

コンデンサモータ速度制御回路の解析

Analysis of Condenser Motor Speed Control Circuits

佐々木道甫*
Michitoshi Sasaki

内 容 梗 概

速度制御タップ付コンデンサモータの各種回路のうち A_2 回路, A_5 回路, A_6 回路を理論的に解析し, その理論式から得た計算値が実測値と 10% 以内で一致することを示し, タップ引出点の位置とコンデンサ容量とにより特性がどう変化するかを例示した。

1. 緒 言

コンデンサモータの結線方法とその特長を第1表に示す。これらの回路は用途に応じて使い分けられるのである。

(1)の回路については Morrill 氏の報告⁽¹⁾がある。(4)の回路は(1)の回路をもとにして容易に設計⁽²⁾されるが,(2),(5),(6)の回路についてはその複雑性のため, 理論的な解析は公表されていない。

しかし, これらの回路はこの種のモータの広範な需要にともないひん繁に使用される傾向にあるため, 本報告では(2),(5),(6)の回路について解析結果と計算例を示し, ほかの回路については解析の基本となる結線条件を提示する。

解析の手法としては, 特性式を統一的に記述するため, 各相に独立した二つの巻線を有する四巻線二相誘導電動機の基本式を回転磁界理論⁽³⁾により求め, 各回路の特性式はその回路の構成によって決定される結線条件をその基本式に代入することにより誘導した。

2. 四巻線二相誘導電動機の基本式

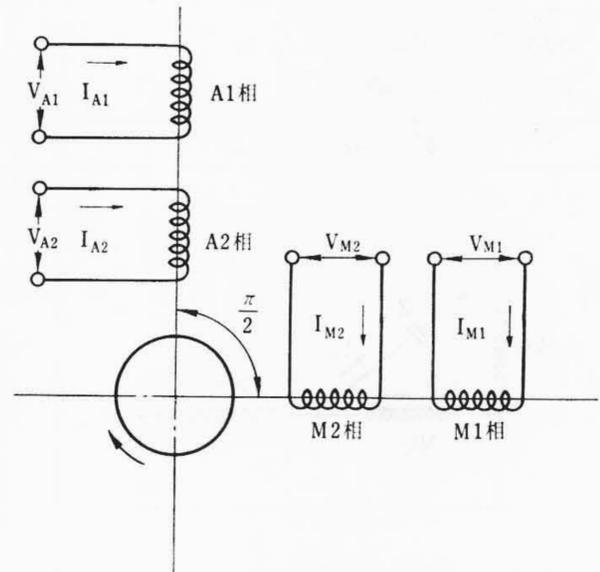
第1図は四巻線二相誘導電動機を示す。この電動機の M1 相と M2 相, A1 相と A2 相の巻線はそれぞれ空間的に同相に巻かれ, M1 相, M2 相は A1 相, A2 相と完全に $\pi/2$ の電気角を有するものである。いま, M1 相, M2 相, A1 相, A2 相の各端子電圧をそれぞれ $V_{M1}, V_{M2}, V_{A1}, V_{A2}$ として, 回転磁界理論によりその電圧平衡式を求めるとつぎのように表わされる。

$$V_{M1} = (Z_f + Z_b + Z_{1M1}) I_{M1} + (a_{M2} Z_f + a_{M2} Z_b + j X_{M12}) I_{M2} + (a_{A1} Z_f e^{-j\frac{\pi}{2}} + a_{A1} Z_b e^{j\frac{\pi}{2}}) I_{A1} + (a_{A2} Z_f e^{-j\frac{\pi}{2}} + a_{A2} Z_b e^{j\frac{\pi}{2}}) I_{A2} \dots\dots\dots (1)$$

$$V_{M2} = (a_{M2} Z_f + a_{M2} Z_b + j X_{M12}) I_{M1} + (a_{M2}^2 Z_f + a_{M2}^2 Z_b + Z_{1M2}) I_{M2} + (a_{A1} a_{M2} Z_f e^{-j\frac{\pi}{2}} + a_{A1} a_{M2} Z_b e^{j\frac{\pi}{2}}) I_{A1} + (a_{A2} a_{M2} Z_f e^{-j\frac{\pi}{2}} + a_{A2} a_{M2} Z_b e^{j\frac{\pi}{2}}) I_{A2} \dots\dots\dots (2)$$

$$V_{A1} = (a_{A1} Z_f e^{j\frac{\pi}{2}} + a_{A1} Z_b e^{-j\frac{\pi}{2}}) I_{M1} + (a_{M2} a_{A1} Z_f e^{j\frac{\pi}{2}} + a_{M2} a_{A1} Z_b e^{-j\frac{\pi}{2}}) I_{M2} + (a_{A1}^2 Z_f + a_{A1}^2 Z_b + Z_{1A1} + Z_c) I_{A1} + (a_{A2} a_{A1} Z_f + a_{A2} a_{A1} Z_b + j X_{A12}) I_{A2} \dots\dots\dots (3)$$

$$V_{A2} = (a_{A2} Z_f e^{j\frac{\pi}{2}} + a_{A2} Z_b e^{-j\frac{\pi}{2}}) I_{M1} + (a_{M2} a_{A2} Z_f e^{j\frac{\pi}{2}} + a_{M2} a_{A2} Z_b e^{-j\frac{\pi}{2}}) I_{M2} + (a_{A1} a_{A2} Z_f + a_{A1} a_{A2} Z_b + j X_{A12}) I_{A1} + (a_{A2}^2 Z_f + a_{A2}^2 Z_b + Z_{1A2}) I_{A2} \dots\dots\dots (4)$$



第1図 四巻線二相誘導電動機

ここに, a_{M2} : M1 相に対する M2 相の有効導体数比
 a_{A1} : M1 相に対する A1 相の有効導体数比
 a_{A2} : M1 相に対する A2 相の有効導体数比
 $I_{M1} = |I_{M1}| \angle 0$: M1 相の電流
 $I_{M2} = |I_{M2}| \angle \varphi_{M2}$: M2 相の電流
 $I_{A1} = |I_{A1}| \angle \varphi_{A1}$: A1 相の電流
 $I_{A2} = |I_{A2}| \angle \varphi_{A2}$: A2 相の電流

$Z_{1M1} = R_{1M1} + j X_{1M1}$: M1 相の 1 次インピーダンス
 $Z_{1M2} = R_{1M2} + j X_{1M2}$: M2 相の 1 次インピーダンス
 $Z_{1A1} = R_{1A1} + j X_{1A1}$: A1 相の 1 次インピーダンス
 $Z_{1A2} = R_{1A2} + j X_{1A2}$: A2 相の 1 次インピーダンス
 X_{M12} : M1 相と M2 相の 1 次相互漏洩リアクタンス
 X_{A12} : A1 相と A2 相の 1 次相互漏洩リアクタンス
 $Z_c = R_c + j X_c$: A1 相の付加インピーダンス
 $Z_f = R_f + j X_f$: M1 相正相インピーダンスの半分
 $Z_b = R_b + j X_b$: M1 相逆相インピーダンスの半分

式(1)~(4)により, 電圧電流の関係図は第2図となる。

つぎにトルクの基本式を求めるとつぎようになる。

$$T = (R_f - R_b) [|I_{M1}|^2 + a_{M2}^2 |I_{M2}|^2 + a_{A1}^2 |I_{A1}|^2 + a_{A2}^2 |I_{A2}|^2 + 2 a_{M2} |I_{M1}| |I_{M2}| \cos \varphi_{M2} + 2 a_{A1} a_{A2} |I_{A1}| |I_{A2}| \cos (\varphi_{A1} - \varphi_{A2})] + (R_f + R_b) [2 a_{A1} |I_{M1}| |I_{A1}| \sin \varphi_{A1} + 2 a_{A2} |I_{M1}| |I_{A2}| \sin \varphi_{A2} + 2 a_{M2} a_{A1} |I_{M2}| |I_{A1}| \sin (\varphi_{A1} - \varphi_{M2}) + 2 a_{M2} a_{A2} |I_{M2}| |I_{A2}| \sin (\varphi_{A2} - \varphi_{M2})] + |I_{M1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2\omega t + (R_f - R_b) \cos 2\omega t] + a_{M2} |I_{M1}| |I_{M2}| [2 (X_b - X_f) \sin (\varphi_{M2} + 2\omega t) + 2 (R_f - R_b) \cos (\varphi_{M2} + 2\omega t)]$$

