

空間高調波磁束을 가진 콘덴서電動機의 特性解析에 關한 研究

논문
24-1-1

The study on Analysis of the Characteristics for Capacitor Motor Having Space Harmonics in its Magnetic Field.

吳 兢 烈*
(Keung Yul Oh)

Abstract

In this paper, the electrical angle between two winding axes in the stator of the capacitor motor is put optional angle, deviding the space harmonics in its magnetic field of two windings and the leakage flux into the forward revolving field and the backward one by the revolving-field theory, its equivalent circuit which consider mutual induction between two windings is depicted.

In the depicted equivalent circuit, the rotor resistance for the fundamental flux is devided into the resistance for the rotor bar and endring, and the rotor leakage reactance for the fundamental is devided into the skew leakage reactance and the other, and each circuit constants for each harmonics is expressed in terms of the circuit constants for the fundamental, so it makes easy to determine the characteristics for the capacitor motor.

As the circuit constant ratios to the magnetizing reactance of the fundamental are used, motors which have same circuit constant ratios should be resembled in their characteristics.

As each characteristic equation is induced by the above circuit, the relation between each circuit constant ratios and the characteristics is made up clear.

1. 序 論

家庭電氣機器, 記錄裝置等の 驅動用電動機로서 콘덴서電動機가 널리 사용되고 있어 그 諸特性이 중요시되므로 이에 대한 充分한 檢討가 있어야 한다.

일반적으로 콘덴서電動機에 있어서는 主卷線軸과 補助卷線軸間의 電氣角度가 $\pi/2$ 일때 回轉磁界說^{(1),(2),(3)}, 對稱座標法⁽⁴⁾, tensor解析⁽⁵⁾을 응용하여 토오크의 一般式을 유도하고 있고 兩卷線軸間의 電氣角度가 $\pi/2$ 아닐 때는 回轉磁界說에 의하여 各 特性式을 提示하고 있지만^{(6),(7)} 이들은 空間高調波磁束은 고려하고 있지

않다.

콘덴서電動機의 主卷線 및 補助卷線은 各 各 同心卷이므로 分布卷線으로된 3相誘導電動機보다 空間磁束 分布가 더욱 심한 階段形波이다. 따라서 空間高調波磁束을 고려하여 解析하여야만 精確한 解析을 얻을 수 있다. Buchanan氏⁽⁸⁾는 兩卷線軸間의 電氣角度가 $\pi/2$ 일 때 그리고 Koike氏⁽⁹⁾는 $\pi/2$ 아닐 때 空間高調波磁束을 고려하여 토오크의 理論式을 誘導하고 있지만 이들 式은 各 高調波磁束에 대한 各 回路定數로서 表示되어 있으므로 그 特性解析은 매우 복잡하다.

著者는 이러한 複雜性을 피하기 위하여 高調波磁束을 고려한 純單相誘導電動機의 解析에 있어서 各 回路定數를 基本波磁束에 대한 回路定數로 표시하여 풀이

* 正會員 : 成均館大學校 理工大學 電氣工學科 教授

하였는데⁽¹⁰⁾ 本論文에서는 그理論을 토대로 하여 콘덴서電動機의 固定子兩卷線軸間의 電氣角度가 任意角일 때 回轉磁界說에 의하여 兩卷線의 空間高調波磁束 및 漏洩磁束을 각각 正方向成分, 逆方向成分으로 分解하므로써 兩卷線間의 相互誘導作用을 고려하고 또 基本波에 대한 回轉子抵抗을 回轉子導體에 관한 抵抗과 端絡環에 관한 抵抗으로 분리하고 基本波에 대한 回轉子漏洩리액턴스도 斜溝리액턴스와 斜溝리액턴스 이외의 漏洩리액턴스로 분리하여 各高調波에 대한 各回路定數를 基本波에 대한 回路定數로서 표시함으로써 特性解析이 비교적 용이하도록 하였다. 그리고 基本波의 勵磁리액턴스에 대한 定數比를 사용하여 定數比가 같은 電動機에 있어서는 類同性을 가지도록 等價回路를 作成하였다. 이 等價回路에 따라 各特性式을 誘導하고 그것을 供試機에 적용하여 계산한 各計算值과 實測值가 일치하였으므로 이 計算式을 사용하여 電動機의 各回路定數比와 特性과의 關係를 명백히 하였다.

2. 等價回路

(2.1) 等價回路的 構成

(2.1.1) 空間磁束의 相互誘導作用

電動機의 主卷線(이하 m 卷線이라 한다)과 補助卷線(이하 a 卷線이라 한다)은 각각 同心卷이므로 이 두 卷線의 空間磁束은 階段形波로 분포되고 이들의 中心은 各卷線의 軸과 일치한다. 이들 階段形波磁束은 對稱이므로 基本波외에 奇數高調波만을 포함한다. 따라서 極數가 $p, 3p, 5p, \dots, np$ 인 正弦波 分布卷線을 가진 電動機가 縱續接續된 것과 等價라고 생각할 수 있다. 이들 電動機를 各極數에 해당하는 高調波電動機라고 부르게로 한다.

지금

- x_{mn} : n 次調波電動機의 m 卷線의 勵磁리액턴스의 $\frac{1}{2}$
- r_{2n} : n 次調波電動機의 回轉子抵抗의 $\frac{1}{2}$ (m 卷線側으로 換算한 값)
- x_{2n} : n 次調波電動機의 回轉子漏洩리액턴스의 $\frac{1}{2}$ (m 卷線側으로 換算한 값)
- C_m : m 卷線의 全直列導體數
- C_a : a 卷線의 全直列導體數
- K_{wmn} : n 次調波電動機의 m 卷線의 卷線係數
- K_{wan} : n 次調波電動機의 a 卷線의 卷線係數
- a_n : n 次調波電動機의 m 卷線의 實効導體數에 대한 a 卷線의 實効導體數의 比
($a_n = C_a K_{wan} / C_m K_{wmn}$)

라 하면 相互誘導作用을 생각하지 않을 때 n 次調波電動機의 일의 슬립에 대한 等價回路는 回轉磁界說에 입각하여 그림 1과 같이 된다(固定子卷線의 抵抗과 漏洩리액턴스는 우선 고려하지 않았다). 이 그림 1을 抵抗과 리액턴스의 直列回路로 고치면 그림 2와 같이 표시할 수 있다. 이 그림에서 添字 f 는 正方向成分, b 는 逆方向成分을 표시한다.

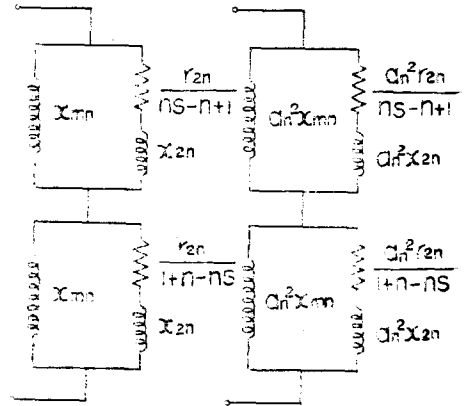


그림 1. 相互誘導作用을 생각하지 않았을 때의 n 次調波電動機의 等價回路

Fig. 1. Equivalent circuit of the n th harmonic motor with mutual induction not considered.

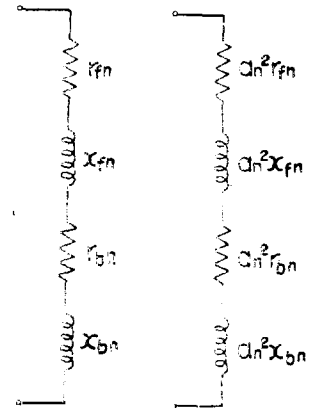


그림 2. 相互誘導作用을 생각하지 않았을 때의 n 次調波電動機의 直列形 等價回路

Fig. 2. Equivalent series circuit of the n th harmonic motor with mutual induction not considered.

다음에 n 次調波電動機의 m 卷線과 a 卷線과의 相互誘導에 의하여 발생한 電壓을 각각

- \dot{E}_{afmn} : a 卷線의 正方向 n 次調波磁束에 의하여 m 卷線에 誘起된 電壓
- \dot{E}_{abmn} : a 卷線의 逆方向 n 次調波磁束에 의하여 m 卷線에 誘起된 電壓
- \dot{E}_{mfan} : m 卷線의 正方向 n 次調波磁束에 의하여 a 卷線에 誘起된 電壓
- \dot{E}_{mban} : m 卷線의 逆方向 n 次調波磁束에 의하여 a 卷

線에 誘起된 電壓

라 정하고 또

\dot{E}'_{mfmn} : m 卷線의 正方向 n 次調波磁束에 의하여 m 卷線에 誘起된 電壓

\dot{E}'_{mbmn} : m 卷線의 逆方向 n 次調波磁束에 의하여 m 卷線에 誘起된 電壓

\dot{E}'_{afcn} : a 卷線의 正方向 n 次調波磁束에 의하여 a 卷線에 誘起된 電壓

\dot{E}'_{abon} : a 卷線의 逆方向 n 次調波磁束에 의하여 a 卷線에 誘起된 電壓

라 한다. 여기서 a 卷線軸이 m 卷線軸 보다 電氣角으로서 임의각 α 만큼 뒤진 위치에 있다고 하고 m 卷線의 電流를 \dot{I}_m , a 卷線의 電流를 \dot{I}_a 라 하면

$$\begin{aligned} \dot{E}'_{afmn} &= \frac{1}{a_n} \dot{E}_{afan} \varepsilon^{-jn\alpha} \\ &= \frac{1}{a_n} \dot{I}_a a_n^2 (r_{fn} + jx_{fn}) \varepsilon^{-jn\alpha} \\ &= a_n (r_{fn} + jx_{fn}) \varepsilon^{-jn\alpha} \dot{I}_a \dots\dots\dots (1) \end{aligned}$$

$$\dot{E}'_{abmn} = \frac{1}{a_n} \dot{E}_{aban} \varepsilon^{jn\alpha} = a_n (r_{bn} + jx_{bn}) \varepsilon^{jn\alpha} \dot{I}_a \dots (2)$$

$$\dot{E}'_{mfan} = a_n \dot{E}'_{mfmn} \varepsilon^{jn\alpha} = a_n (r_{fn} + jx_{fn}) \varepsilon^{jn\alpha} \dot{I}_m \dots (3)$$

$$\dot{E}'_{mban} = a_n \dot{E}'_{mbmn} \varepsilon^{-jn\alpha} = a_n (r_{bn} + jx_{bn}) \varepsilon^{-jn\alpha} \dot{I}_m \dots (4)$$

로 된다. 따라서 相互誘導作用을 생각했을 때의 n 次調波電動機의 等價回路는 그림 3과 같이 된다.

