

不平衡巻三相籠形誘導電動機の 空間高調波の影響

宮 入 庄 太*
(信州大学助教授 工学部)

I 緒 言

空間高調波に関しては既に多くの論文⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾⁽⁴⁾もあり研究もしつくされているかに見える。終戦後三相誘導電動機の単相運転が流行し、固定子巻線の不平衡まで現れるに到りこの方面よりこの高調波の影響の再吟味が必要となつた。筆者は溝開口、鉄心の磁気飽和等の影響はないものと仮定し巻線配列に依る不平衡巻籠形三相誘導電動機の影響を解析し以下の事項を明らかにする事ができたので御報告申し上げたい。

1. 不平衡巻電動機の一般式に空間高調波の影響を導入した。
2. 従来第3空間高調波の影響は考える必要がなかつたが不平衡巻の場合は、単相誘導電動機の如きトルクを示す。
3. 普通の三相誘導電動機の起動時においては第5, 11, 17, ……等の高調波トルクは負であつたが、単相起動の場合はある速度範囲において(+)となる。一般にこの場合の方が前者の場合より高調波によるトルクの変動は大きい。
4. その一部が Dreese 氏⁽⁵⁾の発見せる同期性トルクの原因をなす漏洩磁束群に対して簡明な算式を與え、之を駆動インピーダンスの回路に他の漏洩リアクタンスと區別し、この誘導性トルクに與える影響を理解し易からしめた。

II 固定子の巻線配列による高調波

記 号

q : 一極一相当りの溝数 P : 極対数

γ_1 : 基本波に対する溝間の電気角度 ($\gamma_1 = \pi/3q$)

h : 高調波次数 ($h=1, 3, 5, 7, \dots$)

K : 短節巻において縮められた溝数

Δ : 磁気抵抗

ρ : 一線輪の巻数
= (1溝の導体数) / 2

τ : 極間隔 (cm)

l : 軸方向の有効長 (cm)

$$B \equiv \frac{1}{2} \cdot \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{\rho}{\Delta}$$

$$W_h = P(2q\rho)W_{bh}W_{sh}$$

h 高調波に対する

L_h : 一相の self inductance
W_{sh} : 短節巻係数
W_{bh} : 分布巻係数
w_h : 一相の有効巻数

$$W_{bh} = \sin \frac{hq\gamma_1}{2} / q \sin \frac{h\gamma_1}{2}$$

$$W_{sh} = \cos \frac{hK\gamma_1}{2}$$

一相の巻線に $1A$ 通じた時の h 高調波の最大磁束密度 B_{mh} は既に解かれている

* 信州大学助教授 工学部電気工学科

式から容易に

$$B_{mh} = \frac{8qB}{h\pi} \cdot W_{sh} \cdot W_{bh} \dots\dots\dots(1)$$

$$\text{又 } L_h = P \cdot \frac{32}{\pi^2 h^2} \cdot B\tau l q^2 W_{sh}^2 W_{bh}^2 \cdot 10^{-8} \dots\dots\dots(2)$$

普通三相は全く同様に巻かれているが、第8図の如き場合の理論式をも得るためにρだけは必ずしも等しくなく、標題の「不平衡巻」とはこの状態を稱している。今ρ_a, ρ_b, ρ_cをもつてA相, B相, C相の巻線の巻数とし

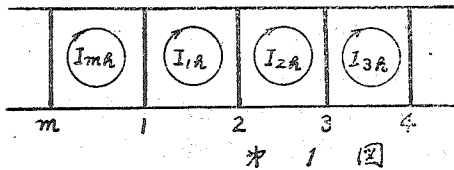
$$\rho_b / \rho_a = C_1 \quad \rho_c / \rho_a = C_2$$

とする。ρを変数とする諸定数(たとえばL_h)ではA相とB相では変つてくる筈であるから之を区別するためにa, b, cの接尾字をもつて夫々のものを表わす。しかる時

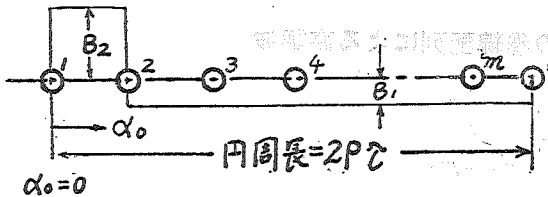
$$L_{bh} / L_{ah} = C_1^2 \quad L_{ch} / L_{ah} = C_2^2$$