* 日立製作所多賀工場

第1表 各種結線方法と結線条件

回路	(1) J_1 回路	(2) J_2 回路	(3) J_3 回路
結線図			
結線条件	(1) $V_{M2}=0, I_{M2}=0, a_{M2}=0, X_{M12}=0$ $V_{A2}=0, I_{A2}=0, a_{A2}=0, X_{A12}=0$ (2) $V=V_{M1}, V=V_{A1}$	(1) $V_{M2}=0, I_{M2}=0, a_{M2}=0, X_{M12}=0$ (2) $I_{A2}=-I_{M1}$ (3) $V=V_{M1}-V_{A2}, V=V_{A1}$	(1) $V_{A2}=0, I_{A2}=0, a_{A2}=0, X_{A12}=0$ (2) $I_{M2}=-I_{A1}$ (3) $V=V_{M1}, V=V_{A1}-V_{M2}$
特長	100 V 級の結線に使用される。 設計の基本となる回路。	(1) の速度制御回路に使用され、もっとも経済的である。速度調整限界はない。	通常の設計仕様では(1)より高速となるが、 M_2 コイルが付加されて高価となる。
回路	(4) J_4 回路	(5) J_5 回路	(6) J_6 回路
結線図			
結線条件	(1) $V_{A2}=0, I_{A2}=0, a_{A2}=0, X_{A12}=0$ (2) $I_{M2}=I_{M1}+I_{A1}$ (3) $V=V_{M1}+V_{M2}, V=V_{A1}+V_{M2}$	(1) $I_{M2}=I_{M1}+I_{A1}, I_{A2}=-I_{M1}$ (2) $V=V_{M1}+V_{M2}-V_{A2}$ $V=V_{M2}+V_{A1}$	(1) $I_{M2}=-I_{A1}, I_{A2}=-I_{M1}$ (2) $V=V_{M1}+V_{M2}-(V_{A1}-Z_c I_{A1})-V_{A2}$ $V=V_{M2}-Z_c(I_{A1}+I_{M1})-(V_{A1}-Z_c I_{A1})$
特長	200 V, 115 V 級の結線にひん繁に使用される。 また、(1) の速度制御回路に使用できるが M_2 コイルが付加され高価になる。	(4) の速度制御回路に使用されるが、回路の構成上速度調整限界がある。	(5) よりさらに低い速度で運転する場合に使用される。

$$\begin{aligned}
 &+a^2_{M2} |I_{M2}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2(\varphi_{M2} + wt) \\
 &\quad + (R_f - R_b) \cos 2(\varphi_{M2} + wt)] \\
 &+a^2_{A1} |I_{A1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2(\varphi_{A1} + wt) \\
 &\quad + (R_f - R_b) \cos 2(\varphi_{A1} + wt)] \\
 &+a_{A1} a_{A2} |I_{A1}| |I_{A2}| [2(X_b - X_f) \sin(\varphi_{A1} + \varphi_{A2} + 2wt) \\
 &\quad + 2(R_f - R_b) \cos(\varphi_{A1} + \varphi_{A2} + 2wt)] \\
 &+a^2_{A2} |I_{A2}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2(\varphi_{A2} + wt) \\
 &\quad + (R_f - R_b) \cos 2(\varphi_{A2} + wt)] \quad \text{〔同期ワット〕} \\
 &\dots\dots\dots (5)
 \end{aligned}$$

ここに、 $w=2\pi f$: 電流の角速度
 t : 時間 (s)

式(5)の第1項と第2項は時間 t に関係しない項であり、この和は四巻線二相誘導電動機の平均トルクを表わす。第3項以下第8項は、電源周波数の2倍の周波数で脈動する交番トルクで、モータの騒音や振動の原因となるものである。

3. 各回路の特性式

各回路の特性式は前節で提示した基本式に求める回路の結線条件を代入することにより誘導される。たとえば、 J_2 回路の電圧平衡式は、第1表に示す J_2 回路の結線条件(1)、(2)により各相端子電圧の基本式(1)~(4)を整理して、結線条件(3)に代入して得られる。同様にトルクの式は、結線条件(1)、(2)によりトルクの基本式(5)を整理して得られる。いま、このようにして求めた結果を示すとつ

ぎのとおりである。

3.1 J_2 回路の特性式

電圧の平衡式

$$\begin{aligned}
 V = & [Z_f(1+a^2_{A2}) + Z_b(1+a^2_{A2}) + Z_{1M1} + Z_{1A2}] I_{M1} \\
 & + [Z_f(-a_{A1}a_{A2} - ja_{A1}) + Z_b(-a_{A1}a_{A2} \\
 & + ja_{A1}) - jX_{A12}] I_{A1} \dots\dots\dots (6)
 \end{aligned}$$

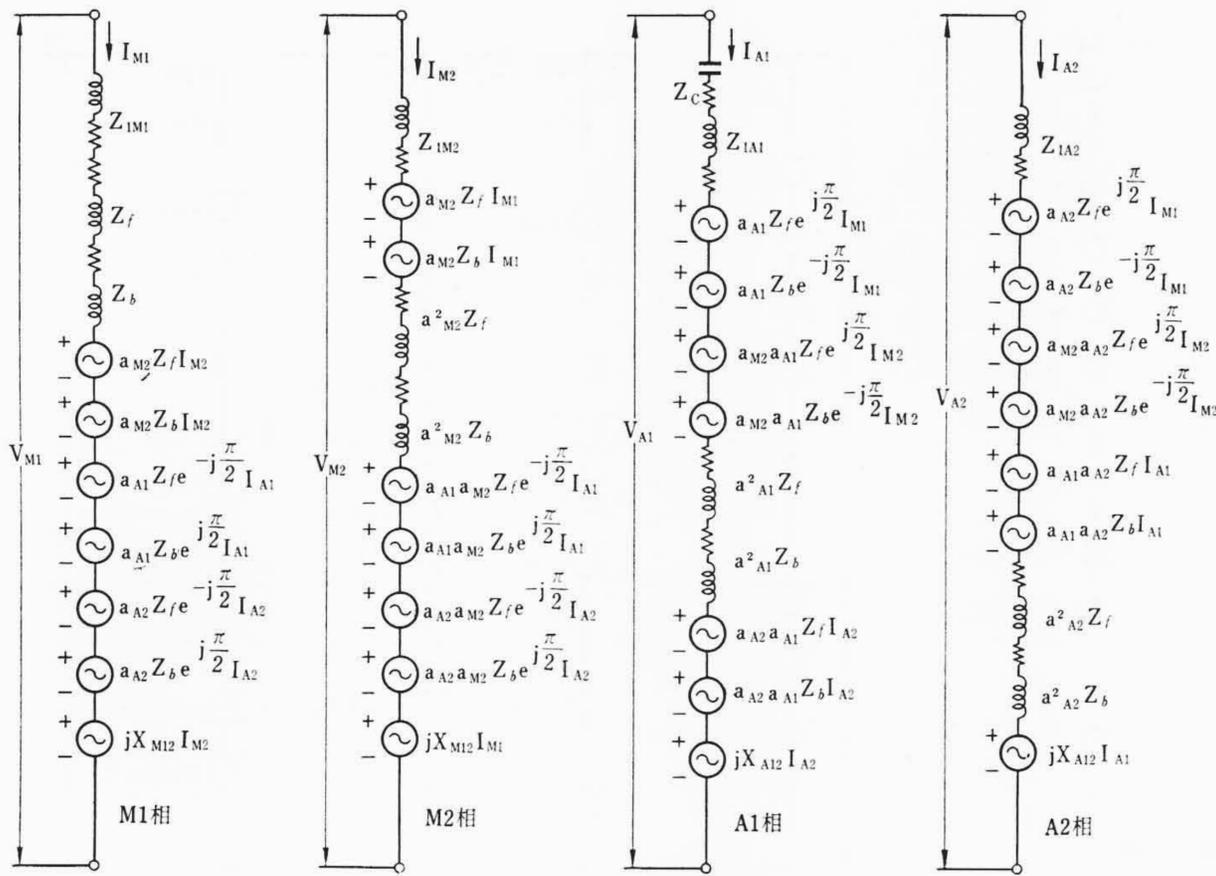
$$\begin{aligned}
 V = & [Z_f(-a_{A1}a_{A2} + ja_{A1}) + Z_b(-a_{A1}a_{A2} - ja_{A1}) - jX_{A12}] I_{M1} \\
 & + [Z_f a^2_{A1} + Z_b a^2_{A1} + Z_{1A1} + Z_c] I_{A1} \dots\dots\dots (7)
 \end{aligned}$$

式(6)、(7)により、 J_2 回路の等価回路は第3図となる。ただし、鉄損は並列抵抗 R_h により代表されるものとし、一次電流 I_1 は $I_1 = I_{M1} + I_{A1} + I_h$ とする。