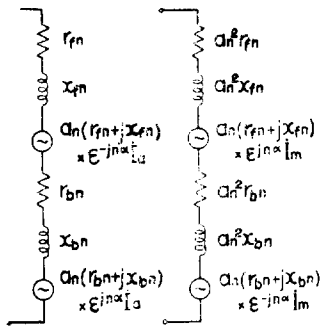


그림 3. 相互誘導作用을 생각했을 때의 n 次調波電動機의 直列形 等價回路

Fig. 3. Equivalent series circuit of the n th harmonic motor with mutual induction considered.

(2·1·2) 漏洩磁束의 相互誘導作用

固定子兩卷線軸間의 電氣角은 임의각 α 이므로 各卷線의 漏洩磁束의 一部가 各 他卷線에 鎖交하여 各卷線에 相互誘導作用에 의한 起電力이 誘起된다. 이 各卷線의 漏洩磁束을 前述과 같이 各 正方向, 逆方向의 回轉磁束으로 分解하여 이들에 의하여 誘起되는 相互誘導起電力을 各 \dot{E}'_{afm} , \dot{E}'_{abm} , \dot{E}'_{mfa} , \dot{E}'_{mba} 라 하고 各卷線의 漏洩磁束에 의하여 各卷線自體에 誘起된 起電力은 各 \dot{E}'_{mfm} , \dot{E}'_{mbm} , \dot{E}'_{afa} , \dot{E}'_{aba} 라 하면(高調

波漏洩磁束에 의한 것은 극히 微少하므로 무시한다⁽⁹⁾.)

$$\dot{E}'_{afm} = \frac{1}{a_1} \dot{E}'_{afa} \varepsilon^{-j\alpha} \dots\dots\dots (5)$$

$$\dot{E}'_{abm} = \frac{1}{a_1} \dot{E}'_{aba} \varepsilon^{j\alpha} \dots\dots\dots (6)$$

$$\dot{E}'_{mfa} = a_1 \dot{E}'_{mfam} \varepsilon^{j\alpha} \dots\dots\dots (7)$$

$$\dot{E}'_{mba} = a_1 \dot{E}'_{mbam} \varepsilon^{-j\alpha} \dots\dots\dots (8)$$

로 되는데 이들 起電力은 리액턴스電壓降下이며 m 卷線의 漏洩磁束에 의하여 m 卷線自體에 誘起된 起電力은 그 漏洩리액턴스 x_{lm} 에 의한 電壓降下와 같아야 하므로

$$\dot{E}'_{mfm} = \dot{E}'_{mbm} = \frac{jx_{lm} \dot{I}_m}{2} \dots\dots\dots (9)$$

따라서 m 卷線의 漏洩磁束에 의하여 a 卷線에 誘起된 起電力은

$$\begin{aligned} \dot{E}'_{mfa} + \dot{E}'_{mba} &= a_1 \frac{jx_{lm} \dot{I}_m}{2} (\varepsilon^{j\alpha} + \varepsilon^{-j\alpha}) \\ &= ja_1 x_{lm} \dot{I}_m \cos \alpha \dots\dots\dots (10) \end{aligned}$$

로 되고 같은 방법으로 a 卷線의 漏洩磁束에 의하여 m 卷線에 誘起된 起電力은

$$\dot{E}'_{afm} + \dot{E}'_{abm} = j \frac{1}{a_1} x_{la} \dot{I}_a \cos \alpha \dots\dots\dots (11)$$

로 된다.

이들 結果 그림 3에 표시한 各 調波電動機의 等價回路를 縱續接續하고 m 卷線에는 m 卷線의 抵抗 r_m , 漏洩리액턴스 x_{lm} 및 $j \frac{1}{a_1} x_{la} \dot{I}_a \cos \alpha$ 를 a 卷線에는 a 卷線의 抵抗 r_a , 漏洩리액턴스 x_{la} 및 $ja_1 x_{lm} \dot{I}_m \cos \alpha$, 그리고 콘덴서의 임피던스 $r_c - jx_c$ 를 各 直列接續하면 電動機의 等價回路가 構成된다.

(2·2) 回路定數

基本波에 대한 回轉子 1相의 抵抗의 半 및 漏洩리액턴스의 半을 m 卷線側으로 換算한 것을 各 r_{21} , x_{21} 라 하여 r_{21} 을 回轉子導體에 관한 抵抗 r_{21c} 와 端絡環에 관한 抵抗 r_{21e} 로 분리 즉

$$r_{21} = r_{21c} + r_{21e} \dots\dots\dots (12)$$

라 하고 또 x_{21} 을 回轉子斜溝리액턴스 $x_{s,k1}$ 과 $x_{s,k1}$ 이외의 漏洩리액턴스 x_{221} 으로 분리 즉

$$x_{21} = x_{221} + x_{s,k1} \dots\dots\dots (13)$$

라 하면 Buchanan氏⁽⁶⁾의 回路定數에 관한 各關係式에 따라

$$x_{m\pi} = \left(\frac{K_{wm\pi}}{K_{wm1}} \right)^2 \frac{C_{s,k\pi}}{C_{s,k1}} x_{m1} \dots\dots\dots (14)$$

$$r_{2\pi} = n^2 \left(\frac{K_{wm\pi}}{K_{wm1}} \right)^2 r_{21c} + \left(\frac{K_{wm\pi}}{K_{wm1}} \right)^2 r_{21e} \dots\dots\dots (15)$$

$$x_{2\pi} = n^2 \left(\frac{K_{wm\pi}}{K_{wm1}} \right)^2 x_{221} + n^2 \left(\frac{K_{wm\pi}}{K_{wm1}} \right)^2 \frac{C_{s,k\pi}}{C_{s,k1}} x_{s,k1} \dots\dots\dots (16)$$

로 된다. 여기서 $K_{wm\pi}/K_{wm1}$ 은 式(附 1)과 같으며 $C_{s,k1}$,

$C_{s,kn}$ 은 각각 基本波 및 n 次高調波에 대한 斜溝係數이
고

$$\frac{C_{s,kn}}{C_{s,k1}} = \frac{\sin \frac{n\theta_{s,k}}{2}}{n \sin \frac{\theta_{s,k}}{2}} \dots \dots \dots (17)$$

이다.

그리고 $\theta_{s,k}$ 는 [rad]으로 표현 斜溝角이고 $x_{s,k1}$ 은
 $x_{s,k1} = k\theta_{s,k}^2 x_{m1}^{(11)}$ ($k=0.03958$) $\dots \dots \dots (18)$

이다.

이들 結果 各 調波電動機의 各 回路定數는 基本波電
動機의 回路定數로서 표시되고 回轉子端絡環의 抵抗,
斜溝角의 變化에 대한 特性變化도 檢討할 수 있다.

(2.3) 等價回路의 一般化

그림 1의 n 次調波電動機의 m 相線에 관한 各 回路定
數에 式 (14), (15), (16), (18)을 代入하고 이들 各
回路定數를 $1/x_{m1}$ 倍하면 그 回路는 그림 4와 같이 된
다.

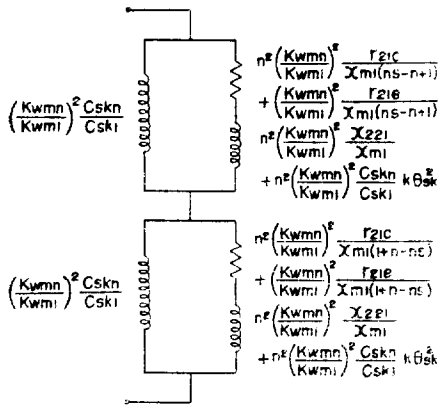


그림 4. n 次調波電動機의 m 相 各 回路定數를 $1/x_{m1}$
倍한 回路

Fig. 4. Circuit which is multiplied circuit constant of m -phase by $1/x_{m1}$ in the n th harmonic motor.

그림 4의 正方向成分 阻抗를 Z_{fn} 라 하여

$$Z_{fn} = R_{fn} + jX_{fn} \dots \dots \dots (19)$$

라 하면

$$R_{fn} = \frac{\left(\frac{K_{wmn}}{K_{wm1}} \frac{C_{s,kn}}{C_{s,k1}}\right)^2 \left\{ n^2 \frac{r_{21c}}{x_{m1}(ns-n+1)} + \frac{r_{21e}}{x_{m1}(ns-n+1)} \right\} + \left\{ n^2 \frac{x_{221}}{x_{m1}} + \frac{C_{s,kn}}{C_{s,k1}} (kn^2\theta_{s,k}^2 + 1) \right\}^2}{\dots \dots \dots} \dots \dots (20)$$

$$X_{fn} = \frac{\left(\frac{K_{wmn}}{K_{wm1}}\right)^2 \left(\frac{C_{s,kn}}{C_{s,k1}}\right) \left\{ \left[n^2 \frac{r_{21c}}{x_{m1}(ns-n+1)} + \frac{r_{21e}}{x_{m1}(ns-n+1)} \right]^2 + \frac{r_{21e}^2}{x_{m1}(ns-n+1)} \right\} + n^2 \left(\frac{x_{221}}{x_{m1}} + \frac{C_{s,kn}}{C_{s,k1}} k\theta_{s,k}^2 \right)}{\left\{ n^2 \frac{x_{221}}{x_{m1}} + \frac{C_{s,kn}}{C_{s,k1}} (kn^2\theta_{s,k}^2 + 1) \right\}^2} \dots \dots (21)$$

이고 逆方向成分 阻抗를 Z_{bn} 이라 하여

$$Z_{bn} = R_{bn} + jX_{bn} \dots \dots \dots (22)$$

라 하면 R_{bn} , X_{bn} 은 각각 R_{fn} , X_{fn} 의 $(ns-n+1)$ 대
신 $(1+n-ns)$ 를 代入한 것이 된다.

基本波電動機의 경우는 式 (19), (20), (21)에 있어
서 $n=1$, $K_{wmn}/K_{wm1} = C_{s,kn}/C_{s,k1} = 1$ 라 하여

$$Z_{f1} = R_{f1} + jX_{f1} \dots \dots \dots (23)$$

$$R_{f1} = \frac{\frac{r_{21c}}{x_{m1}s} + \frac{r_{21e}}{x_{m1}s}}{\left(\frac{r_{21c}}{x_{m1}s} + \frac{r_{21e}}{x_{m1}s} \right)^2 + \left(\frac{x_{221}}{x_{m1}} + k\theta_{s,k}^2 + 1 \right)^2} \dots (24)$$

$$X_{f1} = \frac{\left(\frac{r_{21c}}{x_{m1}s} + \frac{r_{21e}}{x_{m1}s} \right)^2 + \left(\frac{x_{221}}{x_{m1}} + k\theta_{s,k}^2 \right)}{\left(\frac{r_{21c}}{x_{m1}s} + \frac{r_{21e}}{x_{m1}s} \right)^2} * \frac{\left(\frac{x_{221}}{x_{m1}} + k\theta_{s,k}^2 + 1 \right)}{\left(\frac{x_{221}}{x_{m1}} + k\theta_{s,k}^2 + 1 \right)^2} \dots \dots (25)$$

이고 式 (22)부터

$$Z_{b1} = R_{b1} + jX_{b1} \dots \dots \dots (26)$$

이며 R_{b1} , X_{b1} 은 각각 R_{f1} , X_{f1} 의 s 대신 $(2-s)$ 를 代
入하면 된다.

