

交流励磁型同期機の不平衡定常運転状態

に関する解析 (第1報)*

——基本式の導出及び故障計算——

田 村 淳 二**

村 田 年 昭**

武 田 郁 夫**

長 谷 川 淳***

藤 原 一***

(昭和60年4月27日受理)

Analysis of an AC Excited Synchronous Machine in Unbalanced Steady State Operating Condition (Part 1)

—Derivation of Basic Equations and Fault Calculations—

by Junji TAMURA, Toshiaki MURATA, Ikuo TAKEDA,
Jun HASEGAWA and Hajime FUJIWARA

Basic characteristics of an AC Excited Synchronous Machine (AESM) in unbalanced steady state operating condition are presented in this paper. As analyses both of an induction machine and a synchronous machine in unbalanced steady state operating condition are developed by using the method of symmetrical coordinates, this paper also applies the above method to the analysis of an AESM along with the two-axis theory.

First, the basic equations and the equivalent circuits are derived for unbalanced condition both of the primary circuit and the secondary circuit. These equivalent circuits consist of three components, which are respectively zero-sequence, positive-sequence and negative-sequence. Next the torques for unbalanced operation are obtained. Finally the basic fault calculations in the primary circuit (three-phase short-circuit, line-to-line fault, one-line-to-ground fault and two-lines-to-ground fault) are developed using the above basic equations.

* 電気学会回転機研究会 (昭和58年9月) にて発表

** 北見工業大学電気工学科

*** 北海道大学工学部電気工学科

1. ま え が き

本稿では、交流励磁型同期機 (AC Excited Synchronous Machine, 以下 AESM と略記する) の回転数一定運転下における不平衡定常運転状態の解析を行なう。従来から、通常の同期機および誘導機の不平衡定常状態に関しての解析には、主として対称座標法が用いられてきている。しかしながら、それらは異なった形式で行なわれるのが普通であり、統一的に論じられることは少ない。本稿では同様に対称座標法を用いて解析を進めるが、得られた結果は形式上は通常の同期機の場合の理論を拡張したものとなっているが、通常の誘導機の解析も容易に行なえるものとなっている。以上のことから本稿における解析は、単に AESM の不平衡運転時の解析にとどまらず、同期機と誘導機の不平衡運転時の統一的な解析手法としても重要であると考えられる。

以下においてまず初めに、二軸理論および対称座標法により 1 次側不平衡時および 2 次側不平衡時のそれぞれの場合における基本式を導出する。次に、1 次側不平衡時および 2 次側不平衡時のトルクに関して解析を行ない、最後に以上の結果をもとに無負荷端子における各種故障計算 (三相短絡、線間短絡、一線地絡、二線地絡) を行なう。

2. 基 礎 理 論¹⁾

本章では、以後の解析において必要となる AESM の基礎的な理論について述べる。一定すべり s で同期運転している AESM に二軸理論を適用し、等価二相機 (d, q 軸、ただし d 軸は 2 次側 a 相巻線軸に固定し、 q 軸はそれより相順方向に 90° 進んだ位置に固定する) に変換する。この際の d 軸 (q 軸) 等価回路は、一般に図 1 となる。ここで、 r_{1a} , r'_{2a} は 1 次側および 2 次側の一相あたりの巻線抵抗、 l_{1a} , l_{2a} は同じくもれインダクタンス、 L_m は

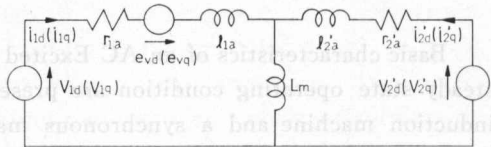


図 1 d 軸 (q 軸) 等価回路

Fig. 1. d axis (q axis) equivalent circuit.

各相あたりの 1 次側巻線と 2 次側巻線との相互インダクタンスである。また、ダッシュは等価一次換算量を表わす。次に e_{vd} , e_{vq} は d 軸および q 軸の各速度起電力であり、次式で表わされる。

$$\left. \begin{aligned} e_{vd} &= (1-s) \omega (i_{1q} L_1 + i'_{2q} L_m) \\ e_{vq} &= -(1-s) \omega (i_{1d} L_1 + i'_{2d} L_m) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

ただし、

$$L_1 = l_{1a} + L_m \quad (2)$$

であり、 ω は基準同期角速度 (100π または 120π) である。また、零相分に関しては次式が成立する。

$$\left. \begin{aligned} v_{10} &= (r_{1a} + p l_{10}) i_{10} \\ v'_{20} &= (r'_{2a} + p l'_{20}) i'_{20} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

ここで、 p は微分演算子であり、 l_{10} 、 l'_{20} は1次側および2次側の各零相インダクタンスである。AESMの1次側および2次側の各印加電圧を v_{1a} 、 v'_{2a} 等とすると、 d 、 q 軸回路上の各電圧成分は次式で求められる。

$$\begin{bmatrix} \sqrt{3} v_{10} \\ v_{1d} \\ v_{1q} \end{bmatrix} = [C_\theta] \begin{bmatrix} v_{1a} \\ v_{1b} \\ v_{1c} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} \sqrt{3} v'_{20} \\ v'_{2d} \\ v'_{2q} \end{bmatrix} = [C_\theta(\theta = 0)] \begin{bmatrix} v'_{2a} \\ v'_{2b} \\ v'_{2c} \end{bmatrix} \quad (4)$$