III 回 轉 子

一次のh高調波に依り回転子に誘起される電流は第1図の如く考える。図において、I_{1h}, I_{2h}, …の回路を巻線と呼びI_{rh}の流れる回路をrの巻線と呼ぶ事にする。



(m : 銅棒数)



α₀, r₀ : 機械角

$$r_0 = \frac{2\pi}{m}$$

$$r_2 = Pr_0$$

$$B_1 = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{1}{m}$$

$$B_2 = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{m-1}{m}$$

今1の巻線にI^A流れた時の磁束密度の分布は第2図の如くなり、之をフーリエ級数に分解し、h₀高調波(h₀=1, 2, 3, …)に対する巻線の自己インダクタンスL_u^{h₀}を求めると

$$L_u^{h_0} = \frac{4P}{\pi^2 h_0^2} \cdot \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{1}{\Delta} \tau l \sin^2 \frac{h_0 r_0}{2} \cdot 10^{-8} \dots\dots\dots(3)$$

巻線Iとrとの相互インダクタンスM_u^{h₀}は

$$M_u^{h_0} = L_u^{h_0} \cos h_0 r_0 (r-1) \dots\dots\dots(4)$$

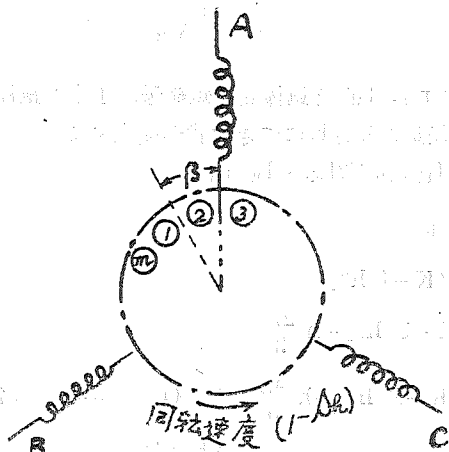
又、h高調波に対する一次一相の巻線と回転子の一の巻線との相互インダクタンスの最大値M_hは、

$$M_h = \frac{16}{\pi^2 h^2} B\tau l q W_{sh} W_{bh} \sin \frac{Ph_0 r_0}{2} \cdot 10^{-8} \dots\dots\dots(5)$$

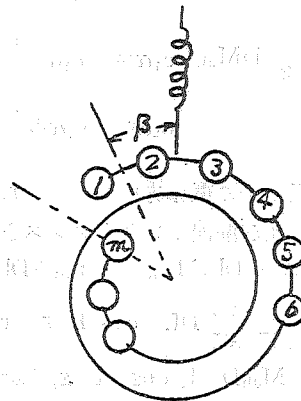
$$\therefore M_{bh}/M_{ah} = c_1 \quad M_{ch}/M_{ah} = c_2$$

IV 電流基礎式

固定子と回転子との関係位置が、第3図の如く回転子巻線 I の軸と A 相の軸のなす角 β (基本波に対して) なる瞬時につき考える。但し回転子の銅棒は、第4図の如く、P 回回転して元にもどる。



第 3 図



第 4 図

但し
 S_h : h 高調波電動機としての
 滑り = $\frac{n_1 - hn_2}{n_1}$

n_1 : 基本波の同期速度
 n_2 : 回転子の回転数
 ω : $2\pi f$ f : 電源周波数
 α : $\epsilon j \frac{2\pi}{3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$

(i) 固定子の微分方程式 V_{ah}, V_{bh}, V_{ch} を h 高調波の励磁電圧とすると

$$DL_{ah} (I_a + c_1 \cos h \frac{2\pi}{3} I_b + c_2 \cos h \frac{2\pi}{3} I_c) + DM_{ah} \sum_{k=1}^m I_{kh} \cos \{(1-s_h)\omega t + h\beta - (K-1)h\tau_2\} = V_{ah}$$

$$DL_{ah} (c_1 \cos h \frac{2\pi}{3} I_a + c_1^2 I_b + c_1 c_2 \cos h \frac{2\pi}{3} I_c) + c_1 DM_{ah} \sum_{K=1}^m I_{Kh} \cos \{(1-s_h)\omega t + h\beta - (K-1)h\tau_2 - h \frac{2\pi}{3}\} = V_{bh}$$

$$DL_{ah} (c_2 \cos h \frac{2\pi}{3} I_a + c_1 c_2 \cos h \frac{2\pi}{3} I_b + c_2^2 I_c) + c_2 DM_{ah} \sum_{K=1}^m I_{Kh} \cos \{(1-s_h)\omega t + h\beta - (K-1)h\tau_2 - h \frac{4\pi}{3}\} = V_{ch}$$

