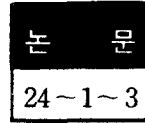


# 電流波形을 變調한 單相誘導電動機構의 特性에 관한 研究



## Performances of Current-Waveform Modulated Single-Phase Induction Machine

黃 煥 文\* · 金 喆 禹\*\* · 朴 容 圭\*\*\*  
(Young Moon Hwang, Cheul u Kim, Yong Kyu Park)

### Abstract

A single-phase induction motor with its stator winding splitted into two series windings, of which the terminals of one winding is switched pulsationally by a thyristor type ON-OFF device so that the motor may operate as a pulsational shaded-pole motor, can modulate current waveforms of its two series windings.

In view of current waveform modulation method, a single-phase single-winding motor operates as a two-phase induction motor with asymmetrical axis windings where the starting torque can be obtained effectively without an auxiliary capacitor attached and its running speed controlled by shifting phase between current waveforms differently.

Equivalent circuit for analysis is modified from a double revolving field equivalent circuit of a single-phase induction motor with asymmetrical windings whose angle is 45° elect. degrees.

Analysis and test results show that ON-OFF action of the pulsational shaded-pole winding has the same effect of a series capacitor, and then at heavy loads this motor operates with a small amount of the input current than that having the fixed shaded-pole winding.

### 1. 序 論

單相誘導電動機에서 純單相卷線을 한 電動機는 正常運轉速度에 있어서는 圓回轉磁界를 가져서 토오르特性이 가장 좋다. 그러나 起動力이 전혀 생기지 않는다. 이는 單相機의 磁界分布가 可變橢圓磁界<sup>1)</sup>이기 때문이다. 따라서 純單相卷線의 경우에는 起動時만 작용하는 補償卷線, 즉 補助卷線을 반드시 필요로 한다. 최근에

와서 3/4P 이하는 경제성을 고려하여 固定式分相型卷線方式, 특히 콘덴서 分相型이 많이 이용되고 있다.

그러나, 이들은 正常運轉特性이 나쁜 결점이 있다. 한편, 이들의 特性改善을 위하여 分相型的 非對稱軸卷線方式의 開發과 等價回路의 精密化<sup>2)</sup>에 대한 연구가 계속되고 있으며, 특히 空間高調波磁束 및 回轉力解析<sup>3)</sup>이 활발히 연구되고 있다. 또한 이들 解析方法에 의한 콘덴서分相型에 대한 起動特性解析<sup>4)</sup>도 깊이 연구되고 있다. 또 한편에서는 卷線方式을 變形시켜 極幅變調(Pole Amplitude Modulation)<sup>5)</sup>, 位相變調(Phase Modulation)<sup>6)</sup> 방식에 의하여 可變된 torque—速度特

\* 正會員 : 釜山大 工大教授(工學博士)  
\*\* 正會員 : 釜山大 工大助教(工學碩士)  
\*\*\* 正會員 : 釜山大學校 大學生

성을 갖도록 하는 방식도 연구되고 있다.

여기서는 정상運轉特性이 좋은 純單相誘導電動機에서 純單相卷線의 一部分을 半周期 중 一定한 區間에서 短絡했다가 開放케 하는 thyristor式 ON-OFF system을 이용하여 卷線內의 電流波形을 變調시켜, 等價 콘덴서 分相型特性을 갖게 하므로써 起動回轉力特性을 改善하는 方式을 考案하여 이를 解析하고자 한다. 電流波形變調方式(current-waveform modulations)이라고 말할 수 있는 이 방식은 純單相卷線과 셰이디드·폴(shaded-pole) 卷線을 並用한 單相機로서 셰이디드·폴 卷線에 카파시턴스를 삽입한 경우<sup>8)</sup>의 特性을 갖는다. 解析方法으로는 單相卷線等價回路를 分割하여 分相型非對稱軸卷線等價回路로 變型시키고, 이 等價回路에서 變調된 電流波形을 等價分相電流로 놓아 解析을 용이하게 했다. 高調波成分에 대해서는 그 값이 미소하여 특성상 큰 역할을 못했으므로 본 解析에서는 고려하지 않기로 했다.

供試電動機에서 電流變調波形과 回轉力特性을 實測하고 解析한 結果를 검토하여 본 바 예상한 좋은 結果를 얻었으며, 따라서 앞으로 이러한 方式이 實用化될 것으로 보아 이를 발표코저 한다.

## 2. 電流波形變調方式에서의 純單相等價回路

本電動機構는 純單相卷線을 갖는 誘導電動機에서 卷線의 일부를 分割하여 마치 非對稱2卷線電動機의 主卷線과 補助卷線에 흐르는 電流波形을 變調시킨 것과 똑같은 效果를 갖게 하였으므로 本 論文에서는 非對稱軸2卷線電動機에 입각한 2回轉磁界說에 의하여 諸理論을 解析코저 한다.