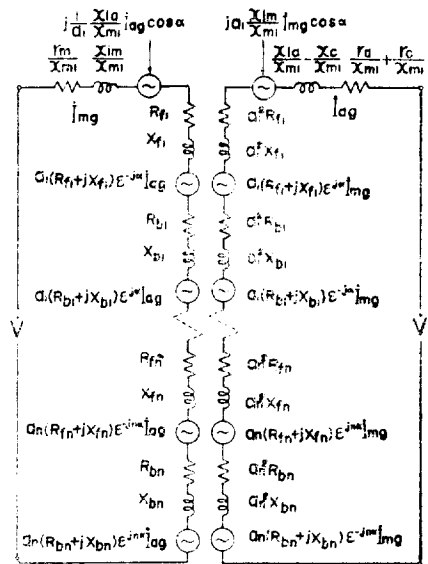


그림 5. 一般化한 等價回路
Fig. 5. Generalized equivalent circuit

이들 結果 電動機의 兩卷線의 供給電壓을 \dot{V} 라 하고 各 回路定數를 $1/x_{m1}$ 배한 電動機에 電壓 \dot{V} 를 가했을 때의 m 卷線의 電流를 $\dot{I}_{m\epsilon}$, a 卷線의 電流를 $\dot{I}_{a\epsilon}$ 라 하면 各 回路定數를 $1/x_{m1}$ 배한 電動機의 等價回路는 (2·1) 等價回路의 構成에 관한 내용에 따라 그림 5와 같이 된다.

電動機의 各 回路定數를 $1/x_{m1}$ 배한 電動機에 있어서 그 電流分布狀態는 變化없고 \dot{I}_m, \dot{I}_a 는 각각 $\dot{I}_{m\epsilon}, \dot{I}_{a\epsilon}$ 의 $1/x_{m1}$ 배로 된다. 또 電動機의 各部에 소비되는 電力도 그림 5의 경우의 $1/x_{m1}$ 로 된다.

위와 같이 定數比로서 표하면 定數比가 같은 電動機에 있어서는 그 特性이 類似性을 갖게 되어 一般性을 띠게 된다.

따라서 그림 5는 電動機의 一般化한 等價回路라고 볼 수 있으며 各 調波電動機의 回路定數比를 基本波電動機의 回路定數比로서 표시하였으므로 電動機의 各 特性解析이 용이할 것이다.

3. 特性式

그림 5의 m 卷線에 있어서 다음 式이 성립한다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{I}_{m\epsilon} \left\{ \frac{r_m}{x_{m1}} + j \frac{x_{im}}{x_{m1}} + \sum (R_{fn} + jX_{fn}) \right. \\ &\quad \left. + \sum (R_{bn} + jX_{bn}) \right\} \\ &\quad + \dot{I}_{a\epsilon} \left\{ j \frac{1}{a_1} \frac{x_{ia}}{x_{m1}} \cos \alpha + \sum a_n (R_{fn} \right. \\ &\quad \left. + jX_{fn}) \epsilon^{-jn\alpha} + \sum a_n (R_{bn} + jX_{bn}) \epsilon^{jn\alpha} \right\} \\ &= \dot{I}_{m\epsilon} Z_{mm} + \dot{I}_{a\epsilon} Z_{ma} \end{aligned} \quad (27)$$

여기서 Z_{mm}, Z_{ma} 는 각각

$$\begin{aligned} Z_{mm} &= \frac{r_m}{x_{m1}} + \sum (R_{fn} + R_{bn}) \\ &\quad + j \left\{ \frac{x_{im}}{x_{m1}} + \sum (X_{fn} + X_{bn}) \right\} \\ &= \beta_{mm} + j\gamma_{mm} \quad (28) \\ Z_{ma} &= \sum a_n \{ (R_{fn} + R_{bn}) \cos n\alpha + (X_{fn} - X_{bn}) \sin n\alpha \} \\ &\quad + j \left[\frac{1}{a_1} \frac{x_{ia}}{x_{m1}} \cos \alpha + \sum a_n \{ (R_{bn} - R_{fn}) \sin n\alpha \right. \\ &\quad \left. + (X_{fn} + X_{bn}) \cos n\alpha \} \right] \\ &= \beta_{ma} + j\gamma_{ma} \quad (29) \end{aligned}$$

이다. 또 a 卷線에 있어서는 다음 式이 성립한다.

$$\begin{aligned} \dot{V} &= \dot{I}_{a\epsilon} \left\{ \frac{r_a}{x_{m1}} + \frac{r_c}{x_{m1}} + j \left(\frac{x_{ia}}{x_{m1}} - \frac{x_c}{x_{m1}} \right) \right. \\ &\quad \left. + \sum a_n^2 (R_{fn} + jX_{fn}) + \sum a_n^2 (R_{bn} + jX_{bn}) \right\} \\ &\quad + \dot{I}_{m\epsilon} \left\{ j a_1 \frac{x_{im}}{x_{m1}} \cos \alpha + \sum a_n (R_{fn} + jX_{fn}) \epsilon^{jn\alpha} \right. \\ &\quad \left. + \sum a_n (R_{bn} + jX_{bn}) \epsilon^{-jn\alpha} \right\} \end{aligned}$$

$$= \dot{I}_{a\epsilon} Z_{aa} + \dot{I}_{m\epsilon} Z_{am} \quad (30)$$

여기서 Z_{aa}, Z_{am} 는 각각

$$\begin{aligned} Z_{aa} &= \frac{r_a}{x_{m1}} + \frac{r_c}{x_{m1}} + \sum a_n^2 (R_{fn} + R_{bn}) \\ &\quad + j \left\{ \frac{x_{im}}{x_{m1}} - \frac{x_c}{x_{m1}} + \sum a_n^2 (X_{fn} + X_{bn}) \right\} \\ &= \beta_{aa} + j\gamma_{aa} \quad (31) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Z_{am} &= \sum a_n \{ (R_{fn} + R_{bn}) \cos n\alpha - (X_{fn} - X_{bn}) \sin n\alpha \} \\ &\quad + j \left[a_1 \frac{x_{im}}{x_{m1}} \cos \alpha + \sum a_n \{ (R_{fn} - R_{bn}) \sin n\alpha \right. \\ &\quad \left. + (X_{fn} + X_{bn}) \cos n\alpha \} \right] \\ &= \beta_{am} + j\gamma_{am} \quad (32) \end{aligned}$$

이다.

式 (27), (30)부터

$$\dot{I}_{m\epsilon} = \frac{\dot{V}}{\frac{Z_{mm}Z_{aa} - Z_{ma}Z_{am}}{Z_{aa} - Z_{ma}}} = \frac{\dot{V}}{R_{m\epsilon} + jX_{m\epsilon}} \quad (33)$$

$$\dot{I}_{a\epsilon} = \frac{\dot{V}}{\frac{Z_{mm}Z_{aa} - Z_{ma}Z_{am}}{Z_{mm} - Z_{am}}} = \frac{\dot{V}}{R_{a\epsilon} + jX_{a\epsilon}} \quad (34)$$

이며 $R_{m\epsilon}, X_{m\epsilon}, R_{a\epsilon}, X_{a\epsilon}$ 는 각각 式(附 2), (附 3), (附 4), (附 5)와 같다.

그리고 電壓을 基準으로 했을 때의 電流 $\dot{I}_{m\epsilon}, \dot{I}_{a\epsilon}$ 의 位相角은 각각 다음과 같다.

$$\theta_m = -\tan^{-1} \frac{X_{m\epsilon}}{R_{m\epsilon}} \quad (35)$$

$$\theta_a = -\tan^{-1} \frac{X_{a\epsilon}}{R_{a\epsilon}} \quad (36)$$

그림 5의 電動機의 電源부터 流入하는 電流는

$$\dot{I}_\epsilon = \dot{I}_{m\epsilon} + \dot{I}_{a\epsilon}$$

이고 실제 각 電流의 實効値는

$$I_m = \frac{1}{x_{m1}} I_{m\epsilon} \quad (37)$$

$$I_a = \frac{1}{x_{m1}} I_{a\epsilon} \quad (38)$$

$$I = \frac{1}{x_{m1}} I_\epsilon \quad (39)$$

로 된다. 또 실제 一次入力은

$$W = \frac{1}{x_{m1}} (I_{m\epsilon}^2 R_{m\epsilon} + I_{a\epsilon}^2 R_{a\epsilon}) \quad (40)$$

로 된다.

n 次調波에 의한 發生토포크는 各 卷線의 電流와 그 에 誘起되는 正方向成分 및 逆方向成分電壓으로써 形成되는 電力의 差로서 표시되므로 이것을 基本波電動機의 同期와트로서 표시하면

$$\begin{aligned} T' &= \sum n [\text{Real} \{ \dot{I}_{m\epsilon} (R_{fn} + jX_{fn}) \\ &\quad + a_n \dot{I}_{a\epsilon} (R_{fn} + jX_{fn}) \epsilon^{-jn\alpha} \} \dot{I}_{m\epsilon}] \\ &\quad + \text{Real} \{ \dot{I}_{a\epsilon} (a_n^2 R_{fn} + j a_n^2 X_{fn}) \\ &\quad + a_n \dot{I}_{m\epsilon} (R_{fn} + jX_{fn}) \epsilon^{jn\alpha} \} \dot{I}_{a\epsilon} \\ &\quad - \text{Real} \{ \dot{I}_{m\epsilon} (R_{bn} + jX_{bn}) \} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & + a_n I_{a\alpha} (R_{bn} + jX_{bn}) \epsilon^{jn\alpha} \bar{I}_{m\alpha} \\
 & - \text{Real} [\bar{I}_{a\alpha} (a_n^2 R_{bn} + ja_n^2 X_{bn}) \\
 & + a_n I_{m\alpha} (R_{bn} + jX_{bn}) \epsilon^{-jn\alpha}] \bar{I}_{a\alpha}] \\
 & = \sum n \{ (R_{fn} - R_{bn}) (I_{m\alpha}^2 + a_n^2 I_{a\alpha}^2 \\
 & + 2a_n I_{m\alpha} I_{a\alpha} \cos \theta_{ma} \cos n\alpha) \\
 & + 2(R_{fn} + R_{bn}) a_n I_{m\alpha} I_{a\alpha} \sin \theta_{ma} \sin n\alpha \} \dots (41)
 \end{aligned}$$

로 되며 여기서 $\theta_{ma} = \theta_a - \theta_m$ 이다.