上の3式において

$$I_{ul}^{hy_2} = \frac{1}{m} \sum_{K=1}^m I_{Kh} \epsilon^{-j(K-1)hy_2} \quad I_{u_2}^{hy_2} = \frac{1}{m} \sum_{K=1}^m I_{Kh} \epsilon^{j(K-1)hy_2}$$

として、之をマトリックス記法にて示すと上の3式は次の(6)となる。

$$DL_{ah} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{c_1}{2}(\alpha^h + \alpha^{2h}) & -\frac{c_2}{2}(\alpha^h + \alpha^{2h}) \\ -\frac{c_1}{2}(\alpha^h + \alpha^{2h}) & c_1^2 & \frac{c_1 c_2}{2}(\alpha^h + \alpha^{2h}) \\ -\frac{c_2}{2}(\alpha^h + \alpha^{2h}) & \frac{c_1 c_2}{2}(\alpha^h + \alpha^{2h}) & c_2^2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} + \frac{m}{2} DM_{ah} \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ c_1 \alpha^{2h} & c_1 \alpha^h \\ c_2 \alpha^h & c_2 \alpha^{2h} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_{u1} \mathcal{E}^{j\{(1-S_h)\omega t + h\beta\}} \\ I_{u2} \mathcal{E}^{-j\{(1-S_h)\omega t + h\beta\}} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{ah} \\ V_{bh} \\ V_{ch} \end{pmatrix} \dots\dots\dots(6)$$

(ロ) 回転子の微分方程式 $r_{ue}, l_{ue}; r_{ub}, l_{ub}$ を銅棒間の短絡環, 1本の銅棒夫々の抵抗及び漏洩インダクタンスとすると任意の巻線Kにつき次式が成立する。

$$2(r_{ue} + Dl_{ue})I_{Kh} + (r_{ub} + Dl_{ub})(-I_{K+1,h} + 2I_{Kh} - I_{K-1,h}) + \sum_{h_c=1}^{\infty} \sum_{r=1}^m DL_u^{h_c} \cos h_c r_o (r-K) I_{rh} + M_{ah}D [I_a \cos\{(1-s_h)\omega t + h\beta - (K-1)h\gamma_2\} + c_1 I_b \cos\{(1-s_h)\omega t + h\beta - (K-1)h\gamma_2 - h\frac{2\pi}{3}\} + c_2 I_c \cos\{(1-s_h)\omega t + h\beta - (K-1)h\gamma_2 - h\frac{4\pi}{3}\}] = 0 \dots\dots\dots(7)$$

今 $\frac{1}{m} \sum_{K=1}^m (7) \times \mathcal{E}^{-j(K-1)h\gamma_2} = 0 \dots\dots\dots(8)$ $\frac{1}{m} \sum_{K=1}^m (7) \times \mathcal{E}^{j(K-1)h\gamma_2} = 0 \dots\dots\dots(9)$

を作ると (8) の各項は次の如し。

第一項 = $2(r_{ue} + Dl_{ue}) I_{ul}^{hy_2}$
 第二項 = $4 \sin^2 \frac{h\gamma_2}{2} (r_{ub} + Dl_{ub}) I_{ul}^{hy_2}$
 第三項 = $\frac{1}{m} \sum_{h_c=1}^{\infty} \sum_{K=1}^m \sum_{r=1}^m \frac{1}{2} DL_u^{h_c} [I_{rh} \mathcal{E}^{j h_c \gamma_o (r-1) - j(h_c \gamma_o + h\gamma_2)(K-1)} + I_{rh} \mathcal{E}^{-j h_c \gamma_o (r-1) + j(h_c \gamma_o - h\gamma_2)(K-1)}]$
 $= \frac{1}{2m} D \sum_{h_c=1}^{\infty} L_u^{h_c} \left\{ \sum_{r=1}^m I_{rh} \mathcal{E}^{j h_c \gamma_o (r-1)} \frac{\sin \frac{m}{2} (h_c r_o + h\gamma_2)}{\sin \frac{1}{2} (h_c r_o + h\gamma_2)} \cos \frac{m-1}{2} (h_c r_o + h\gamma_2) \right.$
 $\left. + \sum_{r=1}^m I_{rh} \mathcal{E}^{-j h_c \gamma_o (r-1)} \frac{\sin \frac{m}{2} (h_c r_o - h\gamma_2)}{\sin \frac{1}{2} (h_c r_o - h\gamma_2)} \cos \frac{m-1}{2} (h_c r_o - h\gamma_2) \right\}$
 $= \frac{m}{2} L_u^{h_c=ph} D I_{ul}^{hy_2} \left[1 + \left(\frac{ph}{m+ph}\right)^2 + \left(\frac{ph}{2m+ph}\right)^2 + \dots \right.$
 $\left. + \left(\frac{ph}{m-ph}\right)^2 + \left(\frac{ph}{2m-ph}\right)^2 + \dots \right] \dots\dots\dots(8-3)$