ただし、

$$[C_\theta] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (5)$$

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

であり、 θ は1a相巻線軸と2a相巻線軸(d 軸)間の相差角である。

次に、1次側および2次側の各電圧、電流およびそれらの各対称成分(零相分には0、正相分には P 、逆相分には N の添字を付す)についての一般的な関係は次式で表わされる。

$$\left. \begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{V}_{10} & \dot{I}_{10} & \dot{V}'_{20} & \dot{I}'_{20} \\ \dot{V}_{1P} & \dot{I}_{1P} & \dot{V}'_{2P} & \dot{I}'_{2P} \\ \dot{V}_{1N} & \dot{I}_{1N} & \dot{V}'_{2N} & \dot{I}'_{2N} \end{bmatrix} &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_{1a} & \dot{I}_{1a} & \dot{V}'_{2a} & \dot{I}'_{2a} \\ \dot{V}_{1b} & \dot{I}_{1b} & \dot{V}'_{2b} & \dot{I}'_{2b} \\ \dot{V}_{1c} & \dot{I}_{1c} & \dot{V}'_{2c} & \dot{I}'_{2c} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \dot{V}_{1a} & \dot{I}_{1a} & \dot{V}'_{2a} & \dot{I}'_{2a} \\ \dot{V}_{1b} & \dot{I}_{1b} & \dot{V}'_{2b} & \dot{I}'_{2b} \\ \dot{V}_{1c} & \dot{I}_{1c} & \dot{V}'_{2c} & \dot{I}'_{2c} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{V}_{10} & \dot{I}_{10} & \dot{V}'_{20} & \dot{I}'_{20} \\ \dot{V}_{1P} & \dot{I}_{1P} & \dot{V}'_{2P} & \dot{I}'_{2P} \\ \dot{V}_{1N} & \dot{I}_{1N} & \dot{V}'_{2N} & \dot{I}'_{2N} \end{bmatrix} \\ a &= -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

3. 1次側不平衡時の基本式の導出

1次側電圧、電流に不平衡成分が存在する時の基本式を二軸理論および対称座標法を用いて導出する。1次側端子電圧のフェーザーを $\dot{V}_{10}^{(1)}$ 、 $\dot{V}_{1b}^{(1)}$ 、 $\dot{V}_{1c}^{(1)}$ (右肩の(1)は、1次側基準周波数を $f(\text{Hz})$ とした時、 $1 \times f(\text{Hz})$ の周波数に対応するフェーザーであることを意味する)とし、それらの対称成分を $\dot{V}_{10}^{(1)}$ 、 $\dot{V}_{1P}^{(1)}$ 、 $\dot{V}_{1N}^{(1)}$ とすると、(6)式より1次側電圧の瞬時値は次式で表わされる。

$$\left. \begin{aligned} v_{1a} &= \sqrt{2} \operatorname{Re} [\dot{V}_{10}^{(1)} \varepsilon^{j\omega t} + \dot{V}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{j\omega t} + \dot{V}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j\omega t}] \\ v_{1b} &= \sqrt{2} \operatorname{Re} [\dot{V}_{10}^{(1)} \varepsilon^{j\omega t} + \dot{V}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{j(\omega t - 2\pi/3)} + \dot{V}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j(\omega t + 2\pi/3)}] \\ v_{1c} &= \sqrt{2} \operatorname{Re} [\dot{V}_{10}^{(1)} \varepsilon^{j\omega t} + \dot{V}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{j(\omega t + 2\pi/3)} + \dot{V}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j(\omega t - 2\pi/3)}] \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

上式を(4)式に代入すると、 d 、 q 軸電圧成分として次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{3} v_{10} &= \sqrt{3} \cdot \sqrt{2} V_{10}^{(1)} \cos(\omega t + \angle \dot{V}_{10}^{(1)}) \\ v_{1d} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{2} V_{1P}^{(1)} \cos(s\omega t + \angle \dot{V}_{1P}^{(1)} - \theta_0) \\ &\quad + \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{2} V_{1N}^{(1)} \cos\{(2-s)\omega t + \angle \dot{V}_{1N}^{(1)} + \theta_0\} \\ v_{1q} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{2} V_{1P}^{(1)} \sin(s\omega t + \angle \dot{V}_{1P}^{(1)} - \theta_0) \\ &\quad - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{2} V_{1N}^{(1)} \sin\{(2-s)\omega t + \angle \dot{V}_{1N}^{(1)} + \theta_0\} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

一方、2次側端子電圧のフェーザーを $\dot{V}_{2a}^{(s)}$, $\dot{V}_{2b}^{(s)}$, $\dot{V}_{2c}^{(s)}$ とすると、これらは平衡電圧であるので、 d , q 軸回路上の電圧は(4)式より

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{3} v'_{20} &= 0 \\ v'_{2d} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{2} V_{2a}^{(s)} \cos(s\omega t + \angle \dot{V}_{2a}^{(s)}) \\ v'_{2q} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{2} V_{2a}^{(s)} \sin(s\omega t + \angle \dot{V}_{2a}^{(s)}) \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

となる。以上により得られた各 d , q 軸電圧をフェーザーの形で書くと次のようになる。

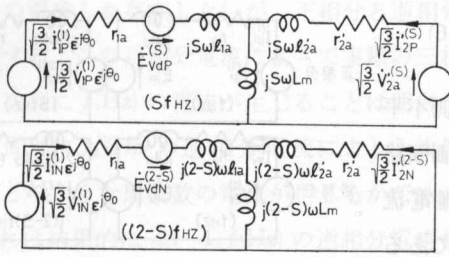
$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{1d}^{(s)} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0}, & \dot{V}_{1q}^{(s)} &= -j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} = -j\dot{V}_{1d}^{(s)} \\ \dot{V}_{1d}^{(2-s)} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0}, & \dot{V}_{1q}^{(2-s)} &= j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0} = j\dot{V}_{1d}^{(2-s)} \\ \dot{V}_{2d}^{(s)} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{2a}^{(s)}, & \dot{V}_{2q}^{(s)} &= -j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{2a}^{(s)} = -j\dot{V}_{2d}^{(s)} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