위 식의 第1項에는 始動토크가 存在하지 않으며 第2項이 始動토크를 발생한다.

그리고 실제 토크는

$$T = \frac{1}{x_{m1}} T' \dots (42)$$

이다.

이들 結果 실제의 出力 W_0 , 軸出力 W_0' , 效率 η , 力率 pf 는 각각 다음과 같이 된다.

$$W_0 = T(1-s) \dots (43)$$

$$W_0' = W_0 - (\text{鐵損} + \text{機械損}) \dots (44)$$

$$\eta = \frac{W_0'}{W} \times 100 \dots (45)$$

$$pf = \frac{W}{VI} \times 100 \dots (46)$$

위 各 特性式은 r_m/x_{m1} , x_{1m}/x_{m1} , r_{21c}/x_{m1} , r_{21e}/x_{m1} , x_{221}/x_{m1} , θ_{sk} , r_a/x_{m1} , (r_c/x_{m1} 은 r_a/x_{m1} 에 포함시켜 생각), x_{1a}/x_{m1} , x_c/x_{m1} , α , C_a/C_m 의 函數이므로 基本波電動機의 回路定數比로서 空間高調波를 가진 電動機의 特性을 解析하게 되었을 뿐 아니라 細分된 定數比로서 그 特性을 檢討할 수 있게 되었다.

그리고 이들은 어떤 좁은 範圍에 들어가는 限定된 값이 되리라고 생각되며 電動機의 特性은 그 限定된 값에 따라 결정될 것이다.

4. 特性式의 數值計算과 實驗結果

解析結果를 比較檢討하기 위하여 表 1과 같은 定格

表 1. 供試電動機 I의 定格과 回路定數比

Table 1. Specifications & circuit constant ratios of the tested motor I

| 定格 | 電壓 100[V] | 出力 200[W] | | |
|-------|------------------|------------------|-------------------|---------------|
| | 周波數 60[Hz] | 回轉數 3450[R.P.M.] | 極數 2 | |
| 回路定數比 | $1/x_{m1}$ | 0.03392 | α | 1.57079 [rad] |
| | r_m/x_{m1} | 0.06544 | K_{wm3}/K_{wm1} | 0.00944 |
| | x_{1m}/x_{m1} | 0.14196 | K_{wm5}/K_{wm1} | 0.00473 |
| | x_{221}/x_{m1} | 0.06126 | C_a/C_m | 1.59728 |
| | r_{21c}/x_{m1} | 0.01135 | a_1 | 1.59337 |
| | r_{21e}/x_{m1} | 0.06025 | a_3 | 1.08855 |
| | r_a/x_{m1} | 0.16993 | a_5 | 1.88248 |
| | x_{1a}/x_{m1} | 0.36042 | θ_{sk} | 0.31357 [rad] |
| | x_c/x_{m1} | 2.90253 | | |

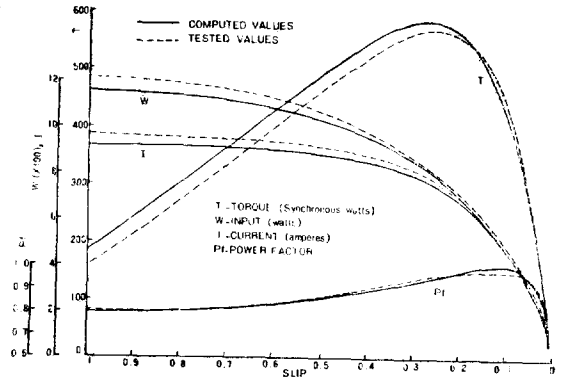


그림 6. 供試機 I의 特性

Fig. 6. Characteristics of the tested motor I

과 回路定數比를 가진 콘덴서電動機에 대하여 계산하였다. 계산은 電子計算機에 의하여 슬립을 1% 間隔으로 변화시켜 각 슬립에 대한 값을 산출하였다. 그 結果는 그림 6과 같으며 토크는 定格負荷때의 토크를 100[%]로 하고 이를 기준으로 하여 圖示하였다.

實驗에 있어서 電動機가 無負荷로 回轉할 때의 토크는

(回轉子 및 付屬裝置의 慣性moment)

\times (回轉子の 角加速度) [$N \cdot m$]

에 의하여 구하였으며 角加速度는 時間一回轉角速度曲線으로부터 구하였고 角速度는 光電裝置에 의하여 測定하였다. 黑色테이프를 等間隔으로 取付한 金屬圓盤을 電動機軸에 固定시키고 Photoelectric pickoff를 사용하여 電動機回轉數當 圓盤의 테이프數 만큼의 펄스를 발생시키고 이 펄스를 Photo corder에 記錄한 후 펄스 간격으로부터 平均角速度를 구하고 이것을 그 區間의 中點에 해당하는 時間에 대한 角速度로 하였다(12). 그리고 慣性moment는 回轉振動에 의한 測定法에 따라 測定하였으며 供試機의 慣性moment는 金屬圓盤을 포함해서 $61.1[\text{cm}^2 \cdot \text{kg}]$ 이 었다.

그림 6의 計算値는 各卷線의 溫度를 75°C 로 하여 구

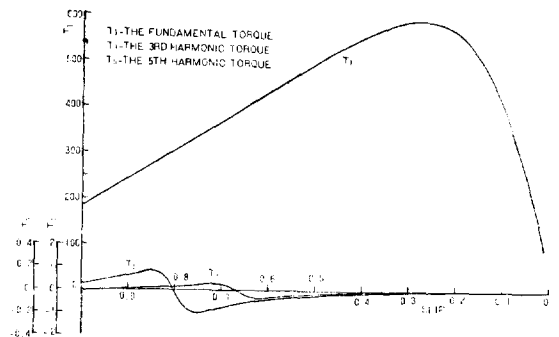


그림 7. 供試機 I의 高調波 토크

Fig. 7. Harmonic torques (synchronous watts) of the tested motor I

한 값이고 計算値의 토오크는 鐵損과 機械損을 포함하고 있으므로 이들 條件을 고려하면 計算値는 實測値에 접근한다고 생각하여도 좋다. 그림 7은 計算値 토오크를 各 調波電動機에 대하여 분해한 것인데 第3, 5調波 토오크는 그 값이 대단히 적음을 알 수 있다. 이들 結果 그림 6, 7에서 보는 바와 같이 計算値와 實測値가 比較의 일치하여 本 解析法이 妥當함을 알 수 있다.

5. 回路定數比의 變化에 따른 各特性的 變化

供試電動機 I 은 高調波成分이 적어 高調波成分의 變化를 檢討하기는 不適當하므로 表 2와 같은 定格과 回路定數比를 가진 高調波成分이 큰 電動機를 選定하여 第5高調波磁束까지 考慮하여 各 特性을 計算한 結果 그림 8~29와 같았다.

그림에서 보는 바와 같이 高調波成分이 많은 選定된 電動機 II의 基本波 토오크, 入力, 電流 및 力率特性曲線에 슬립 0.68 附近에서 歪曲狀態가 나타나는데 이것은 高調波成分이 적은 供試電動機 I, 그리고 基本波分만 생각했을 때는 나타나지 않는 것을 보아 高調波成分이 클 때 나타나고 回路定數比의 變化에 따라 變化함을 알 수 있다. 여기서 百分率로 표시한 것은 供試電動機 II의 定格과 回路定數比를 각각 100[%]로 한 것이다.

表 2. 供試電動機 II의 定格과 回路定數比
Table 2. Specifications & circuit constant ratios of the tested motor II

| 定格 | 電壓 100[V] 周波數 60[Hz] | 出力 200[W] 回轉數 1710[R.P.M.] 極數 4 | | |
|-------|-------------------------|------------------------------------|-------------------------------|---------------|
| 回路定數比 | $1/x_{m1}$ | 0.02666 | α | 1.57079 [rad] |
| | r_m/x_{m1} | 0.08000 | $K_{w\omega 3}/K_{w\omega 1}$ | 0.15000 |
| | x_{1m}/x_{m1} | 0.08000 | $K_{w\omega 5}/K_{w\omega 1}$ | 0.01500 |
| | x_{221}/x_{m1} | 0.03370 | Ca/C_m | 1.50000 |
| | r_{21c}/x_{m1} | 0.03380 | a_1 | 1.60000 |
| | r_{21e}/x_{m1} | 0.02750 | a_3 | 2.50000 |
| | r_a/x_{m1} | 0.20000 | a_5 | 0.60000 |
| | x_{1a}/x_{m1} | 0.20000 | θ_{1k} | 0.40000 [rad] |
| | x_c/x_{m1} | 2.83085 | | |

變化시키는 回路定數比 이외의 回路定數比를 일정하게 한다는 것은 그 定數比만이 가지는 構造上的 機械定數를 適宜 變化시켜 그 값을 일정하게 한다는 것이다. x_{m1} 이 固定子の 길이 및 內徑, 空腔의 길이, 齒節, 齒幅, 슬롯의 幅, 슬롯의 數, 각 코일의 코일피치, 直列 導體數, 卷線係數, 極數, 回轉子の 齒節 및 齒幅, 슬롯의 幅, 斜溝角等に 關係되니 이들의 變化에 따라 回路定數比가 變化하여 特性이 變化될 것이며, r_m/x_{m1} , r_a/x_{m1} 의 變化에는 固定子 슬롯의 길이, 卷線의 斷面積

및 固有抵抗, x_{1m}/x_{m1} , x_{1a}/x_{m1} 의 變化에는 固定子 슬롯의 모양, x_{221}/x_{m1} 의 變化에는 回轉子 슬롯의 모양, r_{21c}/x_{m1} 의 變化에는 回轉子 導體棒의 斷面積 및 固有抵抗, r_{21e}/x_{m1} 의 變化에는 端絡環의 斷面積, 內徑, 外徑 및 固有抵抗이 중요한 因子가 된다.

(5.1) r_m/x_{m1} , x_{1m}/x_{m1} , x_{221}/x_{m1} , θ_{1k} 의 影響

各 定數比 및 θ_{1k} 를 一個씩 어떤 範圍로 變化시켰을 때의 各 特性曲線을 구하니 그림 8~15와 같이 되었다. 이 그림에 의하여 檢討한 結果를 要約하면 다음과 같다.