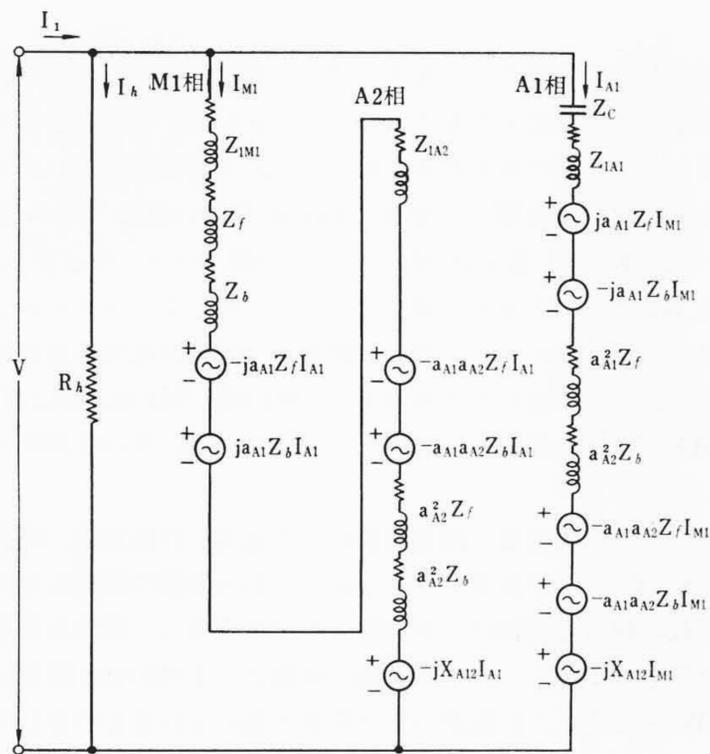
トルクの式

$$\begin{aligned}
 T = & (R_f - R_b) [|I_{M1}|^2 + a^2_{A1} |I_{A1}|^2 + a^2_{A2} |I_{M1}|^2 \\
 & - 2a_{A1} a_{A2} |I_{M1}| |I_{A1}| \cos \varphi_{A1}] \\
 & + (R_f + R_b) (2a_{A1} |I_{M1}| |I_{A1}| \sin \varphi_{A1}) \\
 & + |I_{M1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2wt + (R_f - R_b) \cos 2wt] \\
 & + a^2_{A1} |I_{A1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2(\varphi_{A1} + wt) \\
 & + (R_f - R_b) \cos 2(\varphi_{A1} + wt)] \\
 & + a_{A1} a_{A2} |I_{M1}| |I_{A1}| [-2(X_b - X_f) \sin(\varphi_{A1} + 2wt) \\
 & - 2(R_f - R_b) \cos(\varphi_{A1} + 2wt)] \\
 & + a^2_{A2} |I_{M1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2wt + (R_f - R_b) \cos 2wt] \\
 & \quad \text{〔同期ワット〕} \dots\dots\dots (8)
 \end{aligned}$$

起動時には $Z_f = Z_b$ であるから、起動トルク T_s は



第2図 各相電圧電流の関係図



第3図 A₂回路の等価回路

$$T_s = 4R_f a_{A1} |I_{M1}| |I_{A1}| \sin \varphi_{A1} \quad [\text{同期ワット}] \dots \dots \dots (9)$$

したがって、タップを A1 コイルとコンデンサとの接続点より引出せば、 $a_{A1} = 0$ であるから、式(9)より起動トルクは零となる。

なお、式(8)の誘導においては、結線条件(2)の $\varphi_{A2} = -\pi$ なることに留意する必要がある。

3.2 A₅回路の特性式

電圧の平衡式

$$V = [Z_f(1+a^2_{M2}+2a_{M2}+a^2_{A2})+Z_b(1+a^2_{M2}+2a_{M2}+a^2_{A2})+Z_{1M1}+Z_{1M2}+Z_{1A2}+j2X_{M12}]I_{M1} + [Z_f(a^2_{M2}+a_{M2}-a_{A1}a_{A2}-ja_{A1}-ja_{M2}a_{A1}-ja_{M2}a_{A2})+Z_b(a^2_{M2}+a_{M2}-a_{A1}a_{A2}+ja_{A1}+ja_{M2}a_{A1}+ja_{M2}a_{A2})+Z_{1M2}+jX_{M12}-jX_{A12}]I_{A1} \dots \dots \dots (10)$$

$$V = [Z_f(a^2_{M2}+a_{M2}-a_{A1}a_{A2}+ja_{A1}+ja_{M2}a_{A1}+ja_{M2}a_{A2})+Z_b(a^2_{M2}+a_{M2}-a_{A1}a_{A2}-ja_{A1}-ja_{M2}a_{A1}-ja_{M2}a_{A2})+jX_{M12}+Z_{1M2}-jX_{A12}]I_{M1}$$

$$+[Z_f(a^2_{M2}+a^2_{A1})+Z_b(a^2_{M2}+a^2_{A1})+Z_{1M2}+Z_{1A1}+Z_c]I_{A1} \dots \dots \dots (11)$$

式(10), (11)により、A₅回路の等価回路は第4図となる。

トルクの式

$$T = (R_f - R_b) [|I_{M1}|^2 (1+a^2_{M2}) + |I_{A1}|^2 (a^2_{A1}+a^2_{M2}) + 2a^2_{M2} |I_{M1}| |I_{A1}| \cos \varphi_{A1} + a^2_{A2} I_{M1}^2 + 2a_{M2} |I_{M1}| |I_{M2}| \cos \varphi_{M2} - 2a_{A1} a_{A2} |I_{M1}| \times |I_{A1}| \cos \varphi_{A1}] + (R_f + R_b) [2a_{A1} |I_{M1}| \times |I_{A1}| \sin \varphi_{A1} + 2a_{M2} a_{A1} |I_{A1}| \times |I_{M2}| \sin (\varphi_{A1} - \varphi_{M2}) + 2a_{M2} a_{A2} |I_{M1}| \times |I_{M2}| \sin \varphi_{M2} + |I_{M1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2wt + (R_f - R_b) \cos 2wt]$$

$$+ a_{M2} |I_{M1}| |I_{M2}| [2(X_b - X_f) \sin (\varphi_{M2} + 2wt) + 2(R_f - R_b) \cos (\varphi_{M2} + 2wt)] + a^2_{M2} |I_{M2}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2(\varphi_{M2} + wt) + (R_f - R_b) \cos 2(\varphi_{M2} + wt)] + a^2_{A1} |I_{A1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2(\varphi_{A1} + wt) + (R_f - R_b) \cos 2(\varphi_{A1} + wt)] + a_{A1} a_{A2} |I_{A1}| |I_{M1}| [-2(X_b - X_f) \sin (\varphi_{A1} + 2wt) - 2(R_f - R_b) \cos (\varphi_{A1} + 2wt)] + a^2_{A2} |I_{M1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2wt + (R_f - R_b) \cos 2wt] \quad [\text{同期ワット}] \dots \dots \dots (12)$$

起動トルク T_s は

$$T_s = 4R_f [a_{A1} |I_{M1}| |I_{A1}| \sin \varphi_{A1} + a_{M2} a_{A1} |I_{A1}| |I_{M2}| \sin (\varphi_{A1} - \varphi_{M2}) + a_{M2} a_{A2} |I_{M1}| |I_{M2}| \sin \varphi_{M2}] \quad [\text{同期ワット}] \dots \dots \dots (13)$$

したがって、タップを A1 コイルとコンデンサとの接続点より引出せば $a_{A1} = 0$ となるが、A2相を流れる電流と M2相を流れる電流の相互作用により起動トルクは存在する。これは A₂回路と非常に違う点であり、このため、ある仕様のもとにおいては速度調整限界が存在して、つぎに解析する A₆回路が必要となってくる。

なお、式(12)の誘導において、結線条件(1)のベクトル式は絶対値と位相角についてつぎのように表わされることに注意を要する。

$$|I_{M2}| = \sqrt{|I_{M1}|^2 + |I_{A1}|^2 + 2|I_{M1}| |I_{A1}| \cos \varphi_{A1}}, \quad |I_{A2}| = |I_{M1}| \dots \dots \dots (14)$$