$$\therefore \frac{\sin \frac{m}{2} (h_0 r_0 + h r_2)}{\sin \frac{1}{2} (h_0 r_0 + h r_2)} \cos \frac{m-1}{2} (h_0 r_0 + h r_2)$$

は $h_0 = ph, m+ph, 2m+ph, \dots$ なる h_0 に対して m となり他の h_0 に対しては 0 となる。斯かる h_0 に対しては

$$\sum_{r=1}^m I_{rh} \mathcal{E}^{jh_0 r_0 (r-1)} = m I_{ul}^{hy_2}$$

となる。同様にして $h_0 = m-ph, 2m-ph, \dots$ に対して

$$\sum_{r=1}^m I_{rh} \mathcal{E}^{-jh_0 r_0 (r-1)} = m I_{ul}^{hy_2}$$

となるから (8-3) が誘導される。今 (8-3) の [] を σ_h とおくと

$$\text{第三項} = -\frac{m}{2} \sigma_h L_u^{h_c=ph} D I_{ul}^{hy_2}$$

$$\text{第四項} = -\frac{1}{2} M_{ah} D \mathcal{E}^{-j\{(1-S_h)\omega t + h\beta\}} (I_a + c_1 \alpha^h I_b + c_2 \alpha^{2h} I_c)$$

依つて (8) より

$$I_{ul}^{hy_2} = -\mathcal{E}^{-j\{(1-S_h)\omega t + h\beta\}} \frac{\frac{1}{2} M_{ah} (D - j(1-s_h)\omega) (I_a + c_1 \alpha^h I_b + c_2 \alpha^{2h} I_c)}{\left\{ r_u + (D - j(1-s_h)\omega) \left(l_u + \frac{1}{2} m \sigma_h L'_u \right) \right\} 4 \sin^2 \frac{h r_2}{2}} \dots \dots \dots (10)$$

但し

$$r_u = r_{ub} + r_{ue} / 2 \sin^2 \frac{h r_2}{2} \quad l_u = l_{ub} + l_{ue} / 2 \sin^2 \frac{h r_2}{2}$$

$$L'_u = L_u^{h_c=ph} / 4 \sin^2 \frac{h r_2}{2}$$

同様にして (9) より

$$I_{u2}^{hy_2} = -\mathcal{E}^{j\{(1-S_h)\omega t + h\beta\}} \frac{\frac{1}{2} M_{ah} (D + j(1-s_h)\omega) (I_a + c_1 \alpha^{2h} I_b + c_2 \alpha^h I_c)}{\left\{ r_u + (D + j(1-s_h)\omega) \left(l_u + \frac{m}{2} \sigma_h L'_u \right) \right\} 4 \sin^2 \frac{h r_2}{2}} \dots \dots \dots (11)$$

(v) 固定子微分方程式の解 (10) (11) を (6) に代入し、既に筆者の用いた方法⁽⁶⁾により次式を得る。

$$Z_{ph} \begin{pmatrix} 1 & \alpha^h & \alpha^{2h} \\ c_1 \alpha^{2h} & c_1 & c_1 \alpha^h \\ c_2 \alpha^h & c_2 \alpha^{2h} & c_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ c_1 I_b \\ c_2 I_c \end{pmatrix} + Z_{nh} \begin{pmatrix} 1 & \alpha^{2h} & \alpha^h \\ c_1 \alpha^h & c_1 & c_1 \alpha^{2h} \\ c_2 \alpha^{2h} & c_2 \alpha^h & c_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_a \\ c_1 I_b \\ c_2 I_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{ah} \\ V_{bh} \\ V_{ch} \end{pmatrix} \dots \dots \dots (12)$$