(1) 各 變數値의 감소에 따라 基本波 토오크의 最大值 및 起動 토오크가 증가하며 最大值는 r_m/x_{m1} , 起動 토오크는 x_{1m}/x_{m1} , x_{221}/x_{m1} 의 감소에 따라 그 증가가 심하다. 그리고 x_{221}/x_{m1} , θ_{1k} 의 變化에 있어서는 슬립 약 0~0.12 範圍에서 그 감소에 따라 극히 미소한 토오크의 감소를 보이고 있다.

(2) 第3調波 토오크는 r_m/x_{m1} , x_{1m}/x_{m1} , θ_{1k} 의 감소에 따라 그 最大值가 증가하며 역시 r_m/x_{m1} 의 감소에 따라 그 증가가 심하다. 그러나 x_{221}/x_{m1} 의 감소에는 별로 變化가 없다. 그리고 各 變數値의 감소에 따라 電動機의 起動 토오크를 감소시키는 傾向을 보이며 이것은 x_{221}/x_{m1} 의 變化에 다소 심하다.

(3) 第5調波 토오크는 各 變數値의 감소에 따라 最大值는 증가하며 이 變化는 θ_{1k} 의 變化에 심하다. 그리고 各 變數値의 감소에 따라 電動機의 起動 토오크를 증가시키는 傾向을 보이며 역시 x_{221}/x_{m1} 의 變化에 다소 심하다.

(4) 入力は r_m/x_{m1} , x_{1m}/x_{m1} 의 變化에 슬립이 적은 範圍에서는 거의 變化가 없지만 그의 範圍에서는 그 감소에 따라 증가하며 x_{1m}/x_{m1} 의 감소에 따라 그 變化가 심하다. 그리고 x_{221}/x_{m1} , θ_{1k} 의 變化에 있어서는 슬립 약 0~0.12 範圍에서 그 감소에 따라 극히 미소하나마 入力の 減소를 보이고 그의 範圍에서는 증가하는데 그 變化는 x_{221}/x_{m1} 의 變化에 심하다.

(5) 電流의 變化는 入力の 變化와 類似하며 r_m/x_{m1} , x_{1m}/x_{m1} 의 變化에 슬립이 적은 範圍에서는 거의 變化가 없지만 그의 範圍에서는 그 감소에 따라 증가한다. 그리고 x_{221}/x_{m1} , θ_{1k} 의 變化에 있어서는 슬립 약 0~0.12 範圍에서 그 감소에 따라 극히 미소하나마 電流의 減소를 보이고 그의 範圍에서는 電流의 증가를 보이고 있다. 그러나 θ_{1k} 의 變化에 대한 電流의 變化는 별로 심하지 않다.

(6) 力率は 各 變數値의 變化에 따라 슬립이 적은 範圍에서는 거의 變化가 없지만 그의 範圍에서는 r_m/x_{m1} 의 감소에 따라 나빠지고 x_{1m}/x_{m1} , x_{221}/x_{m1} , θ_{1k} 의 감소에는 좋아지고 있지만 θ_{1k} 의 變化에는 그 變化가 별로 심하지 않다.

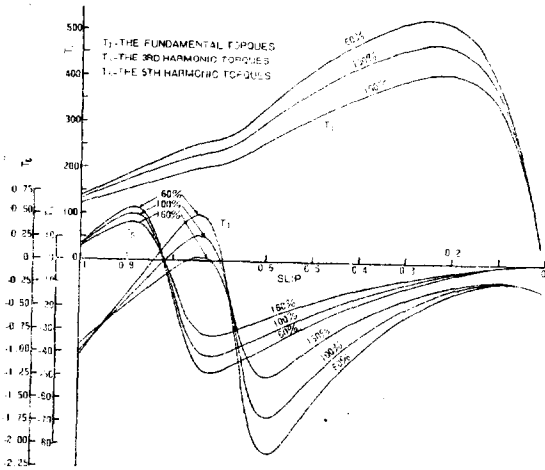


그림 8. r_m/x_{m1} 과 高調波 토크와의 關係
 Fig. 8. Harmonic torques (synchronous watts) vs. slip with variation in r_m/x_{m1}

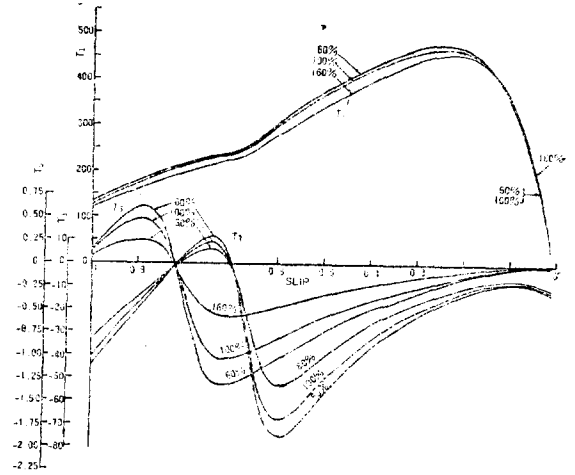


그림 11. θ_s 와 高調波 토크와의 關係
 Fig. 11. Harmonic Torques (synchronous watts) vs. slip with variation in θ_s

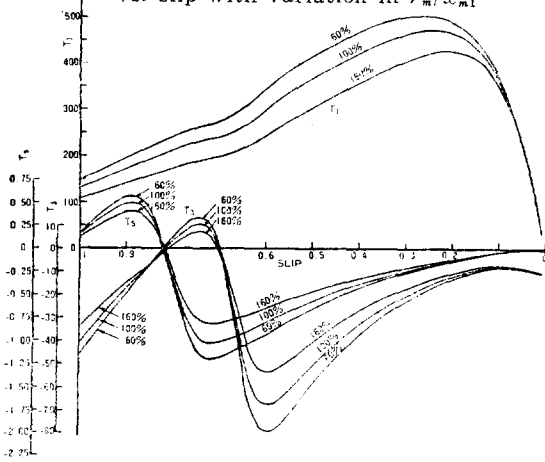


그림 9. x_{lm}/x_{m1} 과 高調波 토크와의 關係
 Fig. 9. Harmonic torques (synchronous watts) vs. slip with variation in x_{lm}/x_{m1}

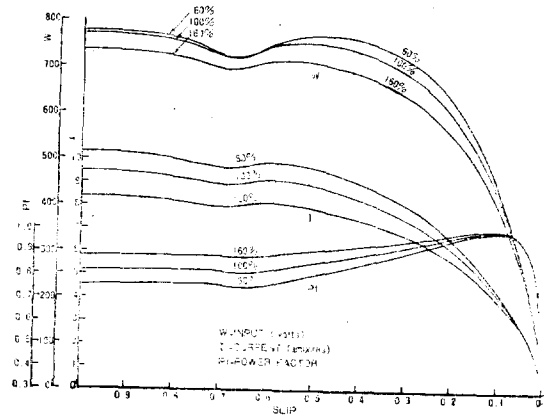


그림 12. r_m/x_{m1} 과 入力, 電流, 力率과의 關係
 Fig. 12. Input, current, power factor vs. slip with variation in r_m/x_{m1}

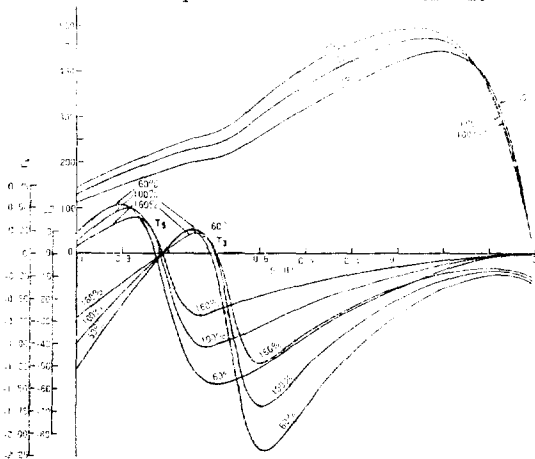


그림 10. x_{221}/x_{m1} 과 高調波 토크와의 關係
 Fig. 10. Harmonic torques (synchronous watts) vs. slip with variation in x_{221}/x_{m1}

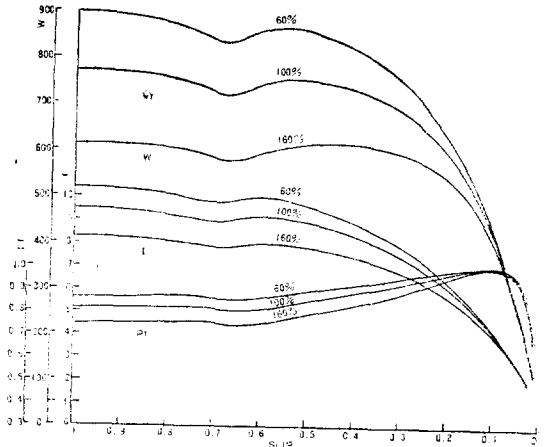


그림 13. x_{lm}/x_{m1} 과 入力, 電流, 力率과의 關係
 Fig. 13. Input, current, power factor vs. slip with variation in x_{lm}/x_{m1}

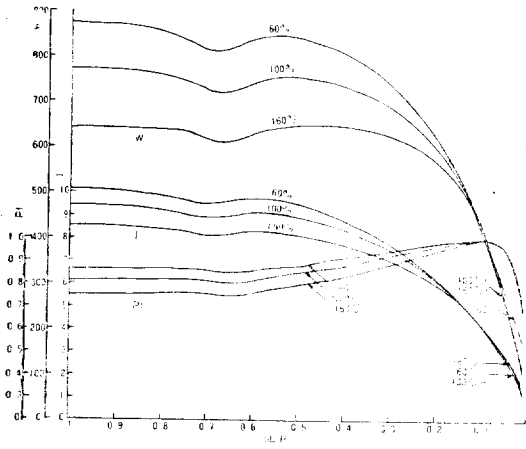


그림 14. x_{221}/x_{m1} 과 入力, 電流, 力率과의 關係
Fig. 14. Input, current, power factor vs. slip with variation in x_{221}/x_{m1}

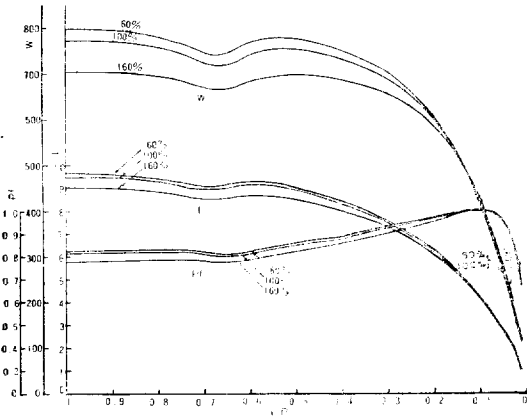


그림 15. θ_{1A} 와 入力, 電流, 力率과의 關係
Fig. 15. Input, current, power factor vs. slip with variation in θ_{1A}

(5.2) r_{21c}/x_{m1} , r_{21e}/x_{m1} 의 影響

이 때의 各 特性曲線은 그림 16~19와 같으며 檢討 結果를 要約하면 다음과 같다.