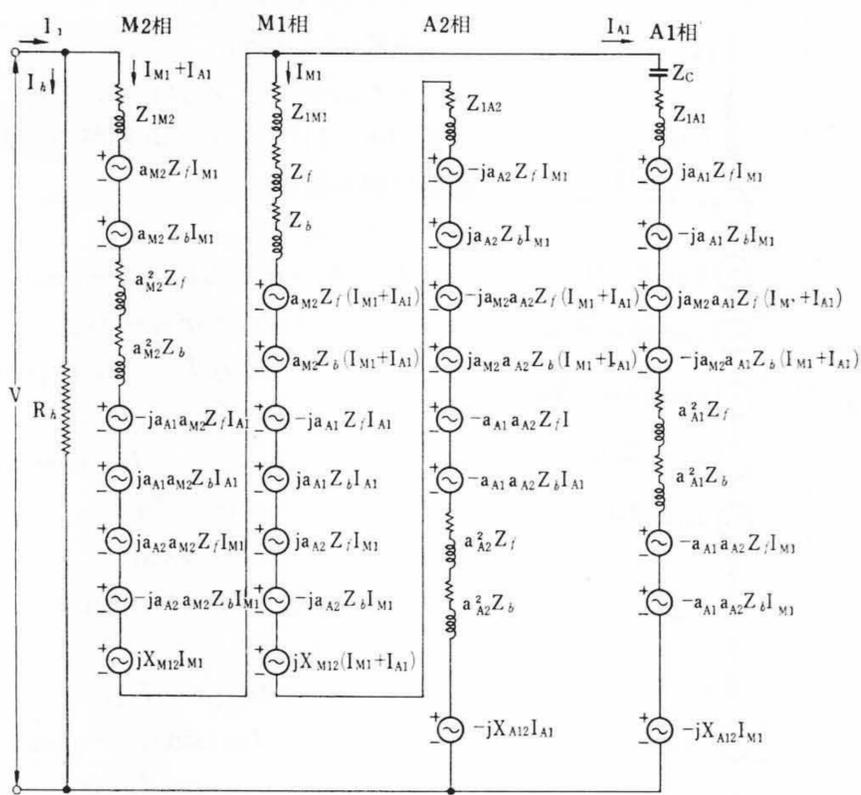
$$\varphi_{M2} = \tan^{-1} \frac{|I_{A1}| \sin \varphi_{A1}}{|I_{M1}| + |I_{A1}| \cos \varphi_{A1}}, \quad \varphi_{A2} = -\pi \dots \dots \dots (15)$$

3.3 A₆回路の特性式

電圧の平衡式

$$V = [Z_f(1+a_{M2}+a_{A2}a_{A1}+a^2_{A2}-ja_{A1}+ja_{A2}a_{M2})+Z_b(1+a_{M2}+a_{A2}a_{A1}+a^2_{A2}+ja_{A1}-ja_{A2}a_{M2})+Z_{1M1}+Z_{1A2}+jX_{M12}+jX_{A12}]I_{M1} + [Z_f(-a^2_{A1}-a_{A1}a_{A2}-a_{M2}-a^2_{M2}-ja_{A1}+ja_{M2}a_{A2})+Z_b(-a^2_{A1}-a_{A1}a_{A2}-a_{M2}-a^2_{M2}+ja_{A1}-ja_{M2}a_{A2})-Z_{1A1}-Z_{1M2}-jX_{A12}-jX_{M12}]I_{A1} \dots \dots \dots (16)$$

$$V = [Z_f(a_{M2}-ja_{A1}+ja_{A2}a_{M2}+a_{A2}a_{A1})+Z_b(a_{M2}+ja_{A1}-ja_{A2}a_{M2}+a_{A2}a_{A1})$$



第4図 J_5 回路の等価回路

$$\begin{aligned}
 &+jX_{M12}+jX_{A12}-Z_c] I_{M1} \\
 &+[Z_f(-a^2_{A1}-a^2_{M2})+Z_b(-a^2_{A1}-a^2_{M2}) \\
 &-Z_{1A1}-Z_{1M2}-Z_c] I_{A1} \dots\dots\dots (17)
 \end{aligned}$$

式(16), (17)より J_6 回路の等価回路は第5図となる。

トルクの式

$$\begin{aligned}
 T = (R_f - R_b) [&|I_{M1}|^2 + a^2_{M2} |I_{A1}|^2 + a^2_{A1} |I_{A1}|^2 + a^2_{A2} |I_{M1}|^2 \\
 &- 2a_{M2} |I_{M1}| |I_{A1}| \cos \varphi_{A1} - 2a_{A1} a_{A2} |I_{A1}| |I_{M1}| \cos \varphi_{A1} \\
 &+ (R_f + R_b) [2a_{A1} |I_{M1}| |I_{A1}| \sin \varphi_{A1} \\
 &- 2a_{M2} a_{A2} |I_{A1}| |I_{M1}| \sin \varphi_{A1} \\
 &+ |I_{M1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2\omega t + (R_f - R_b) \cos 2\omega t] \\
 &+ a_{M2} |I_{M1}| |I_{A1}| [-2(X_b - X_f) \sin(\varphi_{A1} + 2\omega t) \\
 &- 2(R_f - R_b) \cos(\varphi_{A1} + 2\omega t)] \\
 &+ a^2_{M2} |I_{A1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2(\varphi_{A1} + \omega t) \\
 &+ (R_f - R_b) \cos 2(\varphi_{A1} + \omega t)] \\
 &+ a^2_{A1} |I_{A1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2(\varphi_{A1} + \omega t) \\
 &+ (R_f - R_b) \cos 2(\varphi_{A1} + \omega t)] \\
 &+ a_{A1} a_{A2} |I_{A1}| |I_{M1}| [-2(X_b - X_f) \sin(\varphi_{A1} + 2\omega t) \\
 &- 2(R_f - R_b) \cos(\varphi_{A1} + 2\omega t)] \\
 &+ a^2_{A2} |I_{M1}|^2 [(X_b - X_f) \sin 2\omega t + (R_f - R_b) \cos 2\omega t] \\
 &[同期ワット] \dots\dots\dots (18)
 \end{aligned}$$

起動トルク T_s はつぎのように表わされる。

$$\begin{aligned}
 T_s = 4R_f [&a_{A1} |I_{M1}| |I_{A1}| \sin \varphi_{A1} - a_{M2} a_{A2} |I_{A1}| |I_{M1}| \sin \varphi_{A1} \\
 &[同期ワット] \dots\dots\dots (19)
 \end{aligned}$$

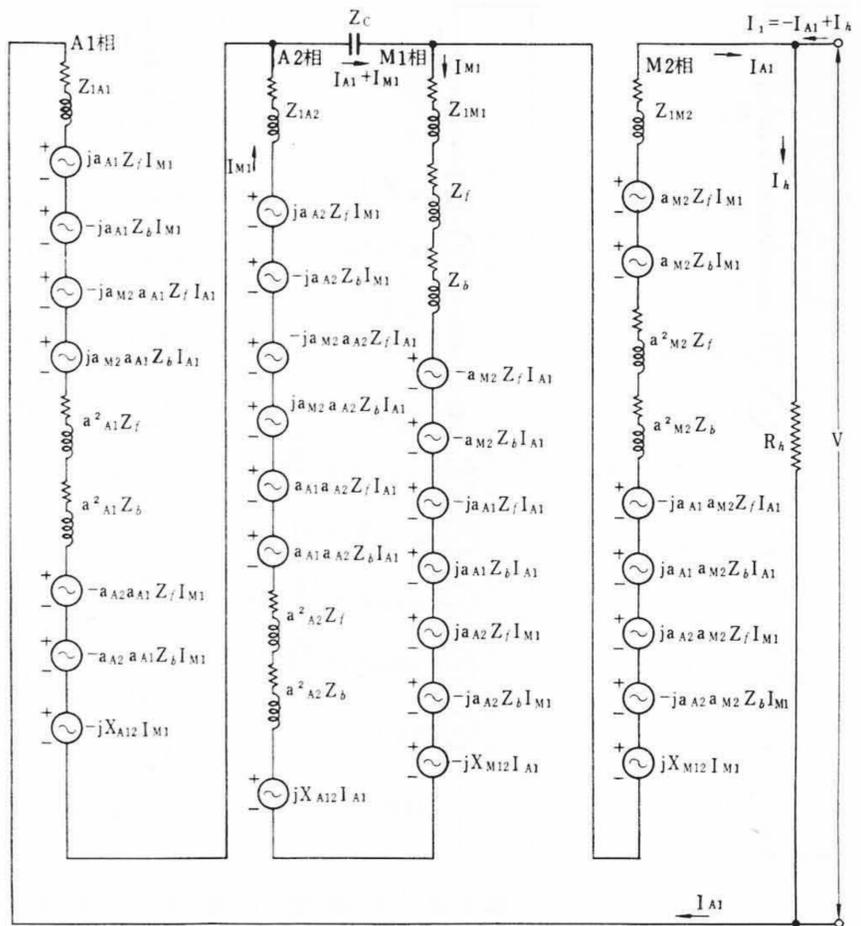
これより、A1相のないときには、 $a_{A1}=0$ となり、 $\varphi_{A1}=\varphi_{M2}+\pi$ であるから、式(19)は式(13)と一致することが確認できる。