### 2-1. 電流波形變調方式(本電動機構의 構造)

그림 1의 b에서와 같이 重卷(lap winding)으로 감은 純單相卷線에서 各極卷線의 中間端에 電子的 스위치인 ON-OFF system을 병렬접속하였다. 스위치가 OFF인 상태에서는 電源電壓이 全卷線에 印加되고 卷線電流는 正弦波電流로 된다. 그러나, ON인 상태에서는 卷線 3-7-4-8 및 16-12-15-11(이들을 補助卷線이라 칭함)이 短絡되고, 電源電壓은 나머지 卷線 1-5-2-6 및 14-10-13-9(이들을 主卷線이라 칭함)에만 印加된다. 따라서 스위치가 ON된 순간부터 主卷線部分의 正弦波電流는 變調되어, 일단 增加한 후에 다시 減少하면서 電流零點으로 향하고, 補助卷線部分의 電流는 急激히 감소하며 電流零點으로 향하면서 變調된다. 그러므로 補助卷線端子間電壓의 ON-OFF 간격을 制御시킴으로써, 卷線電氣角  $\theta$ 를 갖고 非對稱

軸卷線을 가진 分相型 二 卷線에 變調된 電流를 흘릴 때, 이들 電流의 等價正弦基本波成分에 어떤 等價位相差를 갖게 하므로써 起動回轉力發生이 가능하게 된다.

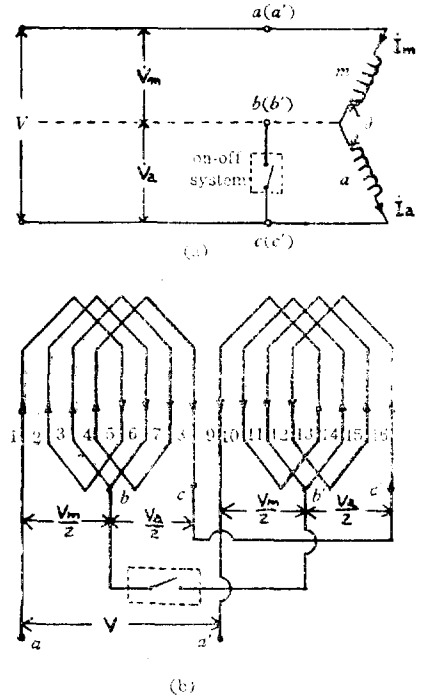


그림 1. 電流波形變調方式에 의한 單相電動機의 構造圖. (a) 非對稱軸分割卷線으로 표시한 純單相誘導電動機回路. (b) 本電動機構의 固定子卷線接續圖.

Fig. 1. Schematic diagram of single-phase single winding induction motor for current waveform modulations, (a) single-phase single winding motor circuit modified into asymmetrical axis windings. (b) stator winding connection diagram.

### 2-2. 純單相誘導電動機等價回路의 變形.

變調된 電流波形으로서는 純單相誘導機의 等價回路를 求하기 힘들므로 本 電動機構를 그림 1의 a에서와 같이 전원전압  $V$ 가 主卷線과 補助卷線의 實効卷線比에 따라서 電氣角  $\theta$ 를 갖는 非對稱軸2卷線電動機로 표시하여 解析코저 한다.

지금, 이를 2回轉磁界型에 의한 正方向(forward) 回轉磁界回路와 逆方向(backward) 回轉磁界回路로 표시하되, 主卷線 및 補助卷線으로 분할한 非對稱軸卷線等價回路의 基本回路<sup>9)</sup>로 표시하면 그림 2와 같다.

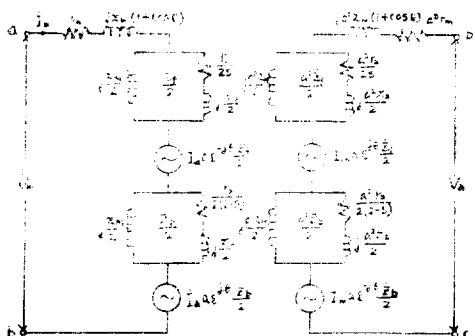


그림 2. 主卷線 및 補助卷線의 回轉磁界型等價回路.  
Fig. 2. Double revolving field equivalent circuit for main and auxiliary windings.

여기서,

$V_m, V_a$ : 主卷線 및 補助卷線에 印加된 電壓. [V]

$I_m, I_a$ : 主卷線 및 補助卷線電流. [A]

$r_m, x_m, Z_m$ : 主卷線의 抵抗, 리액턴스 및 임피던스. [ $\Omega$ ]

$Z_a$ : 補助卷線의 임피던스 [ $\Omega$ ]

$x_M$ : 主卷線측으로 환산한 勵磁리액턴스 [ $\Omega$ ]

$r_2, x_2$ : 主卷線측으로 환산한 회전자抵抗 및 리액턴스. [ $\Omega$ ]

$Z_f, Z_b$ : 固定子측으로 환산한 回轉子抵抗 및 리액턴스와 並列勵磁리액턴스를 合成한 正方向 成分 및 逆方向 成分 리액턴스. [ $\Omega$ ]

$\alpha$ : 主卷線에 대한 補助卷線과의 實効卷線比

$\theta$ : 主卷線과 補助卷線과의 相互卷線角(電氣角)[rad]

이다.