電流についてもまったく同様の導出過程となり、各フェーザーは次のようになる。なお、2次側電流については平衡条件により $sf(\text{Hz})$ の逆相分および零相分はないが、1次側逆相分電流の影響で $(2-s)f(\text{Hz})$ の逆相分が生ずる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{1d}^{(s)} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0}, & \dot{I}_{1q}^{(s)} &= -j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} = -j\dot{I}_{1d}^{(s)} \\ \dot{I}_{1d}^{(2-s)} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0}, & \dot{I}_{1q}^{(2-s)} &= j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0} = j\dot{I}_{1d}^{(2-s)} \\ \dot{I}_{2d}^{(s)} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2P}^{(s)}, & \dot{I}_{2q}^{(s)} &= -j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2P}^{(s)} = -j\dot{I}_{2d}^{(s)} \\ \dot{I}_{2d}^{(2-s)} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2N}^{(2-s)}, & \dot{I}_{2q}^{(2-s)} &= j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2N}^{(2-s)} = j\dot{I}_{2d}^{(2-s)} \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

以上の結果から、図1の d 軸等価回路は図2に示すように周波数に応じて二つの回路に分解される。また、零相分(1次側のみ)等価回路は(3)式より図3となる。図2において各速度起電力は、(1)式より次式で表わされる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{vdP}^{(s)} &= (1-s)\omega \left\{ L_1 \dot{I}_{1q}^{(s)} + L_m \dot{I}_{2q}^{(s)} \right\} \\ \dot{E}_{vdN}^{(2-s)} &= (1-s)\omega \left\{ L_1 \dot{I}_{1q}^{(2-s)} + L_m \dot{I}_{2q}^{(2-s)} \right\} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

図2 1次側不平衡時 d 軸等価回路Fig. 2. d axis equivalent circuit for unbalanced condition of primary circuit.

なお、 q 軸等価回路については回路構成は図2と同じであり、各電圧、電流は、 $sf(\text{Hz})$ では d 軸回路の電圧、電流に $-j$ を、 $(2-s)f(\text{Hz})$ では d 軸回路の電圧、電流に j をそれぞれ乗じたものとなり、各周波数において d 、 q 軸等価回路はまったく同一のものとなるが解る。

図2および(10)~(12)式より、次式が導出される。

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} &= (r_{1a} + j\omega L_1) \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} + j\omega L_m \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2P}^{(s)} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0} &= (r_{1a} + j\omega L_1) \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0} + j\omega L_m \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2N}^{(2-s)} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{2a}^{(s)} &= (r'_{2a} + j\omega L_2) \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2P}^{(s)} + j\omega L_m \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ 0 &= \left\{ r'_{2a} + j(2-s)\omega L_2 \right\} \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2N}^{(2-s)} + j(2-s)\omega L_m \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

$$L_1 = l_{1a} + L_m, \quad L_2 = l'_{2a} + L_m$$

上式より、最終的に次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{1P}^{(1)} &= \dot{Z}_1 \dot{I}_{1P}^{(1)} + \dot{E}_{1P}^{(1)} \\ \dot{V}_{1N}^{(1)} &= \dot{Z}_1 \dot{I}_{1N}^{(1)} + \dot{E}_{1N}^{(1)} \\ \dot{V}_{2a}^{(s)} &= \dot{Z}_2 \dot{I}_{2P}^{(s)} + \dot{E}_{2P}^{(s)} \\ 0 &= \dot{Z}_2^{(2-s)} \dot{I}_{2N}^{(2-s)} + \dot{E}_{2N}^{(2-s)} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{1P}^{(1)} &= j\omega L_m \dot{I}_{2P}^{(s)} \varepsilon^{j\theta_0} \\ \dot{E}_{1N}^{(1)} &= j\omega L_m \dot{I}_{2N}^{(2-s)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ \dot{E}_{2P}^{(s)} &= j\omega L_m \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ \dot{E}_{2N}^{(2-s)} &= j(2-s)\omega L_m \dot{I}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0} \\ \dot{Z}_1 &= r_{1a} + j\omega L_1 \\ \dot{Z}_2 &= r'_{2a} + j\omega L_2 \\ \dot{Z}_2^{(2-s)} &= r'_{2a} + j(2-s)\omega L_2 \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

である。なお、零相分は図3より、

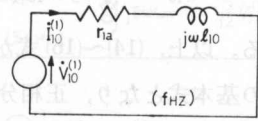


図3 1次側零相分等価回路

Fig. 3. Zero-sequence equivalent circuit of primary side.

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{10}^{(1)} &= \dot{Z}_{10} \dot{I}_{10}^{(1)} \\ \dot{Z}_{10} &= r_{1a} + j\omega l_{10} \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

となる。以上、(14)~(16)式が AESM の 1 次側不平衡時の基本式となり、正相分および逆相分等価回路は図 4 となる。同図より解るように、1 次側電流は零相分、正相分、逆相分とも $f(\text{Hz})$ の交流であるが、2 次側回路には $sf(\text{Hz})$ の正相分、 $(2-s)f(\text{Hz})$ の逆相分電流が流れることになる。なお、(14)式において $s=0$ とすると、通常の同期機の基本式が得られることは容易に確認することができる。また、 $V'_{2a}=0$ とするとそのまま誘導機の基本式となる。

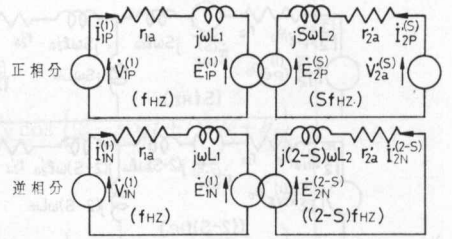


図 4 1 次側不平衡時正・逆相分等価回路

Fig. 4. Positive and negative-sequence equivalent circuit for unbalanced condition of primary circuit.