3.4 その他の応用

本稿において誘導した四巻線二相誘導電動機の基本式と、それを結線条件によって変形し特性式を求める方法は、各相に二つの巻線を有し、各相巻線中心角が $\pi/2$ の電気角を有する任意の結線のモータの解析に応用できるものである。たとえば、 J_3 回路と J_4 回路⁽²⁾ も第1表に示す結線条件によりその特性式を求めることができる。

4. 計算例

以上、誘導した理論式を実測値と比較するため、扇風機用コンデンサモータの特性解析に使用した。計算を定数計算と特性計算の二つに分け、電子計算機 HITAC 301 C を使用して行なった。



第5図 J_6 回路の等価回路

回路定数は文献⁽³⁾⁻⁽⁵⁾を基本にして、飽和係数は通常の方法により計算し、各回路による変化はないものとした。また固定子コイルは1極あたり1個の集中巻きであるため、一次相互漏えいリアクタンスを決定する slot 漏えい磁束, zigzag 漏えい磁束, skew 漏えい磁束, 高調波漏えい磁束は M1 コイルと M2 コイル, および, A1 コイルと A2 コイルと完全に鎖交すること, そして, コイルエンド漏えい磁束も, コイルエンド自身が密着して配列されているため, ほぼ完全に鎖交するという理由の下に, M1 相と M2 相, および, A1 相と A2 相の結合係数を, それぞれ $K_M=1,000$, $K_A=1,000$ として計算した。

基本鉄損は磁束密度と鉄損曲線による通常の方法, 高調波鉄損は文献(6)により計算した。なお, これら鉄損の計算については飽和係数の場合と同様に, 各回路とも磁束密度は一定であるものとして計算してある。また機械損は経験より 1,000 rpm において, 0.900 W と仮定し, 回転数の二次関数で表わされるものとして計算した。

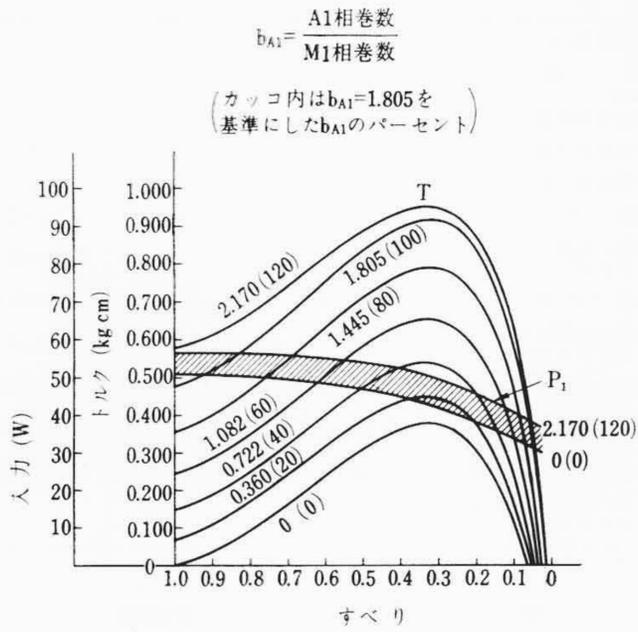
かくして, 理論式は以下に示すとおり実測値と 10% 以内で一致し, 本稿による理論式は設計基本式として使用できることを確認した。また, この確認に立脚して, タップ引出点の位置とコンデンサ容量を変化した場合の特性値を計算した。

4.1 J_1 回路の例

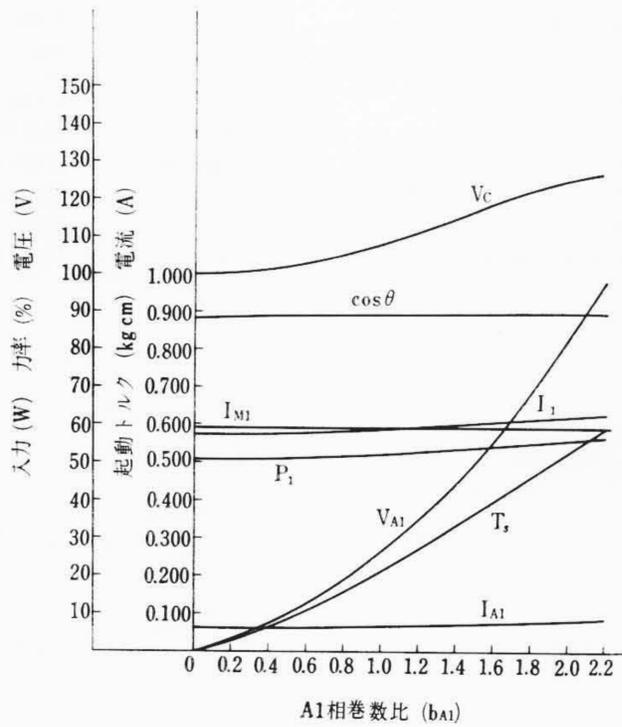
J_2, J_5 回路との比較のため, 基本となる J_1 回路について通常解析式⁽¹⁾により計算した結果を第6~8図に示す。この J_1 回路はつぎに述べる J_2 回路と, 鉄心仕様と M1 相コイル仕様は同一で, 使用状態では A1 相巻数比 $b_{A1}=1.805$ を採用しており, 高速運転に使用するものである。いま, これらの図を検討してみるとつぎのように要約できる。

(1) 運転特性 (第6,7図)

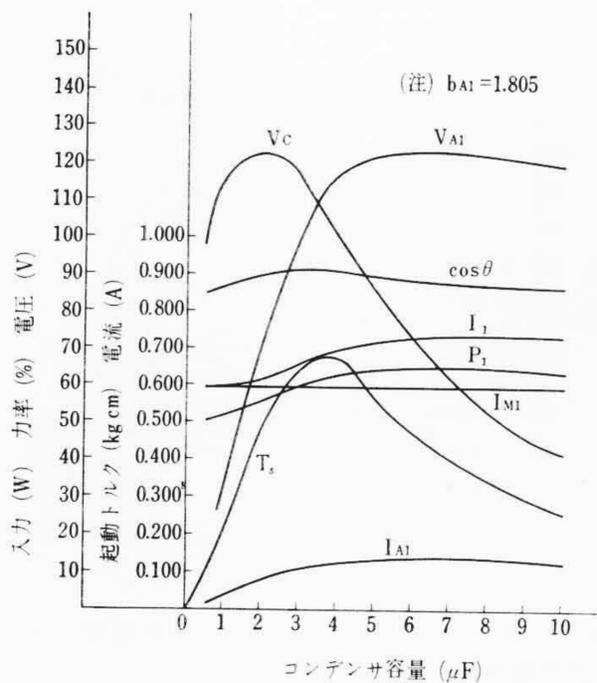
- (a) A1 相巻数比を増加すると, 起動トルクと停動トルクはともに増加する⁽⁴⁾。(さらに増加するとかえって減少する。)
- (b) A1 相巻数比を増加すると, 入力若干増加する。



第6図 J_1 回路の b_{A1} を変化したときの速度—トルク 入力特性曲線



第7図 J_1 回路の b_{A1} を変化したときの起動特性曲線



第8図 J_1 回路の C を変化したときの起動特性曲線

(2) 起動特性 (第7, 8図)

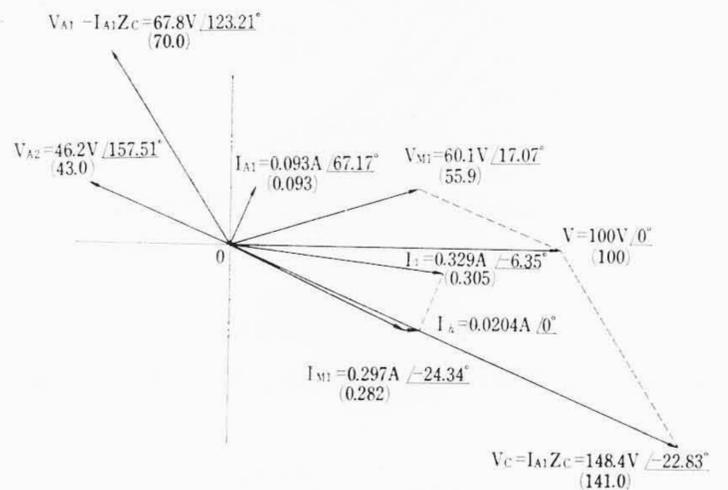
(a) A1相巻数比を増加すると、コンデンサ端子電圧とA1相端子電圧はともに増加する。