純單相卷線에서는 a-b 端子和 b-c 端子を 直列로 연결하되 c點이 卷線中間點인 경우,  $\alpha=1, \theta=45^\circ$ ,  $Z_m=Z_a$ 이며, 동시에  $V_m=V_a, V_m+V_a=V, I_m=I_a$ 로 된다. 그러므로 그림 2는 그림 3과 같은 純單相卷線等 價回路가 될 것이다. 이때 분할하지 않은 純單相電動

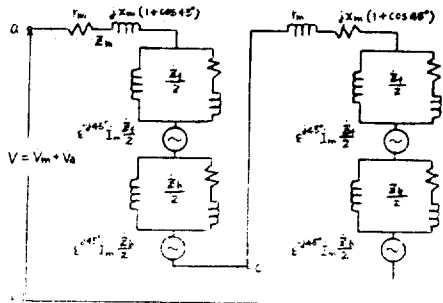


그림 3. 非對稱軸卷線으로 표시된 純單相卷線의 等價 回路.

Fig. 3. Single-Phase Single winding equivalent circuit described with asymmetrical axis winding circuit.

機回路的 경우는 그림 3의 等價임피던스를 합성한 것 으로, 이때 正方向 임피던스,  $Z_{pf}=2Z_f(1+\cos 45^\circ)$ 이 고, 逆方向 임피던스,  $Z_{pb}=2Z_b(1+\cos 45^\circ)$ 이다.

여기서는 紙單相卷線의 分割端子를 卷線의 2等分點 을 택했으나, 그 等分은 1/3, 2/3 등으로도 本電動機 起動은 가능할 것으로 생각된다. 本論文에서는 새로운 電動機構의 實用可能性 여부를 검토하는데 主眼點을 두었으므로 다른 경우에 대하여서는 다음 기회로 미 룬다.

여기서 그림 3을 이용하여 純單相電動機의 非對稱 2 卷線等價回路에서 奏型된 基本式은 다음과 같다.

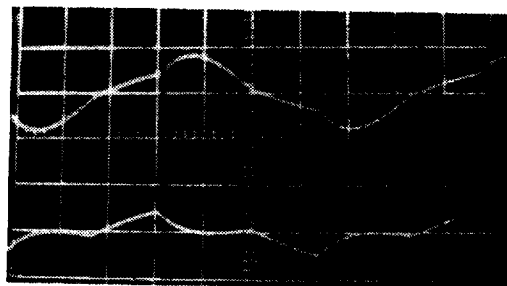
$$\begin{aligned} V_m+V_a &= I_m \left( Z_m + \frac{Z_f}{2} + \frac{Z_b}{2} \right) \\ &+ I_a \left( \frac{Z_f}{2} \epsilon^{-j\theta} + \frac{Z_b}{2} \epsilon^{j\theta} \right) \\ &- I_a \left( Z_m + \frac{Z_f}{2} + \frac{Z_b}{2} \right) \\ &+ I_m \left( \frac{Z_f}{2} \epsilon^{j\theta} + \frac{Z_b}{2} \epsilon^{-j\theta} \right) \dots \dots \dots (1) \end{aligned}$$

여기서,

$$\begin{aligned} Z_f &= R_f + jX_f, \quad Z_b = R_b + jX_b \\ R_f &= \frac{s r_2 x_M^2}{r_2^2 + s^2 (x_M + x_2)^2} \\ R_b &= \frac{(2-s) r_2 x_M^2}{r_2^2 + (2-s)^2 (x_M + x_2)^2} \dots \dots (2) \\ X_f &= \frac{r_2^2 x_M + s^2 x_M x_2 (x_M + x_2)}{r_2^2 + s^2 (x_M + x_2)^2} \\ X_b &= \frac{r_2^2 x_M + (2-s)^2 x_M x_2 (x_M + x_2)}{r_2^2 + (2-s)^2 (x_M + x_2)^2} \end{aligned}$$

### 2-3. 變調된 電流波形的 等價基本波電流換算

지금 b-b' 단자사이를 ON-OFF system으로 動作 시키면, 그림 4에서와 같이 電流波형이 變調된다. 즉, 主卷線과 補助卷線電流는 半週期 사이마다 OFF된 期間(A-B, C-D 사이)에는 純單相電流로  $I_m=I_a$ 로 되고, ON期間(B-C 사이)은 b-b' 端子間이 短絡되 므로, 主卷線은 급격히 增加하고 補助卷線電流는 位相 轉移(phase shift)되어 두 권線의 各 電流波형이 變調 된 상태로 된다.



橫軸: 15A/div, 縱軸: 20msec/div.