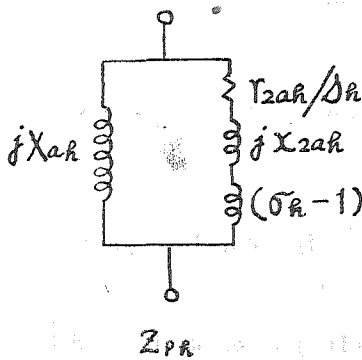
但し Z_{ph} Z_{nh} は第 5, 6 図の等価回路にて示されるもので、その定数は

$$X_{2ah} = \frac{1}{2} \omega L_{2ah} = \omega \cdot P \cdot \frac{16}{\pi^2 h^2} \cdot B \tau l \rho_a q^2 W_{sh}^2 W_{bh}^2 \cdot 10^{-8}$$

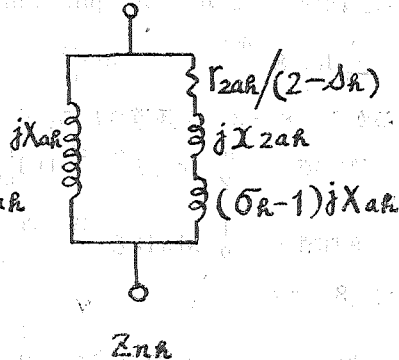
$$r_{2ah} = \frac{1}{m} F r_u$$

$$x_{2ah} = \frac{1}{m} F \omega l_u$$

$$F = L_{2ah} / L'_u = 16 \cdot P^2 \cdot \rho_a^2 q^2 W_{sh}^2 W_{bh}^2 = \left(\frac{W_{ah}}{1/2} \right)^2$$



第 5 図



第 6 図

又、 Z_a を A 相の漏洩インピーダンス、 V_a V_b V_c を各相の電圧とすると、高調波全体を考えて

$$\left. \begin{aligned} Z_a I_a + \sum_{h=1}^{\infty} [Z_{ph} (I_a + c_1 \alpha^h I_b + c_2 \alpha^{2h} I_c) + Z_{nh} (I_a + c_1 \alpha^{2h} I_b + c_2 \alpha^h I_c)] &= V_a \\ c_1^2 Z_a I_b + \sum_{h=1}^{\infty} [c_1 \alpha^{2h} Z_{ph} (I_a + c_1 \alpha^h I_b + c_2 \alpha^{2h} I_c) + c_1 \alpha^h Z_{nh} (I_a + c_1 \alpha^{2h} I_b + c_2 \alpha^h I_c)] &= V_b \\ c_2^2 Z_a I_c + \sum_{h=1}^{\infty} [c_2 \alpha^h Z_{ph} (I_a + c_1 \alpha^h I_b + c_2 \alpha^{2h} I_c) + c_2 \alpha^{2h} Z_{nh} (I_a + c_1 \alpha^{2h} I_b + c_2 \alpha^h I_c)] &= V_c \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(13)$$

(13) が電流の基礎式で正確には本式から電流は求めるべきであるが、実際の数値を代入してみればわかる如く、一般に $h=1$ のみを考え他の高調波は無視してよい。

今 $P=2$ $q=3$ $\rho=16$ $\Delta=0.07$ $K=0$ $\tau=11.8$ $l=8$ $m=45$
 $r_{ub}=1.00 \times 10^{-4}$ $l_{ub}=0.45 \times 10^{-6}$ $r_{ue}=4.10 \times 10^{-6}$ $l_{ue}=0.34 \times 10^{-8}$
 $f=60\infty$ $C_1=C_2=1$