4. 2 次側不平衡時の基本式の導出

2 次側電圧、電流に不平衡成分が存在する時の基本式を導出する。まず、2 次側端子電圧の零相分、正相分、逆相分を $\dot{V}_{20}^{(s)}$, $\dot{V}_{2P}^{(s)}$, $\dot{V}_{2N}^{(s)}$ とすると、 d, q 軸 2 次電圧のフェーザーが (4), (6) 式より次のように求められる。

$$\begin{pmatrix} \sqrt{3} \dot{V}_{20}^{(s)} \\ \dot{V}_{2d}^{(s)} \\ \dot{V}_{2q}^{(s)} \end{pmatrix} = [C_\theta(\theta=0)] \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{V}_{20}^{(s)} \\ \dot{V}_{2P}^{(s)} \\ \dot{V}_{2N}^{(s)} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{3} \dot{V}_{20}^{(s)} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{2P}^{(s)} + \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{2N}^{(s)} \\ -j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{2P}^{(s)} + j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{2N}^{(s)} \end{pmatrix} \quad (17)$$

一方、1 次側端子電圧は平衡電圧であるので、(8)式において $\dot{V}_{1P}^{(1)}$ 以外を零とおくことにより

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{3} \dot{V}_{10}^{(1)} &= 0 \\ \dot{V}_{1d}^{(s)} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{1a}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ \dot{V}_{1q}^{(s)} &= -j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{1a}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} = -j\dot{V}_{1d}^{(s)} \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

となる。電流についてもまったく同様であるが、まず d, q 軸 2 次電流は (17) 式とまったく同様にして

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{2d}^{(s)} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2P}^{(s)} + \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2N}^{(s)} \\ \dot{I}_{2q}^{(s)} &= -j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2P}^{(s)} + j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2N}^{(s)} \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

と表わされる。次に、 d, q 軸 2 次電流を求める。(7), (18) 式より解るように d, q 軸回路には

$sf(\text{Hz})$ の電流しか存在しないが、正相分と逆相分が存在する。この正相分電流によって実際の三相機の1次側に $f(\text{Hz})$ の電流が生じることは明白である。問題は $sf(\text{Hz})$ の逆相分電流により1次側巻線にどのような周波数の電流が生じるかであるが、これは結果的に $(2s-1)f(\text{Hz})$ の逆相分電流を生じさせることは簡単に確認することができる。したがって、1次側電流の正相分、逆相分のフェーザーを $\dot{I}_{1P}^{(1)}$, $\dot{I}_{1N}^{(2s-1)}$ とすると、 d, q 軸1次電流は次式のように表わされることになる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{1d}^{(s)} &= \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} + \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1N}^{(2s-1)} \varepsilon^{j\theta_0} \\ \dot{I}_{1q}^{(s)} &= -j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} + j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1N}^{(2s-1)} \varepsilon^{j\theta_0} \end{aligned} \right\} \quad (20)$$

以上(17)~(20)式より、図1の d 軸等価回路は図5のように二つの回路に分解される。ただし、この場合には周波数は $sf(\text{Hz})$ のみである。また零相分等価回路は(2次側のみ)、(3), (17)式より図6に示すようになる。また、図5において各速度起電力は、(1), (19), (20)式より次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{vdP}^{(s)} &= (1-s)\omega \left\{ -j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} \cdot L_1 - j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2P}^{(s)} \cdot L_m \right\} \\ \dot{E}_{vdN}^{(s)} &= (1-s)\omega \left\{ j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1N}^{(2s-1)} \varepsilon^{j\theta_0} \cdot L_1 + j\sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2N}^{(s)} \cdot L_m \right\} \end{aligned} \right\} \quad (21)$$

なお、 q 軸等価回路は前章の場合と同様に、 d 軸等価回路と構成上はまったく同一のものとなる。図5より、次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{1a}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} &= (r_{1a} + j\omega L_1) \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} + j\omega L_m \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2P}^{(s)} - \dot{E}_{vdP}^{(s)} \\ 0 &= (r_{1a} + j\omega L_1) \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1N}^{(2s-1)} \varepsilon^{j\theta_0} + j\omega L_m \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2N}^{(s)} - \dot{E}_{vdN}^{(s)} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{2P}^{(s)} &= (r'_{2a} + j\omega L_2) \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2P}^{(s)} - j\omega L_m \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{V}_{2N}^{(s)} &= (r'_{2a} + j\omega L_2) \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{2N}^{(s)} + j\omega L_m \sqrt{\frac{3}{2}} \dot{I}_{1N}^{(2s-1)} \varepsilon^{j\theta_0} \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

上式に(21)式を代入し整理すると、最終的に次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{1a}^{(1)} &= \dot{Z}_1 \dot{I}_{1P}^{(1)} + \dot{E}_{1P}^{(1)} \\ 0 &= \dot{Z}_1 \dot{I}_{1N}^{(2s-1)} + \dot{E}_{1N}^{(2s-1)} \\ \dot{V}_{2P}^{(s)} &= \dot{Z}_2 \dot{I}_{2P}^{(s)} + \dot{E}_{2P}^{(s)} \\ \dot{V}_{2N}^{(s)} &= \dot{Z}_2 \dot{I}_{2N}^{(s)} + \dot{E}_{2N}^{(s)} \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

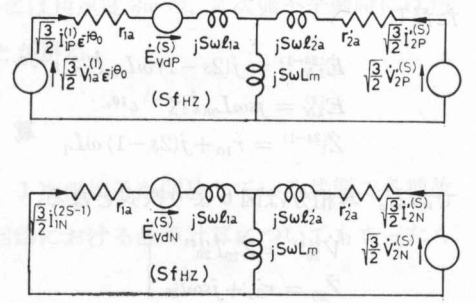


図5 2次側不平衡時 d 軸等価回路
 Fig. 5. d axis equivalent circuit for unbalanced condition of secondary circuit.