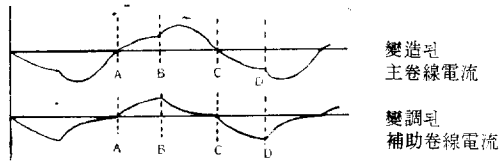


그림 4. 變調된 두 卷線電流의 波形.  
Fig. 4. Waveforms of the modulated current in main and auxiliary windings.

이를 數式으로 解析함에 있어서 變調된 入力電壓을 高調波成分으로 展開함이 精確할 것으로 생각되나, 解析이 복잡하며 實効를 거두기 힘들고, 電動機의 特性 解析上 機械的 出力 및 回轉力은 그림 3의 等價回路上의  $Z_1, Z_2$ 에 電壓降下를 일으키는 電流成分에 의한 2차 입력(空際蓄積 에너지임)에 의하여 결정되므로 電流成分을 Fourier 級數로 전개한 等價電流波形成分을 變形시킨 分割等價回路에서 解析하는 方法이 간략하고 타당할 것으로 보아, 두 卷線의 電流를 다음과 같이 等價電流로 환산하였다.

i) 半週期間의 ON-OFF system의 非導通期間에서는 純單相卷線電流가 흐르며, 分割된 두 卷線은 直列로 된 상태이므로  $I_{p,m} = I_{p,a} = I_p$  여서 이 때의 電流  $I_p$ 는 純單相卷線等價回路에 의하여 결정된다.

ii) ON-OFF system에 의하여 導通되는 期間에서의 電流波形은 i)항의 電流波形에는 영향을 미치지 못하므로, 導通作用에 의하여 變調된 波形을 等價電流로 換算(Fourier 급수에 의하여 전개됨) 할 때는 純單相 電流波形을 基準電流波形으로 한다.

iii) ON-OFF system의 特性에 따라 變調波形은 여러가지로 바뀔 것으로 생각되나, 여기서는 起動時의 純單相電流  $I_p$ 의 最高值에서 ON 動作을 하제한 후(供試機에서의 實測結果에 의하여 가장 좋은 特性을 갖음), 이를 固定시키되 thyristor의 消弧는 保持電流(latching current) 이하가 되면 自然消弧되도록 한 ON-OFF system을 適用하였다.

iv) 이상과 같은 前提조건에서 變調된 波形을 Fourier 級數에 의하여 풀이하여 보면, 그림 5에서,

$$i_m = i_p - i_p', \quad i_a = i_p + i_p' \dots\dots\dots(3)$$

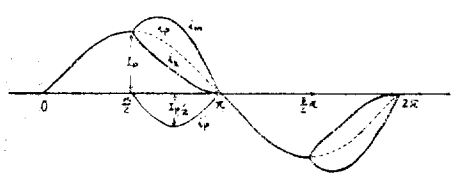


그림 5. 푸리에級數 展開를 위한 波形分析.  
Fig. 5. Waveform for Fourier Series analysis.

여기서  $i_p'$ 는 ON-OFF system에 의하여 變調된 部分의 電流變化이며, 이는 ON 動作에서의 補助卷線(a-卷線)이 短絡됨으로 인하여 나타나는 電流로 일종의 셰이드드·폴(shaded-pole) 卷線電流이다. 이는 卷線條件에 의하여 여러가지로 변화하며, 그 最高值 및 導通期間은 ON-OFF 動作으로 변화할 것으로 예상되나  $m$  및  $a$  卷線의 卷線比  $a=1$ 인 경우에 實測結果, 起除 범위에서는 最高值  $I_p/2$ 인 그림 5와 같은 제 2고조파로 관찰되었으므로, 여기서는 우선

$$i_p' = \frac{I_p}{2} \sin 2\omega t \dots\dots\dots(4)$$

로 놓았다. 따라서  $i_m$ 와  $i_a$ 는 半週期間에서,

$$i_m = I_p \sin \omega t - \frac{I_p}{2} \sin 2\omega t \Big|_{\pi/2}^{\pi} \dots\dots\dots(5)$$

$$i_a = I_p \sin \omega t + \frac{I_p}{2} \sin 2\omega t \Big|_{\pi/2}^{\pi} \dots\dots\dots(6)$$

로 되고, 變調波形은 對稱波이므로

$$i_m = \sum_{n=1}^{\infty} k_{m,n} \sin(n\omega t + \varphi_{m,n}) \dots\dots\dots(7)$$

단,  $n=1, 3, 5, \dots$

이며, 마찬가지로

$$i_a = \sum_{n=1}^{\infty} k_{a,n} \sin(n\omega t + \varphi_{a,n}) \dots\dots\dots(8)$$

로 된다.