第2表 J_2 回路の仕様と回路定数

仕様	定格電圧: 100V, 定格周波数: 50 c/s 極数: 4, 定格出力: 3.7W, 定格回転数: 900 rpm			
回路定数	A1 相有効巻数比	$a_{A1}=1.586$	励磁リアクタンス	$X_M=191.866\Omega$
	A2 相有効巻数比	$a_{A2}=0.396$	二次抵抗	$R_2=62.547\Omega$
	M1 相一次抵抗	$R_{1M1}=98.654\Omega$	二次漏えいリアクタンス	$X_2=37.148\Omega$
	M1 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1M1}=53.580\Omega$	基本鉄損	$W_{ff}=2.041W$
	A1 相一次抵抗	$R_{1A1}=453.175\Omega$	高調波鉄損	$W_{hf}=0.074W$
	A1 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1A1}=231.470\Omega$	機械損 (at 1,000 rpm)	$W_M=0.900W$
	A2 相一次抵抗	$R_{1A2}=107.892\Omega$	コンデンサ容量	$C=2\mu F$
	A2 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1A2}=14.447\Omega$	コンデンサ抵抗	$R_C=9.55\Omega$
			A相結合係数	$K_A=1,000$

第3表 J_2 回路の計算値と実測値

		計算値	実測値
起動特性	起動電流	0.352 A	0.326 A
	起動入力	35.0 W	32.6 W
	起動トルク	0.243 kg-cm	0.235 kg-cm
	起動力率	0.993	1,000
	コンデンサ端子電圧	139.8 V	131.0 V
運転特性	電流	0.329 A	0.305 A
	入力	32.7 W	30.5 W
	トルク	0.396 kg-cm	0.425 kg-cm
	回転数	900 rpm	900 rpm
	力率	0.994	1,000
	コンデンサ端子電圧	148.4 V	141.0 V



(N=900 rpm, カッコ内は実測値)

第9図 J_2 回路のベクトル図

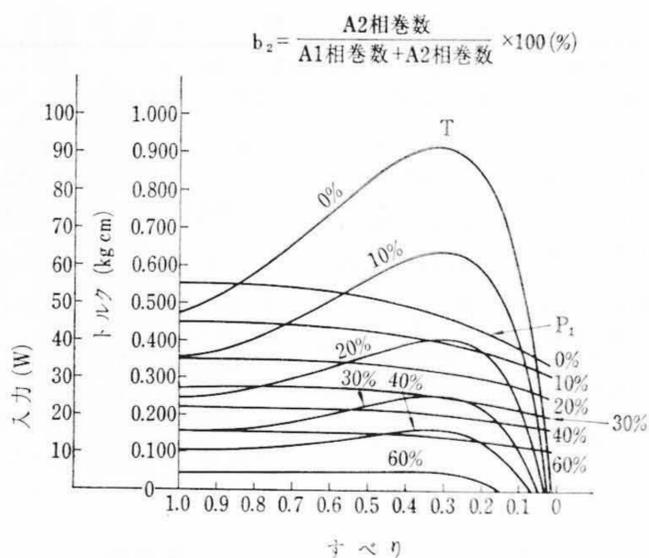
- (b) コンデンサ容量 C を増加すると、起動トルクは増加するが、さらに C を増加するとかえって減少する。
- (c) コンデンサ端子電圧はコンデンサ容量 C に対して極大値が存在し、その C の左右の値では減少する。
- (d) コンデンサ容量 C を増加すると、入力は若干増加するが飽和する傾向がある。

4.2 J_2 回路の例

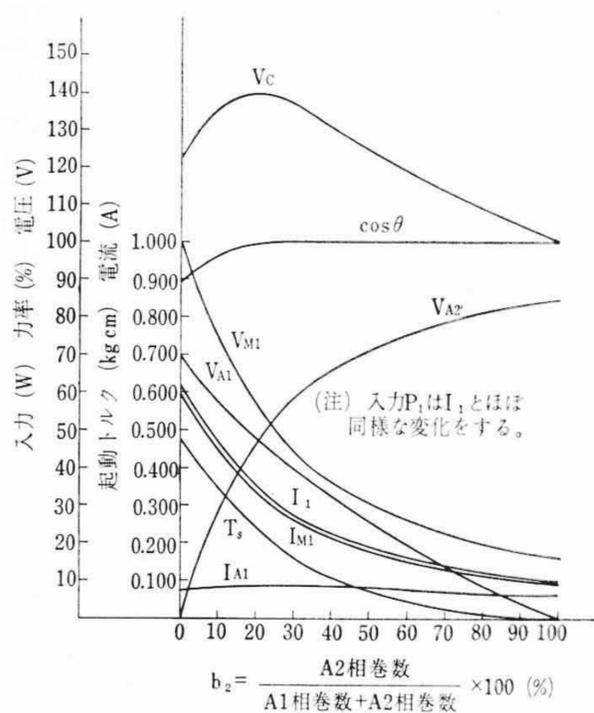
J_2 回路の仕様と回路定数を第2表に示す。第3表はその計算値と実測値との比較である。第9図は本論による900rpmにおけるベクトル図である。この低速回路では $b_2=20\%$ を採用しているからA2相の巻数比は $b_{A2}=b_2 \times 1.805=0.361$ であるが、モータの構造より、A相とM相の空げきに面する電気角が異なるためA2相の有効巻数比 a_{A2} はつぎのようになる。

$$a_{A2} = b_{A2} \times \frac{\sin \frac{\theta_A}{2}}{\sin \frac{\theta_M}{2}} = 0.361 \times \frac{0.9945}{0.9063} = 0.396$$

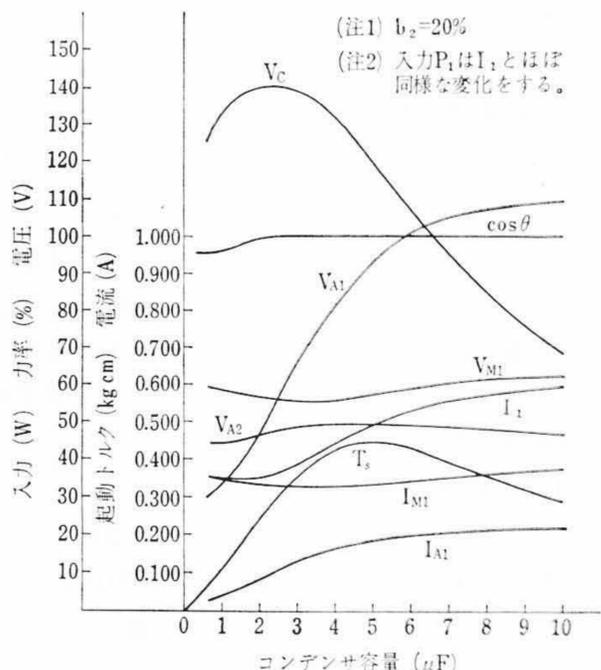
ここに、 $\theta_A=168$ 度: A相の空げきに面する電気角
 $\theta_M=130$ 度: M相の空げきに面する電気角



第10図 J₂回路の b₂ を変化したときの速度—トルク 入力特性曲線



第11図 J₂回路の b₂ を変化したときの起動特性曲線



第12図 J₂回路の C を変化したときの起動特性曲線

この関係は A1 相の有効巻数比 a_{A1} のときも、また、ここで述べるほかの回路のときでも同じである。

また、計算結果を図示すると第10~12図となり、これらを検討してみるとつぎのように要約できる。

(1) 運転特性 (第10, 11図)