ただし,

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{1N}^{(2s-1)} &= j(2s-1)\omega L_m \dot{I}_{2N}^{(s)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ \dot{E}_{2N}^{(s)} &= j s \omega L_m \dot{I}_{1N}^{(2s-1)} \varepsilon^{j\theta_0} \\ \dot{Z}_1^{(2s-1)} &= r_{1a} + j(2s-1)\omega L_1 \end{aligned} \right\} \quad (24)$$

である。零相分は図6より次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{20}^{(s)} &= \dot{Z}_{20} \dot{I}_{20}^{(s)} \\ \dot{Z}_{20} &= r'_{2a} + j s \omega l'_{20} \end{aligned} \right\} \quad (25)$$

以上(23)~(25)式が AESM の2次側不平衡時の基本式となり、逆相分等価回路が図6に示すようになる。なお、正相分等価回路は図4の正相

分等価回路とまったく同じ(ただし、 $\dot{V}_{1P}^{(1)}$ が $\dot{V}_{1a}^{(1)}$ 、 $\dot{V}_{2a}^{(s)}$ が $\dot{V}_{2P}^{(s)}$ と記されることになる)ものとなる。同図より、2次側不平衡時には2次側電流は零相分、正相分、逆相分とも $sf(\text{Hz})$ の交流であるが、1次側巻線には $f(\text{Hz})$ の正相分、 $(2s-1)f(\text{Hz})$ の逆相分電流が流れることになる。

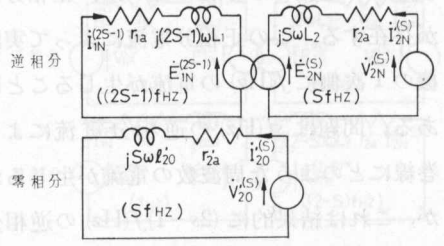


図6 2次側不平衡時逆・零相分等価回路

Fig. 6. Negative and zero-sequence equivalent circuit for unbalanced condition of secondary circuit.

5. 不平衡定常運転時のトルク

軸トルク τ_M (電動機トルク) は、(11)式より一般に¹⁾,

$$\tau_M = -(e_{vd}i_{1d} + e_{vq}i_{1q})/(1-s)\omega = L_m(i_{1q}i'_{2d} - i_{1d}i'_{2q}) \quad (26)$$

と表わされる。1次側不平衡時には、(11)式より各電流の瞬時値は次のように表わされる。

$$\left. \begin{aligned} i_{1d} &= \sqrt{2} \operatorname{Re}[\dot{I}_{1d}^{(s)} \varepsilon^{js\omega t} + \dot{I}_{1d}^{(2-s)} \varepsilon^{j(2-s)\omega t}] \\ i_{1q} &= \sqrt{2} \operatorname{Re}[\dot{I}_{1q}^{(s)} \varepsilon^{js\omega t} + \dot{I}_{1q}^{(2-s)} \varepsilon^{j(2-s)\omega t}] \\ &= \sqrt{2} \operatorname{Im}[\dot{I}_{1d}^{(s)} \varepsilon^{js\omega t} - \dot{I}_{1d}^{(2-s)} \varepsilon^{j(2-s)\omega t}] \\ i'_{2d} &= \sqrt{2} \operatorname{Re}[\dot{I}_{2d}^{(s)} \varepsilon^{js\omega t} + \dot{I}_{2d}^{(2-s)} \varepsilon^{j(2-s)\omega t}] \\ i'_{2q} &= \sqrt{2} \operatorname{Re}[\dot{I}_{2q}^{(s)} \varepsilon^{js\omega t} + \dot{I}_{2q}^{(2-s)} \varepsilon^{j(2-s)\omega t}] \\ &= \sqrt{2} \operatorname{Im}[\dot{I}_{2d}^{(s)} \varepsilon^{js\omega t} - \dot{I}_{2d}^{(2-s)} \varepsilon^{j(2-s)\omega t}] \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

上式を(26)式に代入し、さらに(11)、(15)式を用いて整理すると、最終的に1次側不平衡時のトルク τ_M^{UV} は次式として得られる。なお、*は共役を表わす。

$$\begin{aligned} \tau_M^{UV} &= (1-s)\omega \cdot 2 \operatorname{Re} \left[-j \dot{I}_{1d}^{(s)} \dot{I}_{2d}^{(s)*} + j \dot{I}_{1d}^{(2-s)} \dot{I}_{2d}^{(2-s)*} \right. \\ &\quad \left. + \left\{ -j \dot{I}_{1d}^{(s)} \dot{I}_{2d}^{(2-s)} + j \dot{I}_{1d}^{(2-s)} \dot{I}_{2d}^{(s)} \right\} \varepsilon^{j\omega t} \right] \\ &= \frac{1}{\omega} \cdot \operatorname{Re} \left[\dot{E}_{1P}^{(1)} \dot{I}_{1P}^{(1)*} - \dot{E}_{1N}^{(1)} \dot{I}_{1N}^{(1)*} + \left\{ \dot{E}_{1P}^{(1)} \dot{I}_{1N}^{(1)} - \dot{E}_{1N}^{(1)} \dot{I}_{1P}^{(1)} \right\} \varepsilon^{j2\omega t} \right] \end{aligned} \quad (28)$$

2次側不平衡時のトルク τ_M^{UV} もまったく同様の導出過程となり、その結果が次式となる。

$$\tau_M^{UV} = -\frac{3}{s\omega} \cdot \operatorname{Re} \left[\dot{E}_{2P}^{(s)} \dot{I}_{2P}^{(s)*} - \dot{E}_{2N}^{(s)} \dot{I}_{2N}^{(s)*} + \left\{ \dot{E}_{2P}^{(s)} \dot{I}_{2N}^{(s)} - \dot{E}_{2N}^{(s)} \dot{I}_{2P}^{(s)} \right\} \varepsilon^{j2s\omega t} \right] \quad (29)$$

以上により、トルクは一定値に、1次側不平衡時には角速度 2ω の、2次側不平衡時には角速度 $2s\omega$ の振動分がそれぞれ重なったものとなることが解る。