なる 2「馬力」の電動機につきその数値を示すと第 1 表の如し。

h	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25
r_{2h}	0.	0.	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$				$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$
	6216	1658	1.637	1.065	3.732	1.052	1.589	0.1496	0.3148	0.3300	0.2147	8.079	1.211
x_{2h}	0.	0.	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$					$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$
	6121	2526	2.655	1.758	6.200	1.755	2.642	0.2482	0.5163	0.5210	0.2686	4.672	1.805
X_h			$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-3}$	$\times 10^{-3}$	$\times 10^{-3}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-2}$	$\times 10^{-3}$	$\times 10^{-3}$	$\times 10^{-3}$
	21.99	1.444	4.519	1.532	3.273	6.204	6.685	4.714	7.611	6.093	2.405	2.136	1.201
σ_h	1.	1.											
	0059	0608	1.1795	1.3856	1.9613	2.3617	3.4994	5.8488	11.674	31.927	198.92	2105.6	104.18

第 1 表

V. σ_h に就て

(8) の第三項は次の様にも考えられる。

$$\text{第三項} = \frac{1}{m} D \sum_{k=1}^m [L I_{kh} - \sum_{K=1}^m L_{12} I_{Kh}] \varepsilon^{-j(K-1)\lambda_2} = D L I_{u1}^{hy} \dots (14)$$

但し、第2図に於て

$$L_{12} = B_1 \frac{2P \tau l}{m} \cdot 10^{-8} \quad (\text{1巻線と他巻線との相互インダクタンス})$$

$$L_{11} = B_2 \frac{2P \tau l}{m} \cdot 10^{-8} \quad (\text{1巻線の自己インダクタンス})$$

$$L = L_{11} + L_{12} = \frac{4\pi}{10} \cdot \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{2P \tau l}{m} \cdot 10^{-8}$$

(14) と (8-3) は同じものであるから、之より

$$\sigma_h = \left(\frac{hr_2/2}{\sinh r_2/2} \right)^2 = 1 + \left(\frac{ph}{m+ph} \right)^2 + \left(\frac{ph}{2m+ph} \right)^2 + \dots + \left(\frac{ph}{m-ph} \right)^2 + \left(\frac{ph}{2m-ph} \right)^2 + \dots$$

が得られる。斯くすると極めて簡単になるのに敢て (8-3) を導いたのは其の途中に於て、次の様な工学的意味を示すためである。

即ち、第2図をフーリエ級数に分解してみると $h_0 = 1, 2, 3, \dots$ の高調波が考えられるが、この h_0 の中

$$h_0 = mg_1 + ph \dots (a) \quad h_0 = mg_2 - ph \dots (b)$$

なる h_0 のみが残る、他の h_0 は合成の結果消える。(a) 群に属する h_0 の中 $h_0 = ph$ のみは固定子の h 高調波とその極数が同じで、この磁束は一次電流により打ち消されるが、他の磁束はことごとく漏洩磁束となり之が $(\sigma_h - 1) X_{ah}$ なる漏洩リアクタンスを形成するわけである。この漏洩磁束は普通の漏洩磁束と異り、一次、二次に鎖交しつつも極数の合わないために漏洩となるもので、この磁束のあるものは Dreesse 氏の発見になる同期性トルク⁽⁵⁾の原因をなすもので、そのトルク発生の可能性とその速度等が (8-3) の誘導の過程より容易に知る事が出来る。

Ⅶ ト ル ク

(イ) トルクの一般式 h 高調波に対する駆動インピーダンスが明らかになつたからこれに対するトルク T_h (Kg-m) は最早説明するまでもなく

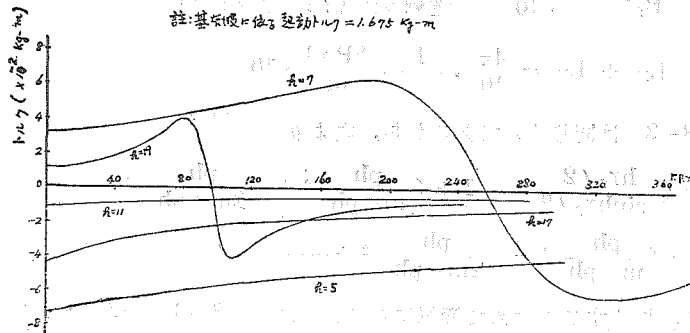
$$T_h = \frac{1}{9.8} \cdot \frac{ph}{\omega} \left[\frac{X_{ah}^2}{(r_{2ah}/s_h)^2 + (X_{2ah} + \sigma_h X_{ah})^2} |I_a + c_1 \alpha^h I_b + c_2 \alpha^{2h} I_c|^2 \frac{r_{2ah}}{s_h} - \frac{X_{ah}^2}{(r_{2ah}/2-s_h)^2 + (X_{2ah} + \sigma_h X_{ah})^2} |I_a + c_1 \alpha^{2h} I_b + c_2 \alpha^h I_c|^2 \frac{r_{2ah}}{2-s_h} \right] \dots (15)$$