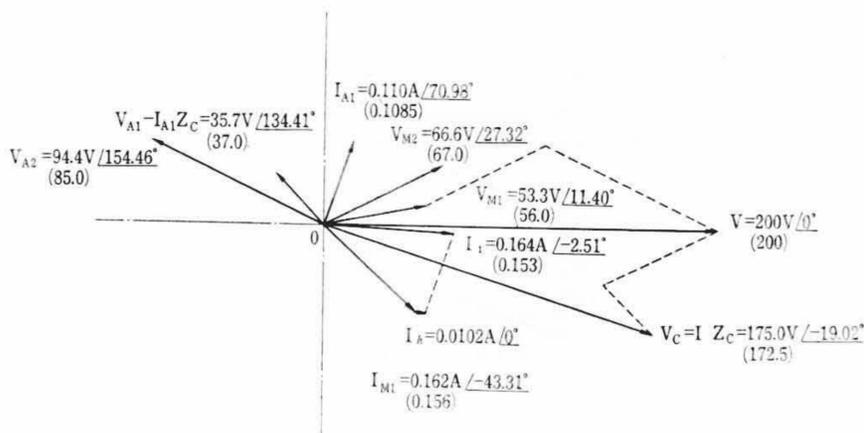
(a) b_2 を増加すると、起動トルクと停動トルクはともに減少

第4表 J₅回路の仕様と回路定数

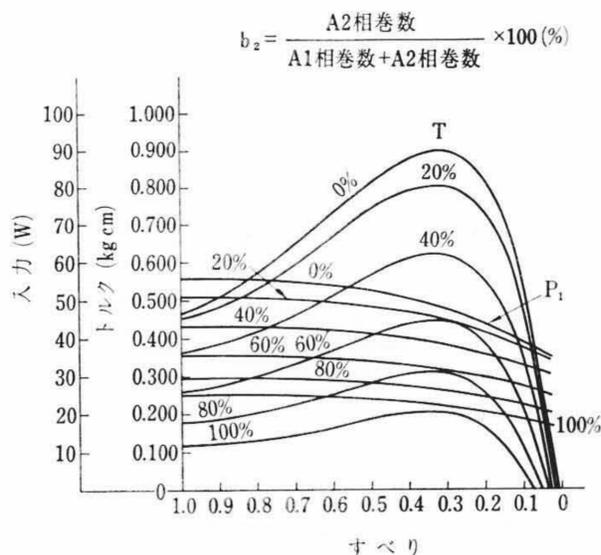
仕様	定格電圧: 200 V, 定格周波数: 50 c/s 極数: 4, 定格出力: 3.7 W, 定格回転数: 900 rpm			
回路定数	A1 相有効巻数比	$a_{A1}=0.792$	励磁リアクタンス	$X_M=191.866\Omega$
	A2 相有効巻数比	$a_{A2}=1.187$	二次抵抗	$R_2=62.547\Omega$
	M2 相有効巻数比	$a_{M2}=1.000$	二次漏えいリアクタンス	$X_2=37.148\Omega$
	M1 相一次抵抗	$R_{1M1}=192.790\Omega$	基本鉄損	$W_{ff}=2.041\text{ W}$
	M1 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1M1}=52.557\Omega$	高調波鉄損機械損 (at 1,000 rpm)	$W_{hf}=0.074\text{ W}$
	M2 相一次抵抗	$R_{1M2}=192.790\Omega$	コンデンサ容量	$C=2\mu\text{F}$
	M2 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1M2}=52.557\Omega$	コンデンサ抵抗	$R_C=9.55\Omega$
	A1 相一次抵抗	$R_{1A1}=219.329\Omega$	M 相結合係数	$K_M=1,000$
A1 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1A1}=57.544\Omega$	A 相結合係数	$K_A=1,000$	
A2 相一次抵抗	$R_{1A2}=333.989\Omega$			
A2 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1A2}=129.235\Omega$			

第5表 J₅回路の計算値と実測値

	計 算 値	実 測 値	
起動特性	起動電流	0.178 A	0.168 A
	起動入力	35.6 W	33.5 W
	起動トルク	0.260 kg-cm	0.260 kg-cm
	起動力率	0.998	0.996
	コンデンサ端子電圧	170.0 V	166.0 V
運転特性	電流	0.164 A	0.153 A
	入力	32.8 W	30.5 W
	トルク	0.437 kg-cm	0.430 kg-cm
	回転数	900 rpm	900 rpm
	力率	0.999	0.997
コンデンサ端子電圧	175.0 V	172.5 V	

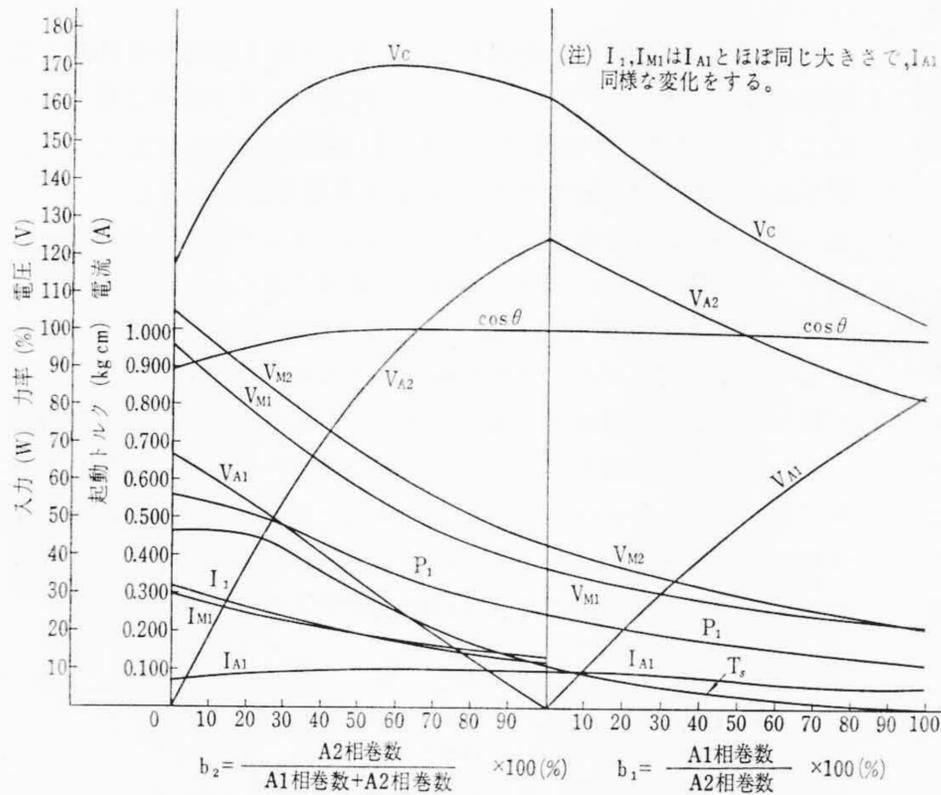


(N=900 rpm, カッコ内は実測値)
第13図 J₅回路のベクトル図



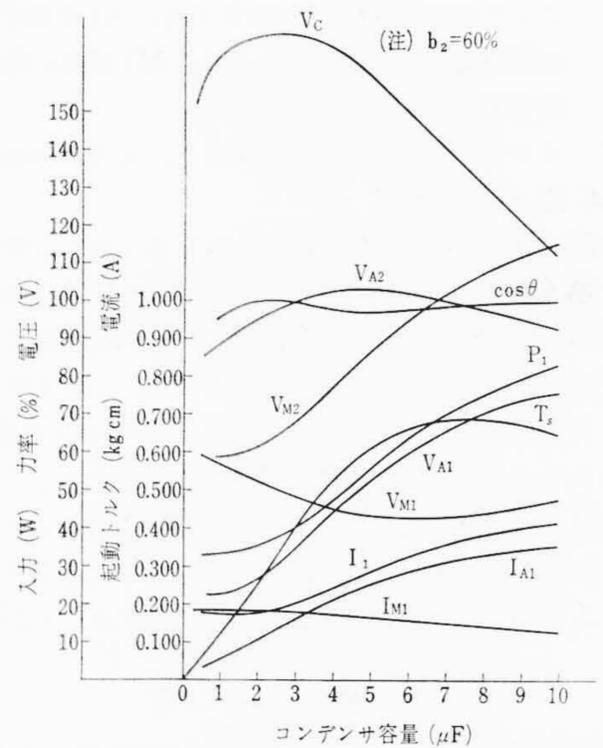
第14図 J₅回路の b₂ を変化したときの速度—トルク 入力特性曲線

する。 $b_2=100\%$ では起動トルクは零となり、モータは回転しない。したがって、この回路では b_2 を任意に選ぶことにより、J₁回路のときの起動トルクと零との間の任意の起動トルクを得ることができ、速度調整の限界は負