6. 故障計算

(14)~(16) 式の1次側不平衡時の基本式を用いて、1次側端子が開放している状態で各種故障が発生した場合について解析する。なお、2次側回路における故障計算についてもまったく同様の計算過程となるので、本稿では省略する。

6.1 三相短絡故障

故障条件は、

$$\dot{V}_{1a}^{(1)} = \dot{V}_{1b}^{(1)} = \dot{V}_{1c}^{(1)} = 0 \quad (30)$$

である。したがって、(6) 式より

$$\dot{V}_{10}^{(1)} = \dot{V}_{1P}^{(1)} = \dot{V}_{1N}^{(1)} = 0 \quad (31)$$

が得られる。上式を(14)、(16) 式に代入すると、解くべき方程式として次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} 0 &= \dot{Z}_{10} \dot{I}_{10}^{(1)} \\ 0 &= \dot{Z}_1 \dot{I}_{1P}^{(1)} + \dot{E}_{1P}^{(1)} \\ 0 &= \dot{Z}_1 \dot{I}_{1N}^{(1)} + \dot{E}_{1N}^{(1)} \\ \dot{V}_{2a}^{(s)} &= \dot{Z}_2 \dot{I}_{2P}^{(s)} + \dot{E}_{2P}^{(s)} \\ 0 &= \dot{Z}_2^{(2-s)} \dot{I}_{2N}^{(2-s)} + \dot{E}_{2N}^{(2-s)} \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

上式に(15) 式を代入して各電流について解くと、その結果が以下ようになる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{10}^{(1)} &= 0 \\ \dot{I}_{1P}^{(1)} &= -j\omega L_m \varepsilon^{j\theta_0} \cdot \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{I} \\ \dot{I}_{2P}^{(s)} &= \dot{Z}_1 \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{I} \\ \dot{I}_{1N}^{(1)} &= \dot{I}_{2N}^{(2-s)} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} \dot{I} &= r_{1a} r'_{2a} - s\omega^2 L_0^2 + j(\omega L_1 r'_{2a} + s\omega L_2 r_{1a}) \\ L_0^2 &= L_1 L_2 - L_m^2 \end{aligned} \right\} \quad (34)$$

である。上式の結果を式(6)に代入すれば、実際の各相電流が得られる。

6.2 線間短絡故障

1次側 b, c 相間で短絡が生じた場合について解析する。条件は、

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{1b}^{(1)} &= \dot{V}_{1c}^{(1)} \\ \dot{I}_{1a}^{(1)} &= 0 \\ \dot{I}_{1b}^{(1)} &= -\dot{I}_{1c}^{(1)} \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

である。(6) 式より、

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{1P}^{(1)} &= \frac{1}{3} (\dot{V}_{1a}^{(1)} + a\dot{V}_{1b}^{(1)} + a^2\dot{V}_{1c}^{(1)}) \\ \dot{V}_{1N}^{(1)} &= \frac{1}{3} (\dot{V}_{1a}^{(1)} + a^2\dot{V}_{1b}^{(1)} + a\dot{V}_{1c}^{(1)}) \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

であり, よって (35) 第一式より

$$\dot{V}_{1P}^{(1)} = \dot{V}_{1N}^{(1)} \quad (37)$$

となる。次に, (6), (35) 第二式より

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{10}^{(1)} \\ \dot{I}_{1P}^{(1)} \\ \dot{I}_{1N}^{(1)} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} \dot{I}_{1b}^{(1)} + \dot{I}_{1c}^{(1)} \\ a\dot{I}_{1b}^{(1)} + a^2\dot{I}_{1c}^{(1)} \\ a^2\dot{I}_{1b}^{(1)} + a\dot{I}_{1c}^{(1)} \end{bmatrix} \quad (38)$$

となり, 上式と (35) 第三式より,

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{10}^{(1)} &= 0 \\ \dot{I}_{1P}^{(1)} &= -\dot{I}_{1N}^{(1)} \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

が得られる。(37), (39) 式を (14)~(16) 式に代入すると, 解くべき方程式が次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{10}^{(1)} &= 0 \\ \dot{V}_{1P}^{(1)} &= \dot{Z}_1 \dot{I}_{1P}^{(1)} + j\omega L_m \dot{I}_{2P}^{(s)} \varepsilon^{j\theta_0} \\ \dot{V}_{1P}^{(1)} &= -\dot{Z}_1 \dot{I}_{1P}^{(1)} + j\omega L_m \dot{I}_{2N}^{(s)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ \dot{V}_{2a}^{(s)} &= \dot{Z}_2 \dot{I}_{2P}^{(s)} + js\omega L_m \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ 0 &= \dot{Z}_2^{(2-s)} \dot{I}_{2N}^{(2-s)} - j(2-s)\omega L_m \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0} \end{aligned} \right\} \quad (40)$$

上式を解くと, その結果が次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{1P}^{(1)} &= -j\omega L_m \dot{Z}_2^{(2-s)} \varepsilon^{j\theta_0} \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{LL} = -\dot{I}_{1N}^{(1)} \\ \dot{I}_{2P}^{(s)} &= \{2\dot{Z}_1 \dot{Z}_2^{(2-s)} + (2-s)(\omega L_m)^2\} \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{LL} \\ \dot{I}_{2N}^{(2-s)} &= (2-s)(\omega L_m)^2 \varepsilon^{j2\theta_0} \dot{V}_{2P}^{(s)} / \dot{D}_{LL} \\ \dot{V}_{1P}^{(1)} &= j\omega L_m \dot{I}_{2N}^{(2-s)} \varepsilon^{j\theta_0} / \dot{D}_{LL} = \dot{V}_{1N}^{(1)} \end{aligned} \right\} \quad (41)$$

ただし,

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}^{(2-s)} &= r_{1a} r'_{2a} - (2-s)\omega^2 L_0^2 + j\{\omega L_1 r'_{2a} + (2-s)\omega L_2 r_{1a}\} \\ \dot{D}_{LL} &= \dot{Z}_2 \dot{I}^{(2-s)} + \dot{Z}_2^{(2-s)} \dot{I} \end{aligned} \right\} \quad (42)$$