本 電動機構의 경우를 보면,

$k_{m1} = 1.230$	$\varphi_{m1} = -10^\circ$
$k_{m3} = 0.180$	$\varphi_{m3} = 45^\circ$
$k_{m5} = 0.089$	$\varphi_{m5} = -70^\circ$
$\vdots$	$\vdots$
$k_{a1} = 0.816$	$\varphi_{a1} = 15^\circ$
$k_{a3} = 0.178$	$\varphi_{a3} = 45^\circ$
$k_{a5} = 0.038$	$\varphi_{a5} = 37^\circ$
$\vdots$	$\vdots$

이상의 값에서 보면, 第3高調波, 第5高調波 이상의 값은 基本波에 비하여 상당히 적으며, 실제 重卷으로 된 純單相卷線에서는 高調波定數는 상당히 적으므로<sup>4)</sup> 여기서는 고려하지 않기로 한다.

v) 單相電動機가 起動加速되는 경우, 電流值 및 力率이 변화하며, 正常運轉에서는 負荷에 따라 달라짐이 사실이다. 그리하여 本電動機와 같이 起動電流의 最高值點에서 ON 動作시키면, 電壓의 경우  $120^\circ \sim 125^\circ$  사이에서 ON 動作이 된 후, 이 點이 固定되므로 力率이 바뀌면 電流最高值에 ON 動作이 되지 않는 상태가 된다. 그러나, 純單相卷線의 경우에서 조사한 바에 의하면, 起動加速時は 대략  $\cos \theta = 0.7 \sim 0.8$ 이고, 正常起動時は  $\cos \theta = 0.7 \sim 0.05$ 가 된다. 그리하여 起動加速時は iv)항에서 풀이한 값으로 等價電流(基本波成分)를 算

定하고 正常運轉時는 本 電動機의 效果는 실제에 있어 ] 잘 나타나지 않는 범위이므로  $\cos\theta=0.4$ 로 하여 算出한 결과,  $k_m=1.342$ ,  $k_a=0.613$ ,  $\varphi_m=-6^\circ$ ,  $\varphi_a=24^\circ$  였다.

이상과 같은 等價換算方式에 의하여 各 變調된 電流의 vector를  $\dot{I}_m'$ ,  $\dot{I}_a'$ 라 하면, 그림 6에서와 같이

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_m' &\equiv k_m \dot{I}_p e^{-j\varphi_m} = k_m |I_p| e^{-j(\varphi_m + \varphi_{pm})} \\ \dot{I}_a' &\equiv k_a \dot{I}_p e^{+j\varphi_a} = k_a |I_p| e^{j(\varphi_a - \varphi_{pa})} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (9)$$

로 놓을 수 있다. 여기서,

$\dot{I}_m'$ ,  $\dot{I}_a'$ : 各 卷線의 等價基本波電流.

$\dot{I}_p$ : 純單相卷線電流.

$k_m, k_a$ : 變調된 主卷線 및 補助卷線電流의 純單相卷線電流에 대한 實効值의 크기比.

$\varphi_m, \varphi_a$ : 各 卷線의 等價正弦基本波電流의 位相角.

$\varphi_{pm}, \varphi_{pa}$ : 電源電壓에 대한 純單相電流의 位相角.

또  $\dot{I}_p$ 는 純單相卷線等價回路에서 구할 수 있고 이를 표시하면,

$$\dot{I}_p = \frac{\dot{V}}{2Z_m + \dot{Z}_{pf}/2 + \dot{Z}_{pb}/2} \dots\dots\dots (10)$$

여기서,  $\frac{\dot{Z}_{pf}}{2} = \frac{\dot{Z}_f}{2} \cdot 2(1 + \cos\theta)$

$$\frac{\dot{Z}_{pb}}{2} = \frac{\dot{Z}_b}{2} \cdot 2(1 + \cos\theta)$$

와 같다.

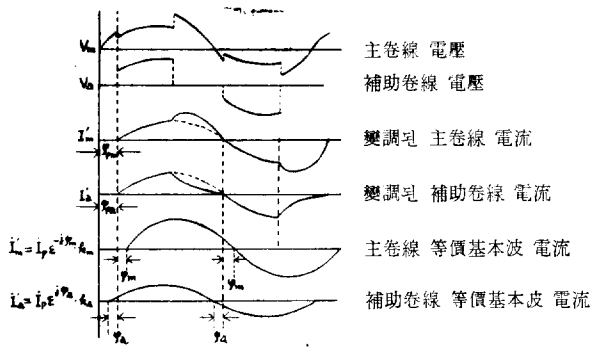


그림 6. 變調된 電流波形의 等價基本波電流 vector 算定圖.

Fig. 6. The equivalent fundamental current vectors diagram of the modulated currents.