(1) 各 變數值의 감소에 따라 基本波토크의 最大 值는 증가하고 起動토크는 감소한다.

(2) 各 變數值의 감소에 따라 第3調波토크의 最大 值가 증가하는데 r_{21c}/x_{m1} 의 변화때는 그 변화가 상당히 심하다. r_{21c}/x_{m1} 의 변화는 電動機의 起動토크에 거의 影響을 미치지 않지만 r_{21c}/x_{m1} 의 감소는 電動機의 토크를 크게 증가시킨다. 그리고 슬립이 적은 範圍에서의 第3調波토크특성曲線의 垂下狀態가 r_{21c}/x_{m1} 의 증가에 따라 다소 심하여 진다.

(3) 各 變數值의 감소에 따라 第5調波토크의 最

大值가 증가하는데 역시 r_{21c}/x_{m1} 의 변화때 그 변화가 심하다. 그리고 各 變數值의 변화는 電動機의 起動토크에 거의 影響을 미치지 않는다.

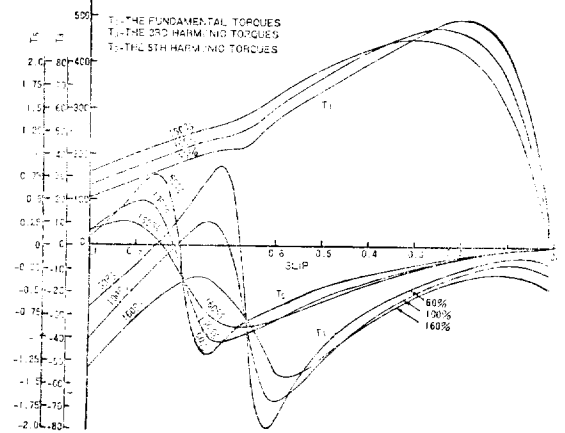


그림 16. r_{21c}/x_{m1} 과 高調波 토크와의 關係
Fig. 16. Harmonic torques (synchronous watts) vs. slip with variation in r_{21c}/x_{m1}

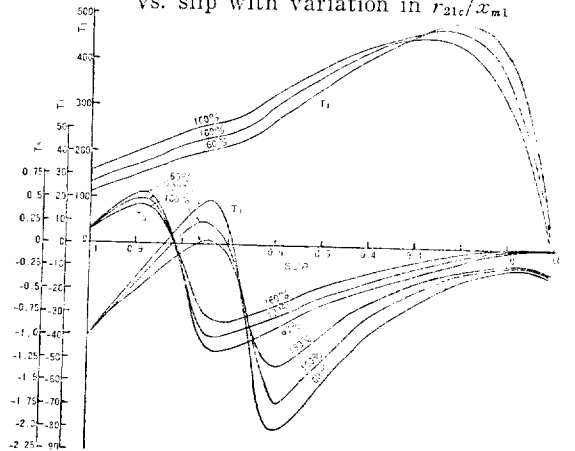


그림 17. r_{21c}/x_{m1} 과 高調波 토크와의 關係
Fig. 17. Harmonic torques (synchronous watts) vs. slip with variation in r_{21c}/x_{m1}

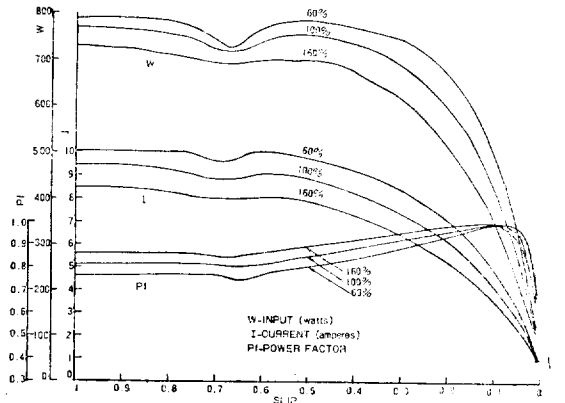


그림 18. r_{21c}/x_{m1} 과 入力, 電流, 力率과의 關係
Fig. 18. Input, current, power factor vs. slip with variation in r_{21c}/x_{m1}

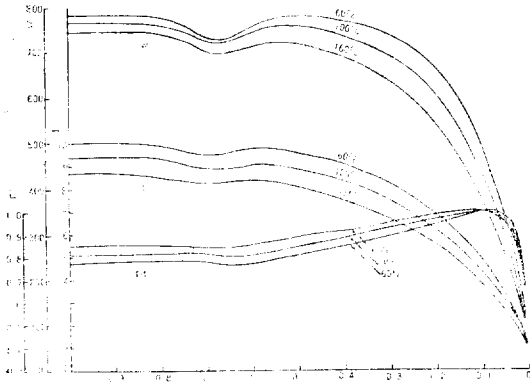


그림 19. r_{21e}/x_{m1} 과 入力, 電流, 力率과의 關係
 Fig. 19. Input, current, power factor vs. slip with variation in r_{21e}/x_{m1}

(4) 入力 및 電流은 各 變數値의 감소에 따라 증가하고 있다.

(5) 力率은 슬립이 적은 範圍에서 各 變數値의 변화에 따라 그 변화가 一律的이 아니지만 그의 範圍에서는 各 變數値의 감소에 따라 나빠진다.

(5.3) r_a/x_{m1} , x_{1a}/x_{m1} 의 影響

이때의 各 特性曲線은 그림 20~23과 같으며 그 변화는 극히 미소하다.

(1) r_a/x_{m1} 의 감소에 따라 基本波토크의 最大値는 극히 미소하게 증가하고 起動토크는 극히 미소하게 감소한다. 그리고 x_{1a}/x_{m1} 의 감소에 따라서는 基本波토크의 最大値 및 起動토크가 미소하게 감소한다.

(2) r_a/x_{m1} 의 변화에 대한 第3調波토크는 거의 변화가 없으나 x_{1a}/x_{m1} 의 감소에 따라서는 第3調波토크의 最大値가 미소하게 증가하고 電動機의 起動토크를 미소하게 증가시키는 傾向을 보이고 있다.

(3) 第5調波토크는 r_a/x_{m1} , x_{1a}/x_{m1} 의 변화에 대해 거의 변화가 없다.

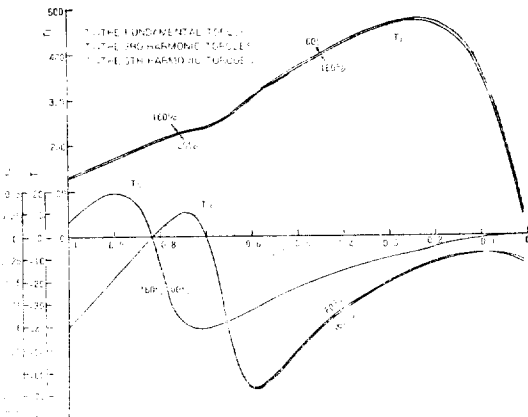


그림 20. r_a/x_{m1} 와 高調波 토크와의 關係
 Fig. 20. Harmonic torques (synchronous watts) vs. slip with variation in r_a/x_{m1}

(4) 入力は r_a/x_{m1} , x_{1a}/x_{m1} 의 감소에 따라 극히 미소하게 감소하고 있다.

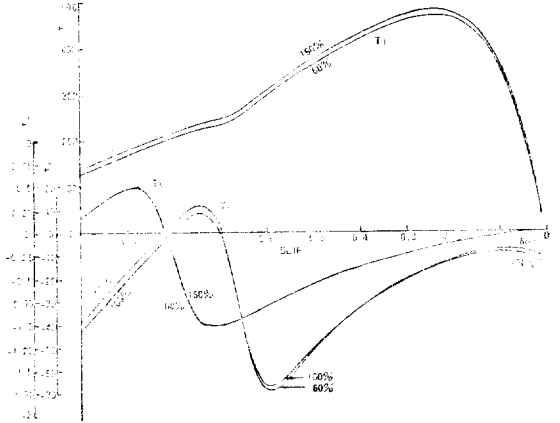


그림 21. x_{1a}/x_{m1} 과 高調波 토크와의 關係
 Fig. 21. Harmonic torques (synchronous watts) vs. slip. with variation in x_{1a}/x_{m1}

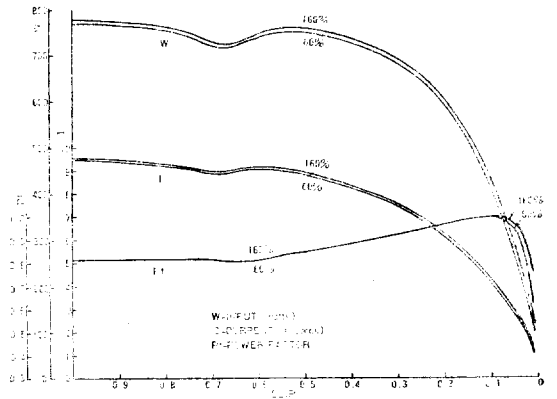


그림 22. r_a/x_{m1} 과 入力, 電流, 力率과의 關係
 Fig. 22. Input, current, power factor vs. slip with variation in r_a/x_{m1}

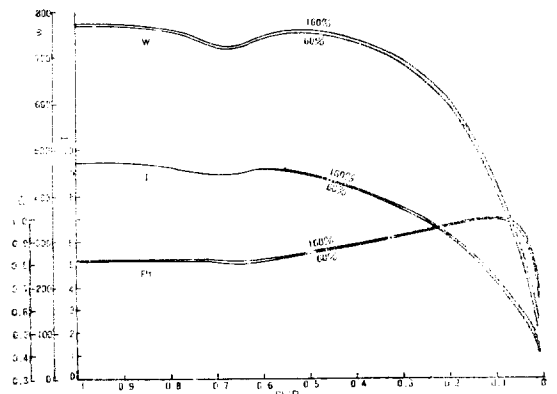


그림 23. x_{1a}/x_{m1} 과 入力, 電流, 力率과의 關係
 Fig. 23. Input, current, power factor vs. slip with variation in x_{1a}/x_{m1}

(5) 電流은 r_a/x_{m1} 의 감소에 따라 극히 미소하게 감소한다. 그리고 x_{1a}/x_{m1} 의 감소에는 슬립이 적은 範圍에서는 극히 미소하게 감소하나 그의 範圍에서는 거의 변화가 없다.