平衡巻 ($C_1=C_2=1$) の電動機に平衡三相電圧を印加せる際は

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad I_a + \alpha^2 I_c + \alpha I_c = 0$$

となるから $h=1, 7, 13, 19, \dots$ に対しては (15) の第二項が $h=5, 11, 17, \dots$ に対して第一項が $h=3, 9, 15, \dots$ に対しては両項が消える。この結果は形を変えると蓮見氏⁽¹⁾等と一致する事になる。

第7図は第1表に示した電動機のこの場合の各高調波のトルクを示す。但し $I_a = 23.6A$ とし、之は起動電流であるが滑りの小さい範囲に於ては之が殆ど変らず図に示した速度範囲では一定と見なした。



第 7 図

(ロ) 不平衡巻三相誘導電動機を単相運転する場合 (第8図)

筆者は既に電流を求める場合には $h=1$ のみを取り、他は省略してよい事を指摘した。然る時は既に筆者の発表せる方法⁽⁶⁾で I_a, I_b, I_c を求める事が出来る。実際にこの方法で各相電流は10%以内の誤差に留つた。斯くして

$$|I_a + I_b + \frac{1}{2} I_c|^2 = |I_{00}|^2 = |\frac{1}{2} I_c|^2 = 218$$

$$|I_a + \alpha I_b + \frac{1}{2} \alpha^2 I_c|^2 = |I_{01}|^2 = 1690$$

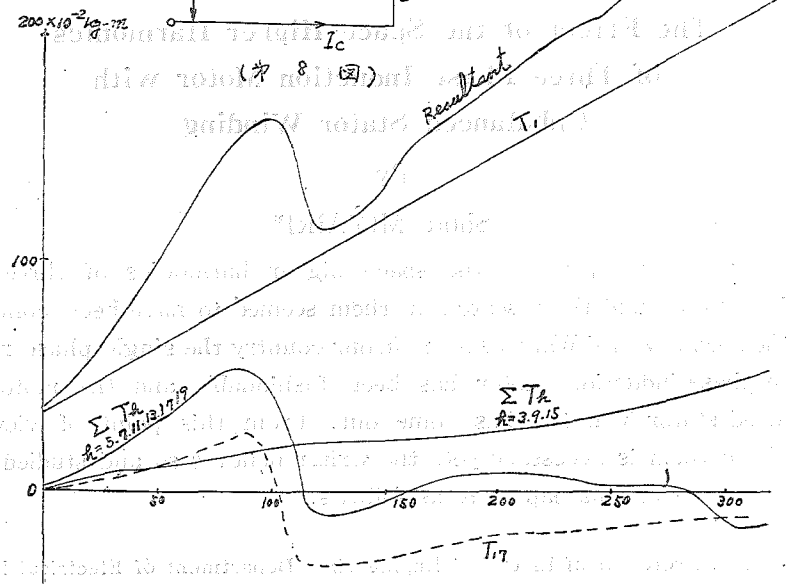
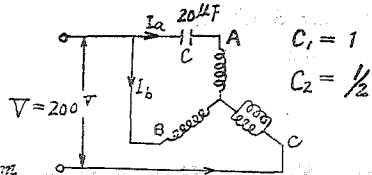
$$|I_a + \alpha^2 I_b + \frac{1}{2} \alpha I_c|^2 = |I_{02}|^2 = 1580$$

を得た。但し $Z_a = 1.1 + j1.8$

$$T = \sum_{h=1, 7, 13, \dots} \left[\frac{hX_{ah}^2 r_{2ah} |I_{o1}|^2}{r_{2ah}^2 + (X_{2ah} + \sigma_h X_{ah})^2 \left(\frac{n_1 - hn_2}{n_1}\right)^2} \frac{n_1 - hn_2}{n_1} \right. \\ \left. - \frac{hX_{ah}^2 r_{2ah} |I_{o2}|^2}{r_{2ah}^2 + (X_{2ah} + \sigma_h X_{ah})^2 \left(\frac{n_1 + hn_2}{n_1}\right)^2} \frac{n_1 + hn_2}{n_1} \right] \frac{P}{9.8\omega}$$