### 3. 토크 特性解析

#### 3-1. 토크 方程式의 誘導.

지금 그림 3의 等價回路로부터 發生 토크를 구하

면 다음과 같다. 즉 固定子에서 空隙에 滑러 들어가는 에너지는 各 해당권선의  $\dot{Z}_f/2$  및  $\dot{Z}_b/2$ 에의 電壓降下와 相對卷線에서의 誘導電壓에 의하여 해당권선에 흐르는 電流의 共軛值의 積으로 표시되는 에너지로서, 이 中 實効分에 해당하는 값은 2차입력, 즉 토오크의 同期와트에 해당되는 값이므로 正方向토오크(forward torque)  $T_f$ 는,

$$T_f = \text{Re} \{ [\dot{I}_m' \dot{Z}_f/2 + \dot{I}_a' e^{-j45^\circ} \dot{Z}_f/2] \dot{I}_m'^* + [\dot{I}_m' e^{j45^\circ} \dot{Z}_f/2 + \dot{I}_a' \dot{Z}_f/2] \dot{I}_a'^* \} \dots\dots\dots (11)$$

여기서, 式 (9)의 關係를 代入하면,

$$T_f = \frac{1}{2} [ |k_m I_p|^2 + |k_a I_p|^2 + 2k_m k_a |I_p|^2 \cos(\varphi_m - \varphi_a + \varphi_{pm} - \varphi_{pa} - 45^\circ) ] R_f \dots\dots\dots (12)$$

같이하여  $T_b$ 는,

$$T_b = \frac{1}{2} [ |k_m I_p|^2 + |k_a I_p|^2 + 2k_m k_a |I_p|^2 \cdot \cos(\varphi_m - \varphi_a + \varphi_{pm} - \varphi_{pa} + 45^\circ) ] R_b \dots\dots\dots (13)$$

그러므로, 合成토오크  $T_e$ 는,

$$\begin{aligned} T_e &= T_f - T_b \\ &= \frac{1}{2} [ (|k_m I_p|^2 + k_a |I_p|^2) (R_f - R_b) + 2k_m k_a |I_p|^2 (R_f - R_b)^\circ \cos(\varphi_m + \varphi_{pm} + \varphi_a - \varphi_{pa}) \cdot \cos 45^\circ + 2k_m k_a |I_p|^2 (R_f + R_b)^\circ \sin(\varphi_m + \varphi_{pm} + \varphi_a - \varphi_{pa}) \cdot \sin 45^\circ ] \dots (14) \end{aligned}$$

와 같이 표시된다.

#### 3-2. 起動 토크 特性解析

위의 式(14)에서 보면 起動時( $s=1$ )에는  $R_f=R_b$ 이어서 첫제항과 둘째항은 零이 되고 셋째항만 남게 되어 起除 토크의 값이 되는데,

i) 純單相卷線인 경우

$\varphi_{pm} - \varphi_{pa} = 0$ ,  $\varphi_m - \varphi_a = 0$ ,  $k_a = k_m = 1$  이므로 起動 토크는 생기지 않는다.

ii) 變調電流에 의한 單相卷線인 경우.

$\varphi_{pm} - \varphi_{pa} = 0$ ,  $\varphi_m + \varphi_a \neq 0$ ,  $k_a \neq k_m \neq 0$  이므로 起動 토크  $T_{es}$ 는,

$$T_{es} = \frac{1}{2} k_m k_a |I_p|^2 (R_f + R_b) \sin(\varphi_m + \varphi_a) \cdot \sin 45^\circ \dots\dots\dots (15)$$

와 같이 표시되고  $s=1$ 일 때  $R_f + R_b = r_2$ 인 關係에서,

$$T_{es} = \frac{1}{2\sqrt{2}} k_m k_a |I_p|^2 r_2 \cdot \sin(\varphi_m + \varphi_a) \dots\dots\dots (16)$$

로 표시된다.

즉 電流波形을 變調시켜 두 部分의 各 卷線에 等價基本波電流 벡터가 어떤 等價位相差로 주어지므로 純單

相電動機卷線을 갖는 本電動機構는 起除 토포크가 발생된다.

#### 4. 數值算定 및 實驗結果

電流波形變調方式에 의한 本電動機構의 起動特性和 純單相機의 特性을 비교 검토키 위하여 供試電動機의 諸定數를 다음과 같이 算定했다.

또한 本 實驗에서는 100V, 300W 電動機에서 固定子는 純單相重卷 2極卷線으로 再卷線하였다.

##### 4-1. 諸定數決定

供試機의 機構定數는 實測에 의한 定數決定法<sup>1)</sup>에 의했다. 그리고 分割卷線인 경우의 機構定數는 卷線角이 45°이므로 實測值의 0.7倍로 취했다.

표 1. 本電動機構의 定數

Table 1. Machine coefficient of sample Motor.

	機 構 定 數(固定子換算)				
	$r_m$	$x_m$	$r_2$	$x_2$	$x_M$
純單相卷線	2.038	1.872	2.150	0.936	24.474
電流波形變調를 위한 分割 卷線	1.154	1.310	1.505	0.655	17.132

단위 : (Ω)

##### 4-2. 數值計算과 實驗結果

이상과 같은 誘導式에서 本電動機構에 대하여 토포크값과 諸特性值를 계산하고 諸特性值를 實測한 결과는 그림 7 및 그림 8과 같다. 純單相의 경우는 起動이 되지 않으므로 實測에 있어서는 電流波形變調方式으로 起動시킨 후 ON-OFF system(triac)을 제거한 후에 실측하였다. 그리고 數值計算結果에서 셰이디드·폴(shaded-pole) 卷線의 경우의 값을 算定한 것은 ON 動作期間에는 셰이디드·폴 卷線의 경우와 같은 條件이므로 이를 비교 검토하기 위하여 算定한 것이며, 이의 實測은 과도한 電流가 흐르게 되므로 實測치 못하였다.