(6) r_a/x_{m1} 의 감소에 따라 슬립 약 0~0.12 範圍에서는 力率이 다소 나빠지지만 그의 範圍에서는 거의 변화가 없다. 그리고 x_{1a}/x_{m1} 의 감소에는 슬립 약 0~0.12 範圍에서는 力率이 다소 좋아지고 그의 範圍에서는 다소 나빠진다.

(5.4) x_c/x_{m1} 의 影響

이때의 各 特性曲線은 그림 24, 25와 같으며 그 변화는 比較的 쉽다.

(1) x_c/x_{m1} 의 감소에 따라 基本波토크의 最大値 및 起動토크는 증가하는데 그 변화는 심하다.

(2) x_c/x_{m1} 의 감소에 따라 第3調波토크의 最大値는 크게 감소하고 電動機의 起動토크를 감소시키는 傾向이 크다. 그리고 슬립이 적은 範圍에서의 第3調波토크特性曲線의 垂下狀態가 x_c/x_{m1} 의 감소에 따라 심하여 진다.

(3) x_c/x_{m1} 의 감소에 따라 第5調波토크의 最大値는 다소 증가하고 電動機의 起動토크를 다소 증가시키는 傾向이 있다.

(4) 入力은 x_c/x_{m1} 의 감소에 따라 크게 증가한다.

(5) 電流은 슬립이 적은 範圍에서 x_c/x_{m1} 의 감소에 따라 증가하고 그 변화가 심하다. 그러나 그의 範圍에서는 별로 변화가 없다.

(6) 力率은 슬립이 적은 範圍에서 x_c/x_{m1} 의 감소에 따라 그 변화가 一律的이 아니지만 그의 範圍에서는 좋아진다.

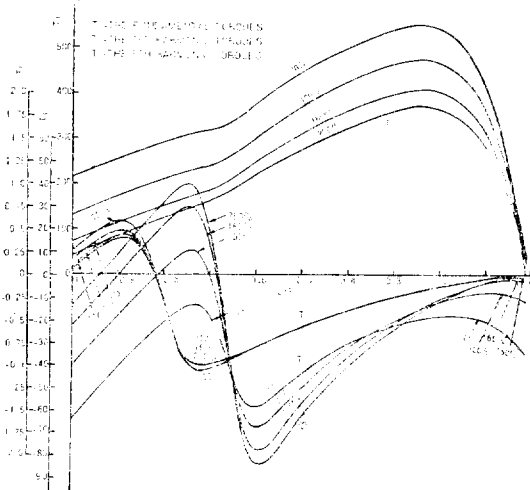


그림 24. x_c/x_{m1} 과 高調波 토크와의 關係
Fig. 24. Harmonic torques (synchronous watts) vs. slip with variation in x_c/x_{m1}

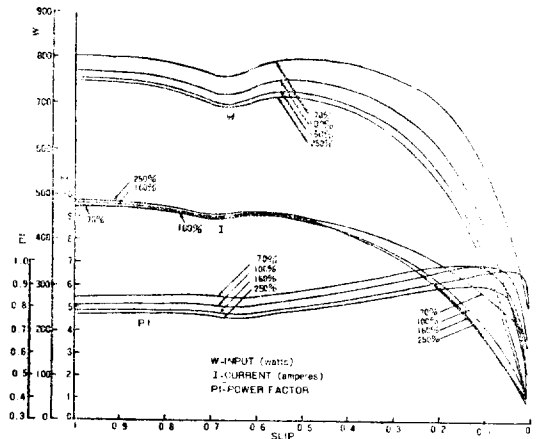


그림 25. x_c/x_{m1} 과 入力, 電流, 力率과의 關係
Fig. 25. Input, current, power factor vs. slip with variation in x_c/x_{m1}

(5.5) $C_a/C_m, \alpha$ 의 影響

이때의 各 特性曲線은 그림 26~29와 같고 그 변화는 比較的 복잡하다.

(1) 各 變數值의 변화에 따른 基本波토크의 最大値의 변화는 一律的인 변화는 아니나 그 변화는 심하다. 그리고 起動토크는 C_a/C_m 의 감소에 따라 심하게 감소하고 α 의 변화에 따라서는 一律的인 변화는 아니나 그 변화가 다소 심하다.

(2) C_a/C_m 의 감소에 따라 第3調波토크의 最大値는 크게 증가하고 電動機의 起動토크를 증가시키는 傾向이 크다. 또 슬립이 적은 範圍에서의 第3調波토크特性曲線의 垂下狀態도 C_a/C_m 의 증가에 따라 심하여 진다. α 의 변화에 따른 第3調波토크의 最大値 및 電動機의 起動토크에 미치는 영향은 一律的은 아니지만 그 변화는 심하다.

(3) C_a/C_m 의 감소에 따라 第5調波토크의 最大値 및 電動機의 起動토크에 미치는 영향은 다소 감소하며, α 의 변화에는 一律的인 변화는 아니나 그 변화가 다소 심하다.

(4) 入力은 C_a/C_m 의 감소에 따라 심하게 감소하는데 α 의 변화에 따라서는 그 변화가 一律的이 아니다.

(5) C_a/C_m 의 감소에 따라 電流은 감소하는데 슬립이 적은 範圍에서는 그 변화가 심하다. 그리고 α 의 감소에 따라서는 슬립이 적은 範圍에서는 電流가 감소되고 그의 範圍에서는 증가한다.

(6) 各 變數值의 감소에 따라 力率은 슬립이 적은 範圍에서 그 변화가 一律的이 아니지만 그의 範圍에서는 나빠진다.

(7) $\alpha=130^\circ$ 때의 기본파토포크의 최대값 및起動토포크는 120° 때 비하여 적고, 第3調波토포크의 최대값은 120° 때 비하여 대단히 크므로 crawling 現象이 일어날 가능성이 크다. 그리고 $\alpha=75^\circ$ 때 역시 기본파토포크의 최대값 및起動토포크가 比較的 적고 第3調波토포크의 최대값가 比較的 클 뿐 아니라起動電流가 커진다.

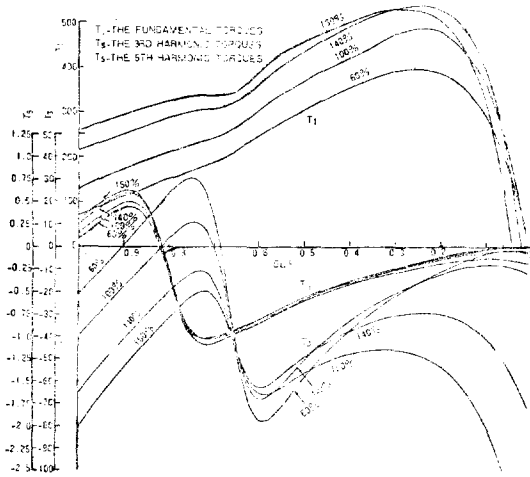


그림 26. C_a/C_m 와 高調波 토포크와의 關係
 Fig. 26. Harmonic torques (synchronous watts) vs. slip with variation in C_a/C_m

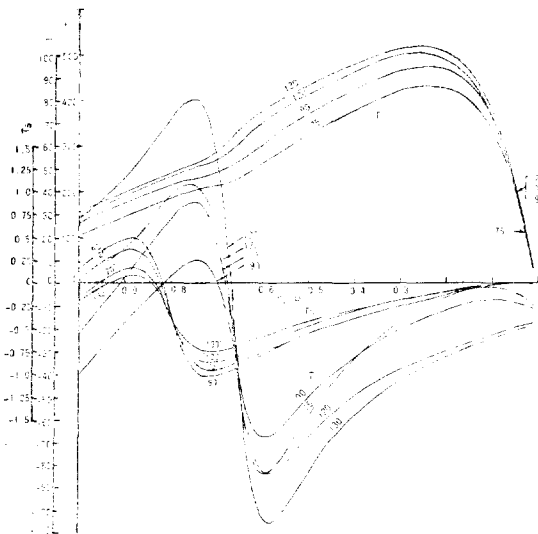


그림 27. α 와 高調波 토포크와의 關係
 Fig. 27. Harmonic torques (synchronous watts) vs. slip with variation in α

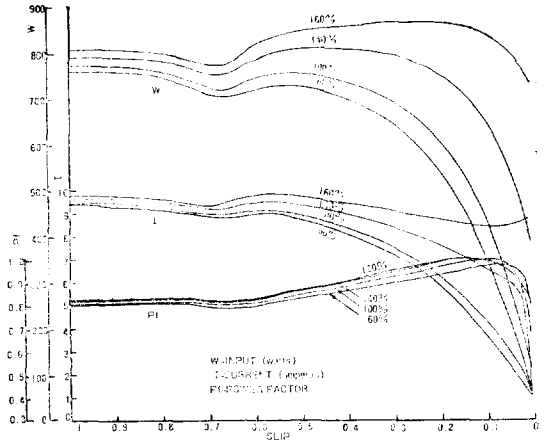


그림 28. C_a/C_m 과 入力, 電流, 力率과의 關係
 Fig. 28. Input, current, power factor vs. slip with variation in C_a/C_m

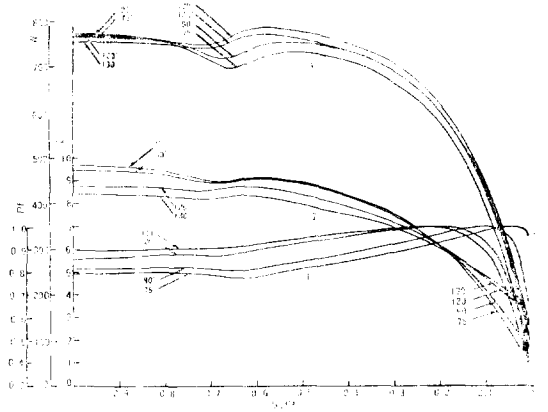


그림 29. α 와 入力, 電流, 力率과의 關係
 Fig. 29. Input, current, power factor vs. slip with variation in α

6. 結 論

空間高調波 磁束을 가진 콘덴서電動機를 高調波電動機의 群으로 생각하여 各 高調波電動機에 單相誘導電動機에 관한 回轉磁界理論을 適用하고 또 各 調波電動機의 回路定數比를 基本波電動機의 回路定數比로서 표시하여 一般化한 等價回路를 作成하므로서 特性解析이 比較的 용이하고 명백한 計算式을 얻었다. 이 計算式을 사용하므로서 r_m/x_{m1} , x_{1m}/x_{m1} , r_{21c}/x_{m1} , x_{221}/x_{m1} , r_a/x_{m1} , x_{1a}/x_{m1} , x_c/x_{m1} , α , C_a/C_m 의 변화에 대한 特性變化를 解析할 수 있게 되었을 뿐 아니라 斜溝角 및 端絡環의 抵抗變化에 대한 特性變化까지 解析할 수 있게 되었다. 이 解析法에 따라 各種 回路定數比가 特性에 미치는 影響을 考察한 結果 다음 것들이 밝혀졌다.