$$+ \sum_{h=5, 11, 17, \dots} \left[\frac{hX_{ah}^2 r_{2ah} |I_{o2}|^2}{r_{2ah}^2 + (X_{2ah} + \sigma_h X_{ah})^2 \left(\frac{n_1 - hn_2}{n_1}\right)^2} \frac{n_1 - hn_2}{n_1} \right. \\ \left. - \frac{hX_{ah}^2 r_{2ah} |I_{o1}|^2}{r_{2ah}^2 + (X_{2ah} + \sigma_h X_{ah})^2 \left(\frac{n_1 + hn_2}{n_1}\right)^2} \frac{n_1 + hn_2}{n_1} \right] \frac{P}{9.8\omega}$$

$$+ \sum_{h=3, 9, 15, \dots} \left[\frac{hX_{ah}^2 r_{2ah}}{r_{2ah}^2 + (X_{2ah} + \sigma_h X_{ah})^2 \left(\frac{n_1 - hn_2}{n_1}\right)^2} \frac{n_1 - hn_2}{n_1} \right. \\ \left. - \frac{hX_{ah}^2 r_{2ah}}{r_{2ah}^2 + (X_{2ah} + \sigma_h X_{ah})^2 \left(\frac{n_1 + hn_2}{n_1}\right)^2} \frac{n_1 + hn_2}{n_1} \right] \frac{P}{9.8\omega} |I_{o0}|^2$$



第 9 圖

第9図はこの場合のトルク曲線を示す。一般の三相起動の場合、第5, 11, 17, ... 等は負のトルクを示すのであるが単相起動の際はある速度範囲に於て(+)となり、やがて又大きく(-)へと変つてゆく。図に第17高調波トルクを図示したのはこの一例を示さんがためである。又第3高調波等が不平衡巻の場合には単相誘導電動機の如きトルクを示すが之は他の高調波によるトルクの凹部を補償する如く働らき起動には好影響を與える。

Ⅶ 結 言

以上述べ來つた高調波は巻線配列によるものであつた。實際問題としては溝開口の影響等も考えねばならぬ様に思われるが、この点に就ては既に蓮見氏等もこの影響は小さい事を指摘されて居り、この事は当然不平衡巻の場合にも適用出来るもので敢て本稿では触れなかつた。

尙本論文はその内容を少しかえる事により、その概念と形式は今尙起動特性の研究が必要であると言われる Condenser Motor 等の単相誘導電動機の起動解析に適用して便利なものとする。

文 献

- (1) 蓮見孝雄：電学誌 昭7. 2.
- (2) 大川忠吉：東芝レビュー 昭9—7, 8, 9, 10, 11, 12 月号
- (3) Möller：Arch. f. Elek. 1930 S 401
- (4) Andronescue：Arch. f. Elek. 1923 S 4523
- (5) Dreese：TAIEE July 1930 P1033
- (6) 宮入庄太：電学誌 昭23. 10月

The Effect of the Space Higher Harmonics of Three Phase Induction Motor with Unbalanced Stator Winding

By

Shota MIYAIRI*

There are many papers on the space higher harmonics of three phase induction motor, and the research on them seemed to have been completed. Since the Second World War was over, in our country the single phase running of three phase induction motor has been fashionable and the motor with unbalanced stator winding has come out. From this point of view, the research on them is necessary yet, the writer believes so and studied them.

The contents of this paper are as follows.

* Assistant Professor of Electrical Engineering, Department of Electrical Engineering, Shinshu University.

1. Induction of the general equation of the motor with the unbalanced stator winding including the effect of the space higher harmonics.

2. Manifestation of the fact that the torque due to the 3rd higher harmonics, the consideration of which is not necessary at the ordinary induction motor, is like that of single phase induction motor.

3. It is proved that although the torque of the 5th, 11th, 17th..... higher harmonics is negative at the ordinary three phase starting, at the single phase starting this becomes positive within a certain scope of speed. Variation of torque due to higher harmonics is larger at the after than the before.

4. A simple formula is given to the group of leakage reactance, the part of which causes the synchronous torque. On the equivalent circuit of motive impedance this leakage reactance is distinguished from the other leakage reactance, and the effect of this reactance to the inductive torque becomes easy to be understood.

When we convert a little the contents of this paper, it can be applied to the analysis of starting torque of single phase induction motor such as a condenser motor, so I believe.