#### 5. 考 察

1) 特性解析結果를 보면 셰이디드·폴(shaded-pole) 電動機의 特性<sup>2)3)</sup>과 흡사한 結果를 갖는다. 이는 thyristor의 導通期間 동안은 本電動機構가 셰이디드·폴型 卷線인 것에 연유하는 것으로 볼 수 있다. 그림 7의 解析結果에서 固定셰이디드·폴 卷線時는 슬립 0.1

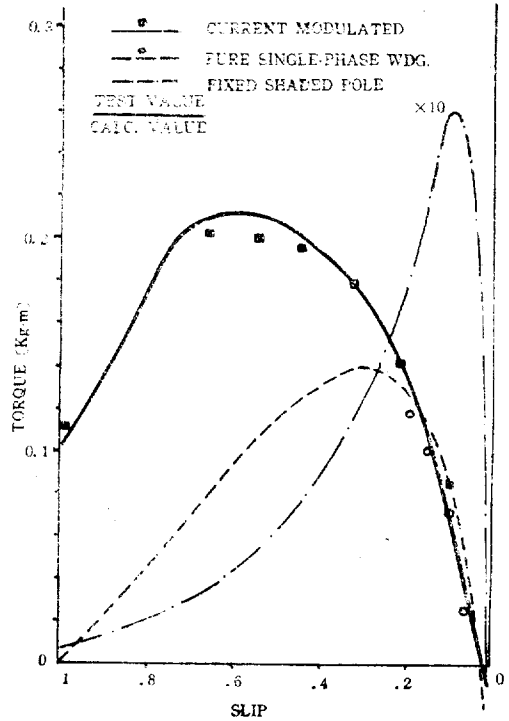


그림 7. 速度—토포크 特性曲線

Fig. 7. Torque vs. speed characteristic curves.

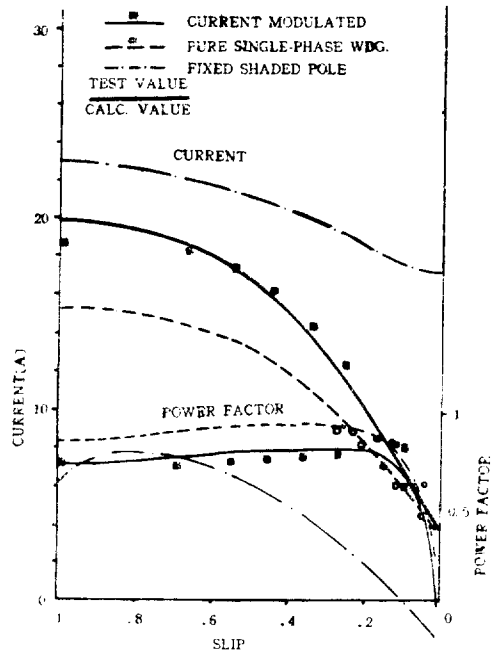


그림 8. 電流 및 力率特性曲線

Fig. 8. Current and power factor vs. speed characteristic curves.

근처에서 거의 10배에 가까운 最高 토오크값을 갖던 것(스릴 1~0.3 사이는 반대로 극히 적은 토오크值를 가짐)이 셰이디드·폴(shaded-pole) 卷線(a 卷線)을 ON-OFF 動作시키면, 셰이디드·폴 卷線에 카파시턴스를 直列로 삽입한 결과<sup>8)</sup>(最高 토오크值는 낮아지고 起動範圍의 토오크는 向上 됨)와 같아진다.

2) 이는 高効率의 셰이디드·폴型 펄스電動機의 역할을 겸한 것으로 電流實効值는 純單相卷線에 비하여 1.3~1.4배 정도에 지나지 않으나 토오크의 最高值는 1.3배가 되며, 起動 토오크는 純單相卷線의 最高 토오크의 3/4배에 가까운 값을 갖는다.

3) 콘덴서電動機에서는 主卷線 및 補助卷線의 電流位相差가  $s=1$  부근에서  $80^\circ$  정도였던 것이  $s=0$ 에 가까워져도 큰 변화를 갖지 않으므로 正常 토오크特性이 나쁘다. 그러나 本電動機構에서의 電流波形變調時는 純單相卷線電流를 變調한 것이므로 起動範圍에서는 거의  $\phi_m - \phi_a = 25^\circ$  정도가 되며, 반면에 正常運轉範圍에서는  $\phi_m - \phi_a$ 가  $15^\circ \sim 5^\circ$  사이에 負荷의 變化에 따라 變化함으로 거의 純單相卷線特性을 갖게 된다. 그리하여 콘덴서起動形에서는 起動時 起動加速範圍를 벗어날 때 遠心分離 스위치에 의하여 補助卷線을 分離하였으나, 本方式에서는 이러한 動作의 필요성을 상쇄시키는 結果를 갖는다.