(1) 슬립 약 0.68 附近에서 各 特性曲線에 回路定數比에 따르는 歪曲狀態가 나타난다.

(2) 基本波토포크의 最大值는 r_m/x_{m1} , x_c/x_{m1} , C_a/C_m 의 變化에 따라 심하게 變化한다.

(3) x_{1m}/x_{m1} , x_{221}/x_{m1} , r_{21c}/x_{m1} , r_{21e}/x_{m1} , α 는 起動 토포크를 다소 심하게 變化시키고 x_c/x_{m1} , C_a/C_m 은 크게 變化시킨다.

(4) 起動토포크를 改善하기 위하여 高調波토포크를 이용하는 것은 하나의 妙策인데 第3調波토포크는 슬립 1에서 r_{21c}/x_{m1} , x_c/x_{m1} , C_a/C_m , α 의 變化에 따라 크게 變化하고 第5調波토포크는 슬립 1에서 x_{221}/x_{m1} , x_c/x_{m1} , C_a/C_m , α 의 變化에 따라 그 變化가 比較的 的하다.

(5) 第3調波토포크의 最大值는 r_{21c}/x_{m1} , x_c/x_{m1} , C_a/C_m , α 의 變化에 따라 그 變化가 심하고 第5調波토포크의 最大值는 r_{21c}/x_{m1} , θ_{1s} , α 의 變化에 따라 그 變化가 比較的 的한데 이들은 crawling 現象의 原因이 될 수 있다.

(6) 슬립이 작은 範圍에서의 第3調波토포크特性曲線의 垂下狀態는 r_{21c}/x_{m1} , x_c/x_{m1} , C_a/C_m 의 變化에 따라 심한데 C_a/C_m 의 變化에 따라 그 變化가 특히 심하다.

(7) 入力는 一般的으로 r_{21c}/x_{m1} , r_{21e}/x_{m1} , x_c/x_{m1} 의 變化에 따라 그 變化가 심하며 C_c/C_m 의 變化에는 슬립이 작은 範圍에서 그리고 x_{1m}/x_{m1} , x_{221}/x_{m1} 의 變化에는 슬립이 큰 範圍에서 그 變化가 특히 심하다.

(8) 電流는 一般的으로 r_{21c}/x_{m1} , r_{21e}/x_{m1} 의 變化에 따라 그 變化가 심하며 x_c/x_{m1} , C_a/C_m , α 의 變化에는 슬립이 작은 範圍에서 그리고 r_m/x_{m1} , x_{1m}/x_{m1} , x_{221}/x_{m1} 의 變化에는 슬립이 큰 範圍에서 그 變化가 심하다.

(9) 力率은 x_c/x_{m1} , α 의 變化에 따라 그 變化가 比較的 的하고 r_m/x_{m1} , x_{1m}/x_{m1} , x_{221}/x_{m1} , r_{21c}/x_{m1} , r_{21e}/x_{m1} 의 變化에는 슬립이 큰 範圍에서 그 變化가 심하다.

磁氣飽和, 各 슬립에 대한 回路定數의 變化⁽¹³⁾ 등에 대한 解析의 必要性이 切實히 느껴지나 다음 기회로 미루기로 하며 이상과 같은 解析結果로서 콘덴서 電動機의 諸特性과 그 因果關係를 比較的 的명백하게 하였다. 또한 이들을 미루어 보아 各種 回路定數가 特性에 미치는 影響이 크므로 設計에 있어서는 그 最適值를 꼭 選擇할 필요가 있다고 생각한다.

끝으로 이 研究는 1974年度 湖巖研究助成費의 도움으로 이루어진 것임을 밝히고 여러모로 도와주신 成均館大學校 電氣工學科教室 여러분께 심심한 사의를 드린다.

附 錄

(1) K_{wmn}/K_{wm1}

m 卷線의 軸부더 最外側에 있는 코일의 導體數를 C_1 , C_1 다음에 內側에 있는 코일의 導體數를 C_2 , 最內側에 있는 코일의 導體數를 C_n 이라 하고 B_1, B_2, \dots, B_n 을 각 코일 C_1, C_2, \dots, C_n 의 位置를 電氣角으로 표시한 것이라 하면

$$\frac{K_{wmn}}{K_{wm1}} = \frac{C_1 \sin nB_1 + C_2 \sin nB_2 + \dots + C_n \sin nB_n}{n(C_1 \sin B_1 + C_2 \sin B_2 + \dots + C_n \sin B_n)} \quad (附 1)$$

이다.

(2) $R_{m\alpha}, X_{m\alpha}, R_{\alpha\alpha}, X_{\alpha\alpha}$

$$R_{m\alpha} = \frac{(\beta_{mm}\beta_{\alpha\alpha} - \beta_{m\alpha}\beta_{\alpha m} - \gamma_{mm}\gamma_{\alpha\alpha} + \gamma_{m\alpha}\gamma_{\alpha m})(\beta_{\alpha\alpha} - \beta_{m\alpha})}{(\beta_{\alpha\alpha} - \beta_{m\alpha})^2} * \\ * \frac{+(\beta_{mm}\gamma_{\alpha\alpha} + \beta_{\alpha\alpha}\gamma_{mm} - \beta_{m\alpha}\gamma_{\alpha m} - \beta_{\alpha m}\gamma_{m\alpha})(\gamma_{\alpha\alpha} - \gamma_{m\alpha})}{+(\gamma_{\alpha\alpha} - \gamma_{m\alpha})^2} \quad (附 2)$$

$$X_{m\alpha} = \frac{(\beta_{mm}\gamma_{\alpha\alpha} + \beta_{\alpha\alpha}\gamma_{mm} - \beta_{m\alpha}\gamma_{\alpha m} - \beta_{\alpha m}\gamma_{m\alpha})(\beta_{\alpha\alpha} - \beta_{m\alpha})}{(\beta_{\alpha\alpha} - \beta_{m\alpha})^2} * \\ * \frac{-(\beta_{mm}\beta_{\alpha\alpha} - \beta_{m\alpha}\beta_{\alpha m} - \gamma_{mm}\gamma_{\alpha\alpha} + \gamma_{m\alpha}\gamma_{\alpha m})(\gamma_{\alpha\alpha} - \gamma_{m\alpha})}{+(\gamma_{\alpha\alpha} - \gamma_{m\alpha})^2} \quad (附 3)$$

$$R_{\alpha\alpha} = \frac{(\beta_{mm}\beta_{\alpha\alpha} - \beta_{m\alpha}\beta_{\alpha m} - \gamma_{mm}\gamma_{\alpha\alpha} + \gamma_{m\alpha}\gamma_{\alpha m})(\beta_{mm} - \beta_{\alpha m})}{(\beta_{mm} - \beta_{\alpha m})^2} * \\ * \frac{+(\beta_{mm}\gamma_{\alpha\alpha} + \beta_{\alpha\alpha}\gamma_{mm} - \beta_{m\alpha}\gamma_{\alpha m} - \beta_{\alpha m}\gamma_{m\alpha})(\gamma_{mm} - \gamma_{\alpha m})}{+(\gamma_{mm} - \gamma_{\alpha m})^2} \quad (附 4)$$

$$X_{\alpha\alpha} = \frac{(\beta_{mm}\gamma_{\alpha\alpha} + \beta_{\alpha\alpha}\gamma_{mm} - \beta_{m\alpha}\gamma_{\alpha m} - \beta_{\alpha m}\gamma_{m\alpha})(\beta_{mm} - \beta_{\alpha m})}{(\beta_{mm} - \beta_{\alpha m})^2} * \\ * \frac{-(\beta_{mm}\beta_{\alpha\alpha} - \beta_{m\alpha}\beta_{\alpha m} - \gamma_{mm}\gamma_{\alpha\alpha} + \gamma_{m\alpha}\gamma_{\alpha m})(\gamma_{mm} - \gamma_{\alpha m})}{+(\gamma_{mm} - \gamma_{\alpha m})^2} \quad (附 5)$$

參 考 文 獻

- (1) W. J. Morrill: The Revolving Field Theory of Capacitor Motor, Trans. A. I. E. E., Vol. 48, p. 614~632 (1929-4)
- (2) T. Yokozuka: Design of Condenser Motors for Balanced Operation, I. E. E. J., Vol. 90, No. 10, p. 181~190 (1970-10)
- (3) Fitzgerald & Kingsley: Electric Machinery, McGraw-Hill, p. 528~535 (1961)
- (4) I. E. E. J.: 誘導機, p. 206~214 (1950)
- (5) K. Kato & K. Tsuboi: A Method of Analysis for Split-Phase Type Single phase Induction Motors, I. E. E. J., Vol. 93-B, No. 2,

- p.20~27 (1973—2)
- (6) T. Takegami, K. Hayashi & F. Funahashi: Circle Diagrammatic Method of Determination of Characteristic of Two Phase Induction Motor with Windings not in Quadrature and its Application, I.E.E.J., Vol. 76, No. 811, p. 2~9 (1956—4)
- (7) J. Kibe, S. Mito & K. Kamimura: Torque Characteristics of Single phase Induction Motor, I.E.E.J., Vol. 91, No. 11, p.24~33, (1962—2)
- (8) L.W. Buchanan: An Equivalent Circuit for a Single-phase Motor Having Space Harmonics in its Magnetic Field, I.E.E.E., Vol. PAS—84, No. 11, p.999~1007 (1965—11)
- (9) T. Koike: Torque Characteristics of Capacitor Motors with Windings Not in Quadrature, The Hitachi Hyoron, Vol. 50, No. 6, p.22~26 (1968—6)
- (10) 吳兢烈: 高調波磁束을 考慮한 純單相誘導電動機의 解析, 大韓電氣學會誌, Vol. 22, No. 3, p. 25~34 (1973—5)
- (11) J.H. Kuhlmann: Design of Electrical Apparatus, J. Wiley & Sons, p.358, (1950—2)
- (12) W. Wütherich: Messung der Hochlaufvorgänge bei Kleinmotoren, ETZ-A Bd. 86, H. 22, S. 709~714 (1965—10)
- (13) A. Ozawa: Analysis of Single Phase Induction Motor by use of Cross-Field Theory, I.E.E.J., Vol. 90, No. 6, p.147~156 (1970—6)