{ar} &= \sqrt{2} I_{r+} \cos(s\omega t + \varphi_+) \\ &\quad + \sqrt{2} I_{r-} \cos\{(2-s)\omega t + \varphi_-\} \\ i_{\beta r} &= \sqrt{2} I_{r+} \sin(s\omega t + \varphi_+) \\ &\quad - \sqrt{2} I_{r-} \sin\{(2-s)\omega t + \varphi_-\} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

次に

$$\theta = (1-s)\omega t + \theta_0 \dots \dots \dots (27)$$

とおくと、回転子電流の dq 成分は

$$\left[\begin{array}{cc} i_{dr} \\ i_{qr} \end{array} \right] = \left[\begin{array}{cc} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{array} \right] \left[\begin{array}{c} i_{ar} \\ i_{\beta r} \end{array} \right] = \sqrt{2} \left[\begin{array}{c} I_{r+} \cos(\omega t + \varphi_+ + \theta_0) + I_{r-} \cos(\omega t + \varphi_- - \theta_0) \\ I_{r+} \sin(\omega t + \varphi_+ + \theta_0) - I_{r-} \sin(\omega t + \varphi_- - \theta_0) \end{array} \right] \quad (28)$$

したがって i_{dr} , i_{qr} の実効値対称分は

$$\left. \begin{aligned} I_{rp} &= I_{r+} \varepsilon^{j\theta_0} \\ I_{rn} &= I_{r-} \varepsilon^{-j\theta_0} \end{aligned} \right\} \quad (29)$$

となる。ここに、

$$I_{r+} = I_{r+} \varepsilon^{j\varphi_+}, \quad I_{r-} = I_{r-} \varepsilon^{j\varphi_-} \dots \dots \dots (30)$$

である。回転子側電圧についても全く同じ変換関係がなりたつ。したがって、回転子外部の対称分回路は第 11 図中の $\varepsilon \pm j\theta_0$ と付記した理想移相器を通して固定子側からみた対称分回路に接続することができる。これらの移相器は電圧、電流が付記した矢印の方向にその部分を越えて移るときに $\varepsilon \pm j\theta_0$ 倍されるという作用だけをもつものである。

回転子一次形機その他特殊な場合には、そのつど以上のような計算を行なって移相角を決定すればよい。

〈3・2〉理想移相器の応用例 第 12 図の動力シンクロの一相分の等価回路は第 13 図 (a) で表わされる。図中の 2 個の理想移相器を回路上で右方に移動し、端子の外へ出した結果は同図 (b) となる。

第 11 図 理想移相器による回転子外部回路の連結

Fig. 11. Connection of external rotor circuit by ideal phase shifter.

第 12 図 動力シンクロ

Fig. 12. Power synchro.

第 13 図 動力シンクロの等価回路

Fig. 13. Equivalent circuit of power synchro.

次に、二次三相の抵抗値が異なる場合の誘導電動機について考察しよう。第 14 図 (a) の電動機がすべり s で回転しているとき、その回転子回路には周波数 sf の正相電流 I_{2+} と逆相電流 I_{2-} が流れる。 I_{2+} は周波数 f の一次電流と平衡する電流であり、これに対する固定子側からみた等価回路は同図 (b) になる。ただし、回転子側諸量は固定子側に換算された値とする。仮に $s > 0.5$ とすると、 I_{2-} は固定子側に $(2s-1)f$ の電流を発生させる。 I_{2-} は回転子側で発生し、それによる回転磁界は回転子の回転と逆方向であるから、回転子一次形電動機の正相電流として作用し、その作用に対するすべりは $s' = (2s-1)/s$ である。したがって、 I_{2-} に対する等価回路は (c) 図になる。 $s < 0.5$ の範囲では $s' < 0$ となり、発電作用が起こる。

第 15 図 瞬時値対称分等価回路

Fig. 15. Instantaneous-sequence-component equivalent circuits.

路と回転子外部の瞬時値対称分等価回路とは電圧，電流を同時に $\varepsilon^{\pm j\theta}$ 倍する回路素子を介して連結することができる。この新しい回路素子を理想周波数変換器と名づける。第 10 図の機械の等価回路を理想周波数変換器を用いて描くと第 16 図 (a)，(b) になる。理想周波数変換器は回路上を移動させ，端子の外へ出すことによって消去できる。 $p = d/dt$ とすれば

$$\varepsilon^{\pm j\theta} l p i = (p \mp j\omega_m) l (i \varepsilon^{\pm j\theta}) \quad \dots\dots\dots (38)$$

であるから，理想周波数変換器の移動に際しては，電圧および電流を $\varepsilon^{\pm j\theta}$ 倍し，インダクタンス l を $(p \mp j\omega_m)l$ に書き換えればよく，抵抗は不変である。

5. あとがき

前論文⁽⁴⁾の方法によって磁気回路構造を基礎として得た dq 軸等価回路に対して重ね合わせの理を応用することにより，実効値対称分等価回路および瞬時値対称分等価回路が容易に得られることを示し，また，固定子側からみた等価回路に回転子外部回路を接続する方法をも明らかにした。著者の提案した等価回路構成法は，従来の諸方法と異なり，単純，明確で，しかも常に物理的に正しい有益な等価回路を与える。

前論文⁽⁴⁾と本論文によって与えられた等価回路構成法は回転機に対する新しい一般理論を与える。この一般理論は従来の Kron 流の一般理論に比べて次のような多くの本質的な利点をもっている。

第 16 図 理想周波数変換器による
回転子外部回路の連結

Fig. 16. Connection of external rotor circuit by ideal frequency converter.

(1) 特性解析に先立って物理的に正しい等価回路が与えられる。

(2) 磁気飽和および鉄損の考慮が容易である。

(3) 磁気回路構造を詳しく考慮した精密な解析が可能である。

(4) 伝統的な理論と同様に，励磁インダクタンスと漏れインダクタンスを用いる理論であるので，伝統的な優れた基礎理論に接続する一般理論として適切である。

したがって，著者はこの新しい理論が Kron 流の一般理論に代わって，教育および研究に広く利用されることが望ましいと考えている。

終わりに，終始ご指導ご鞭撻をいただいた鳳誠三郎東大名譽教授および山村 昌 東大教授に深く謝意を表する。

(昭和 50 年 2 月 21 日受付，同 51 年 1 月 8 日再受付)

文 献

- (1) H. H. Hwang: IEEE Trans. Power Apparatus Syst. PAS-88, p. 585 (1969)
- (2) G. Kron: Equivalent Circuits of Electric Machinery (1951)
- (3) T. J. Takeuchi: Matrix Theory of Electrical Machinery (1958)
- (4) 猪狩: 電学誌 85, 164 (昭 40-1)
- (5) G. Kron: Tensors for Circuits (1959)
- (6) 宮入: 電学誌 80, 1113 (昭 35-8)
- (7) D. C. White & H. H. Woodson: Electromechanical Energy Conversion (1959)
- (8) S. Seely: Electromechanical Energy Conversion (1962)
- (9) 電気学会: 電気機器各論 II (昭 42)
- (10) 誘導機専門委員会: 電気学会技術報告 [I] 第 9 号, p. 16 (昭 31)
- (11) 竹内: 電気機器テンソル解析 (昭 38)
- (12) 猪狩: 電学誌 84, 1278 (昭 39-8)