であり, 以上の結果を (6) 式に代入することにより, 実際の電圧, 電流解が得られる。

6.3 一線地絡故障

1 次側 a 相と 1 次側中性点が短絡した場合について解析する。条件は,

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{1a}^{(1)} &= 0 \\ \dot{I}_{1b}^{(1)} &= \dot{I}_{1c}^{(1)} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

である。上式と (6) 式より,

$$\dot{I}_{10}^{(1)} = \dot{I}_{1P}^{(1)} = \dot{I}_{1N}^{(1)} = (1/3) \dot{I}_{1a}^{(1)} \quad (44)$$

が得られる。上式と(43)第一式を(14)~(16)式に代入すると、解くべき方程式が次式となる。

$$\left. \begin{aligned} -\dot{I}_{10}^{(1)} (\dot{Z}_{10} + 2\dot{Z}_1) &= j\omega L_m \dot{I}_{2P}^{(s)} \varepsilon^{j\theta_0} + j\omega L_m \dot{I}_{2N}^{(2-s)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ \dot{V}_{2a}^{(s)} &= \dot{Z}_2 \dot{I}_{2N}^{(s)} + j(2-s) \omega L_m \dot{I}_{10}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0} \\ 0 &= \dot{Z}_2^{(2-s)} \dot{I}_{2N}^{(2-s)} + j(2-s) \omega L_m \dot{I}_{10}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0} \end{aligned} \right\} \quad (45)$$

上式を解くと次式が得られる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{10}^{(1)} &= -j\omega L_m \dot{Z}_2^{(2-s)} \varepsilon^{j\theta_0} \cdot \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{1G} = \dot{I}_{1P}^{(1)} = \dot{I}_{1N}^{(1)} \\ \dot{I}_{2P}^{(s)} &= \{ \dot{Z}_{10} \dot{Z}_2^{(2-s)} + \dot{Z}_1 \dot{Z}_2^{(2-s)} + \dot{I}^{(2-s)} \} \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{1G} \\ \dot{I}_{2N}^{(2-s)} &= -(2-s) (\omega L_m)^2 \varepsilon^{j2\theta_0} \cdot \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{1G} \\ \dot{D}_{1G} &= \dot{Z}_{10} \dot{Z}_2 \dot{Z}_2^{(2-s)} + \dot{Z}_2^{(2-s)} \dot{I} + \dot{Z}_2 \dot{I}^{(2-s)} \end{aligned} \right\} \quad (46)$$

上式をさらに(14)、(16)式に代入して、

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{10}^{(1)} &= -j\omega L_m \dot{Z}_{10} \dot{Z}_2^{(2-s)} \varepsilon^{j\theta_0} \cdot \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{1G} \\ \dot{V}_{1P}^{(1)} &= j\omega L_m (\dot{Z}_{10} \dot{Z}_2^{(2-s)} + \dot{I}^{(2-s)}) \varepsilon^{j\theta_0} \cdot \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{1G} \\ \dot{V}_{1N}^{(1)} &= -j\omega L_m \dot{I}^{(2-s)} \varepsilon^{j\theta_0} \cdot \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{1G} \end{aligned} \right\} \quad (47)$$

が得られる。以上の結果を(6)式に代入して、実際の各相量を求めることができる。

6.4 二線地絡故障

1次側 b, c 相と1次側中性点が短絡した場合について解析する。条件は、

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{1b}^{(1)} &= \dot{V}_{1c}^{(1)} = 0 \\ \dot{I}_{1a}^{(1)} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (48)$$

である。上式と(6)式より

$$\left. \begin{aligned} \dot{V}_{1b}^{(1)} &= \dot{V}_{10}^{(1)} + a^2 \dot{V}_{1P}^{(1)} + a \dot{V}_{1N}^{(1)} = 0 \\ \dot{V}_{1c}^{(1)} &= \dot{V}_{10}^{(1)} + a \dot{V}_{1P}^{(1)} + a^2 \dot{V}_{1N}^{(1)} = 0 \end{aligned} \right\} \quad (49)$$

であり、よって

$$\dot{V}_{10}^{(1)} = \dot{V}_{1P}^{(1)} = \dot{V}_{1N}^{(1)} \quad (50)$$

が得られる。また、(48)第二式より

$$\dot{I}_{1a}^{(1)} = \dot{I}_{10}^{(1)} + \dot{I}_{1P}^{(1)} + \dot{I}_{1N}^{(1)} = 0 \quad (51)$$

となる。上記二式を(14)~(16)式の基本式に代入すると、解くべき方程式が次式となる。

$$\left. \begin{aligned} -(\dot{Z}_1 + \dot{Z}_{10}) \dot{I}_{1P}^{(1)} - \dot{Z}_{10} \dot{I}_{1N}^{(1)} &= j\omega L_m \dot{I}_{2P}^{(s)} \varepsilon^{j\theta_0} \\ \dot{Z}_1 \dot{I}_{1P}^{(1)} + j\omega L_m \dot{I}_{2P}^{(s)} \varepsilon^{j\theta_0} &= \dot{Z}_1 \dot{I}_{1N}^{(1)} + j\omega L_m \dot{I}_{2N}^{(2-s)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ \dot{V}_{2a}^{(s)} &= \dot{Z}_2 \dot{I}_{2P}^{(s)} + js\omega L_m \dot{I}_{1P}^{(1)} \varepsilon^{-j\theta_0} \\ 0 &= \dot{Z}_2^{(2-s)} \dot{I}_{2N}^{(2-s)} + j(2-s) \omega L_m \dot{I}_{1N}^{(1)} \varepsilon^{j\theta_0} \end{aligned} \right\} \quad (52)$$