第15図 J_5 回路の b_2 を変化させたときの起動特性曲線

第17図 J_6 回路の b_1 を変化させたときの起動特性曲線



第16図 J_5 回路の C を変化させたときの起動特性曲線

荷のトルク曲線と動作点における安定性によって制限される。

- (b) b_2 を増加すると、入力は減少する。
- (2) 起動特性 (第11, 12図)
 - (a) コンデンサ端子電圧は b_2 に対して極大値が存在する。
 - (b) b_2 を増加すると、M1相端子電圧は減少し、A2相端子電圧は増加する。また、A1相端子電圧は減少する。
 - (c) コンデンサ容量 C を増加すると、起動トルクは増加するが、さらに C を増加するとかえって減少する。このとき、最大起動トルクは J_1 回路のときより小さい。
 - (d) コンデンサ端子電圧はコンデンサ容量 C に対して極大値が存在し、その C の左右の値では減少する。
 - (e) コンデンサ容量 C を増加すると、A1相端子電圧は増加する。しかし、M1相端子電圧とA2相端子電圧はほとんど変化しない。
 - (f) コンデンサ容量 C を増加すると、入力は増加する。

4.3 J_5 回路の例

J_5 回路の例としては第4表に示す仕様と回路定数を有するモータを解析する。これは第2表に示したモータの固定子コイルを200V用に巻替えたものである。第5表はこの回路の計算値と実測値、第13図は900rpmにおけるベクトル図を示したものである。また、この低速回路では $b_2=60\%$ を採用している。この回路の計算結果を図示すると第14~16図となり、これらを検討してみるとつぎのように要約できる。

(1) 運転特性 (第14, 15図)

- (a) b_2 を増加すると、起動トルクと停動トルクはともに減少する。しかし、このトルクの減少の割合は J_2 回路より小さく、 $b_2=100\%$ では起動トルクは零とならず、モータは回転する。したがって、この回路では $b_2=100\%$ における最小起動トルク以下の起動トルクを得ることはできず、速度調整は負荷のトルク曲線と動作点における安定性のほかに、この回路の構成によって決定されるこの本質的な要因により制限をうける。すなわち、ある仕様のもとにおいては、この本質的な要因による速度調整限界が存在する。

第6表 J_6 回路の仕様と回路定数

仕様	定格電圧: 200 V, 定格周波数: 50 c/s 極数: 4, 定格出力: 3.0 W, 定格回転数: 900 rpm			
回路定数	A1 相有効巻数比	$a_{A1}=0.396$	励磁リアクタンス	$X_M=191.866 \Omega$
	A2 相有効巻数比	$a_{A2}=1.980$	二次抵抗	$R_2=62.547 \Omega$
	M2 相有効巻数比	$a_{M2}=1.000$	二次漏えいリアクタンス	$X_2=37.148 \Omega$
	M1 相一次抵抗	$R_{1M1}=192.790 \Omega$	基本鉄損	$W_{ff}=2.041 W$
	M1 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1M1}=52.557 \Omega$	高調波鉄損	$W_{hf}=0.074 W$
	M2 相一次抵抗	$R_{1M2}=192.790 \Omega$	機械損 (at 1,000 rpm)	$W_M=0.900 W$
	M2 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1M2}=52.557 \Omega$	コンデンサ容量	$C=6 \mu F$
	A1 相一次抵抗	$R_{1A1}=65.903 \Omega$	コンデンサ抵抗	$R_C=3.19 \Omega$
A1 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1A1}=14.372 \Omega$	M相結合係数	$K_M=1,000$	
A2 相一次抵抗	$R_{1A2}=574.917 \Omega$	A相結合係数	$K_A=1,000$	
A2 相一次漏えいリアクタンス	$X_{1A2}=359.303 \Omega$			

第7表 J_6 回路の計算値と実測値

		計算値	実測値
起動特性	起動電流	0.205 A	0.199 A
	起動入力	34.7 W	33.4 W
	起動トルク	0.240 kg-cm	0.250 kg-cm
	起動力率	0.843	0.839
	コンデンサ端子電圧	142.2 V	136.0 V
運転特性	電流	0.200 A	0.190 A
	入力	32.9 W	31.2 W
	トルク	0.328 kg-cm	0.340 kg-cm
	回転数	900 rpm	900 rpm
	力率	0.824	0.820
コンデンサ端子電圧		142.7 V	137.0 V

- (b) b_2 を増加すると、入力は減少する。

(2) 起動特性 (第15, 16図)

- (a) コンデンサ端子電圧は b_2 に対して極大値が存在する。
- (b) b_2 を増加すると、M1相端子電圧とM2相端子電圧は減少し、A2相端子電圧は増加する。また、A1相端子電圧は減少する。
- (c) コンデンサ容量 C を増加すると、起動トルクは増加するが、さらに C を増加するとかえって減少する。このとき、最大起動トルクは J_1 回路のときとほぼ同じであるが、そのコンデンサ容量は大きい。

- (d) コンデンサ端子電圧はコンデンサ容量 C に対して極大値が存在し、その C の左右の値では減少する。
- (e) コンデンサ容量 C を増加すると、A1相端子電圧とM2相端子電圧は増加する。また、M1相端子電圧とA2相端子電圧はある程度変動する。
- (f) コンデンサ容量 C を増加すると、入力が増加する。

4.4 Δ_6 回路の例

この回路は Δ_5 回路に速度調整限界があるために必要となる回路である。第6表にこの回路の仕様と回路定数を示す。第7表は計算値と実測値との比較である。普通、この回路は Δ_5 回路にA1相コイルだけを巻き足したものであるが、ここでは、トルクは非常に小さくなり、測定値にバラツキがでるため、コンデンサ容量を $6\mu\text{F}$ としてトルクを大きくしたときの計算値と実測値を示してある。ただし、 Δ_5 回路との関係を明らかにするため、第17図はコンデンサ容量を $2\mu\text{F}$ としたときの特性を示してある。この図より入力およびトルクは、 Δ_5 回路の曲線のほぼ延長線上を変化することがわかる。

5. 結 言

以上、回転磁界理論により四巻線二相誘導電動機の基本式を求め、これを応用して、 Δ_2 回路、 Δ_3 回路、 Δ_6 回路の特性式を求めた。この解析結果は計算例に示したとおり実測値と10%以内で一致し、本報告で誘導した諸式は設計基本式として使用できることが明らかに

なった。

Δ_2 回路と Δ_3 回路は b_2 を増加したとき、トルクの減少の割合は Δ_2 回路のほうが大きく、たとえば、同じ速度—トルク特性を得るためには Δ_2 回路では $b_2=20\%$ でよいが、 Δ_3 回路では $b_2=60\%$ にする必要がある、 Δ_6 回路には本質的に速度調整限界が存在する。このため、 Δ_6 回路が必要となる。これら各回路のタップ引出点の位置とコンデンサ容量を変えたときの特性は計算例に述べたとおりである。

この解析においては、各回路とも磁束密度は Δ_1 回路と同じであるとして計算しているが、実際問題としては各回路により起磁力分布が異なるため、磁束密度は同一ではない。また、一極あたり数個のコイルをもつ分布巻きで、タップ引出点はそのコイルを配列上非対称に分割するときには、各コイルと漏えい磁束との鎖交の仕方が集中巻きの場合と変わってくるため、結合係数は変わってくる。したがって、これらについてはさらに研究をすすめる必要がある。

参 考 交 献

- (1) Morrill: T. A. I. E. E. 48, 614, (April. 1929)
- (2) 島田: 日立評論 36, 748, (昭 29-4)
- (3) 藤井: 日立評論 34, 37, (昭 27-9)
- (4) 岐部, 水戸, 神村: 電気学会誌 82, 24, (昭 37-2)
- (5) Trickey: T. A. I. E. E. 55, 144, (Feb. 1936)
- (6) Veinott: Theory and Design of Small Induction Motors (1959)

Vol. 26

日立造船技報

No. 1~2

目 次

- プロペラによってかじが受ける起振力について
- 二重吸入口つきアングル弁の抵抗測定
- 冷蔵庫防熱壁の伝熱に関する二、三の考案
- 進水用コロボの強さ (第1報)
- 球形タンク支持脚付近の局部応用
- 高張力鋼のカセイソーダ水溶液中における耐食性
- 原油燃焼の前処理法 (第3報)
- 各種原油の処理試験——
- PS連続合成げたの終局強度に対する基礎実験

- タッピング作業における切削トルクとめねじ拡大量
- 波形マンホールカバーの強さ
- 3.5% Ni 鋼の熱間加工法
- コルモノイ合金の吹付溶接の実地適用のための実験 (第2報完)
- ヘリアークスポット溶接施工法
- 水圧鉄管組立中におけるX線散乱線量率の分布測定
- ぎ装工作への接着剤の利用

………本誌に関する照会は下記に願います………

日立造船株式会社技術研究所
大阪市此花区桜島北之町 60