上式を解くと、その結果が次式となる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{1P}^{(1)} &= -j\omega L_m (\dot{Z}_{10} \dot{Z}_2^{(2-s)} + \dot{I}^{(2-s)}) \varepsilon^{j\theta_0} \cdot \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{2G} \\ \dot{I}_{1N}^{(1)} &= j\omega L_m \dot{Z}_{10} \dot{Z}_2^{(2-s)} \varepsilon^{j\theta_0} \cdot \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{2G} \\ \dot{I}_{2P}^{(s)} &= \{ \dot{Z}_{10} (\dot{I}^{(2-s)} + \dot{Z}_1 \dot{Z}_2^{(2-s)} + \dot{Z}_1 \dot{I}^{(2-s)}) \} \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{2G} \\ \dot{I}_{2N}^{(2-s)} &= (2-s) (\omega L_m)^2 \dot{Z}_{10} \varepsilon^{j2\theta_0} \cdot \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{2G} \\ \dot{D}_{2G} &= \dot{Z}_{10} (\dot{Z}_2 \dot{I}^{(2-s)} + \dot{Z}_2^{(2-s)} \dot{I}) + \dot{I} \dot{I}^{(2-s)} \end{aligned} \right\} \quad (53)$$

さらに、

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_{10}^{(1)} &= -(\dot{I}_{1P}^{(1)} + \dot{I}_{1N}^{(1)}) = j\omega L_m \dot{I}^{(2-s)} \varepsilon^{j\theta_0} \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{2G} \\ \dot{V}_{10}^{(1)} &= \dot{V}_{1P}^{(1)} = \dot{V}_{1N}^{(1)} = \dot{Z}_{10} \dot{I}_{10}^{(1)} = j\omega L_m \dot{Z}_{10} \dot{I}^{(2-s)} \varepsilon^{j\theta_0} \cdot \dot{V}_{2a}^{(s)} / \dot{D}_{2G} \end{aligned} \right\} \quad (54)$$

となる。以上の結果を(6)式に代入することにより、最終的な各相電圧、電流解が得られる。

6.5 中性点接地インピーダンス

前節までの解析においては、 $\dot{V}_{1a}^{(1)}$ 、 $\dot{V}_{2a}^{(s)}$ 等は端子中性点間電圧(相電圧)であるとしている。しかし、AESMの1次側あるいは2次側の中性点がインピーダンス接地されている場合には、以上の電圧を対地電圧とし、各零相分インピーダンスを次のようにおきかえることにより解析することができる。

$$\left. \begin{aligned} \dot{Z}'_{10} &= \dot{Z}_{10} + 3\dot{Z}_{g1} \\ \dot{Z}'_{20} &= \dot{Z}_{20} + 3\dot{Z}_{g2} \\ \dot{Z}_{g1} &= r_{g1} + j\omega l_{g1} \\ \dot{Z}_{g2} &= r'_{g2} + j s \omega l'_{g2} \end{aligned} \right\} \quad (55)$$

r_{g1} 、 r'_{g2} は1次側および2次側中性点の各接地抵抗、 l_{g1} 、 l'_{g2} は同じくインダクタンスである。

7. あとがき

本稿では交流励磁型同期機(AESM)の不平衡定常運転時における基本的特性に関して理論解析を行なった。得られた結果を以下に要約する。

(1) 1次側不平衡時の基本式は(14)~(16)式となる。この際、1次側電流は零相分、正相分、逆相分とも $sf(\text{Hz})$ の交流であるが、1次側には $f(\text{Hz})$ の正相分、 $(2-s)f(\text{Hz})$ の逆相分電流が流れる。

(2) 2次側不平衡時の基本式は(23)~(25)式となる。この際、2次側電流は零相分、正相分、逆相分とも $sf(\text{Hz})$ の交流であるが、1次側には $f(\text{Hz})$ の正相分、 $(2s-1)f(\text{Hz})$ の逆相分電流が流れる。

(3) 不平衡定常時のトルクは、一定値に、1次側不平衡時には角速度 2ω の、2次側不平衡時には角速度 $2s\omega$ の振動分がそれぞれ重なったものとなる。

(4) AESMの各種故障計算(1次側における三相短絡、線間短絡、一線地絡、二線地絡)における結果は、6章において示した通りである。

以上により、AESMの不平衡定常運転時に関する理論的基礎が確立された。今後は故障

時における電圧、電流の定量的検討、接地インピーダンスの影響等に関して解析を進めていく予定である。

寒冷地における太陽光発電システム 文 献

1) 田村ほか：電気学会論文誌，Vol. 104-B, No. 1, p. 17 (1984).
2) 田村ほか：電気学会回転機研究会資料 RM-83-58 (昭和58年9月).

The Characteristics of a Photovoltaic System in a Cold District. (Second Report)

by Kenchi NAKAMURA and Susumu YAMASHIRO

The authors developed a measurement system which can measure solar radiation, output power of a solar cell, etc. by microcomputer, and showed the effectiveness of the system in a cold district by the data collected from a solar cell of

we report

Measurement of the characteristics of a 480 Wp output solar cell which contains the characteristics of a 35 Wp output solar cell

Measurement of the characteristics of the solar cell for different resistance loads.

Estimation of the security and the economy of a photovoltaic system as an independent power source and the suitable capacity of the battery using the operating data from the 480 Wp output solar cell.

1. ま え が き

本論文では、マイクロコンピュータを用いた太陽光発電計測システムの紹介および、本論文で報告する計測システムから得られたデータより、寒冷地における太陽光発電システムの設計に必要となるデータとして、蓄電池を含めた480 Wp太陽光発電システムの特性と35 Wp太陽光発電システムの特性を比較し、そして異なる種類の負荷抵抗値を接続した場合の太陽光発電システムの特性を比較し、480 Wpシステムを用いた場合の蓄電池としての太陽光発電システムの信頼性と経済性の検討および、アベールの最適設置容量の試算を行った。