4) 純單相卷線 토오크特性에 비하여 本電動機構와 같이 分相型卷線에서의 電流波形變調時가 最高 토오크值가 훨씬 높은 것은 같은 分相式인 콘덴서起動型에서는 볼 수 없는 현상임에 틀림없으나, 콘덴서起動型보다 아직 起動토오크가 낮은 점, 그러나 스플리트(split)型 보다는 높은 점으로 보아서 本電動機構는 콘덴서起動型보다 셰이디드·폴型 變型에 가깝다고 보겠다.

5) 特性計算結果와 特性測定值 사이에 어느 정도 오차가 있는 구간은 속도-토오크특성의 기동가속구간에 해당하는 불안정구간으로서 불안정한 측정상의 오차로 보며, 측정이 이 구간에서 입력전압의 변동(고주파성분이 있으면 고주파성분에 비례하여 입력전압이 상승함)이 극히 적은 것으로 보아 고주파성분에 의한 오차분은 적다고 본다.

## 6. 結 論

純單相誘導電動機는 起動範圍에서의 토오크 特性이 나쁘다. 單相誘導電動機의 많은 起動方式 중에서 純單相卷線에 thyristor의 ON-OFF 動作을 적용하여 固定子卷線에 흐르는 電流波形을 變調시키므로써 起動特性을 개선한 電流波形變調方式의 實用可能性을 다음과 같이 推理하였다.

1) 本研究에서는 純單相卷線을 等分分割하여, 分割端子에 ON-OFF system을 채용하여 電動機構上 純單相卷線과 콘덴서를 삽입한 셰이디드·폴 卷線을 겸한 動作特性을 갖게 하도록 하였는데, 實測結果에서 보면 豫測한 特性을 얻었다.

2) 이러한 結果를 數值解析하기 위하여, 먼저 純單相卷線等價回路를 非對稱軸卷線을 가진 유도전동기의 回轉磁界型等價回路로 變形시키고, 여기서 誘導한 토오크特性方程式에 電流波形變調를 시켰을 때의 基本波成分의 換算值  $k_m, k_a, \phi_m, \phi_a$  등을 대입시킨 結果, 數值計算結果와 實測值사이에 實測可能範圍내에서는 理論展開의 타당성을 인정할 수 있었다.

3) ON-OFF system에 의한 電流波形變調는 卷線에 인덕턴스 및 카파시턴스를 直列 또는 並列로 연결한 것과 같은 즉, 等價리액티브要素를 갖는 효과를 갖어 리액턴스 없이도 單相電源에 의하여 2相電動機로 동작할 수 있도록 할 수 있었다.

끝으로 本研究은 새로운 電動機構의 根本的原理를 解析함을 목적으로 하였으며, 앞으로 이 電動機構의 特性改善을 위한 연구를 계속할 것을 다짐하는 바이다.

## 參 考 文 獻

- 1) K. KATO, K. TSUBOI; "On the Form of the Magnetic Field of a Single-phase Induction Motor vs. its slip." J.I.E.E.J., Vol. 91, No.4, pp.698~pp. 704, April, 1971.
- 2) DENIS O'KELLY; "Equivalent circuits for Single-phase Induction and Hysteresis Motors." I.E.E.E. Trans. on P.A.S., Vol. PAS-90, No.1. Jan/Feb. pp.279~pp.288, 1971.
- 3) L.W. BUCHANAN; "An Equivalent circuit for a single-phase Motor Having space Harmonics in its Magnetic Field." I.E.E.E. Trans. on P.A.S., Vol. PAS-84, No.11, pp. 999~pp.1007, November, 1965.
- 4) 吳統烈; "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, pp.25~pp.34, 1973.
- 5) T. KOIKE; "Torque characteristics of capacitor Motor with windings Not in Quadrature The Hitachi Hyoron, Vol. 50, No.6, pp.22~pp.26, 6, 1968.
- 6) MAYURAM R. KRISHNAMURTHY RENGARMANUJAM SRINIVASAN; "Speed-changing Two-phase Induction Motors, Part I:

- Pole Amplitude Modulation Techniques." I.E.E.E. Transactions on P.A.S. Vol. PAS-80, No.6, pp.1321~pp.1335, July/Aug., 1970.
- 7) RENGARAMANUJAM SRINIVASAN, MA YURAM R. KRISHNAMURTHY; "Speed-changing Two-phase Induction Motors, Part II: Phase Modulation Techniques" I.E.E.E. Transactions on P.A.S., Vol. PAS-89, No.6, pp.1336~pp.1346, July/Aug., 1970.
- 8) 黃煥文: "單相誘導電動機構에서 Shaded-pole角이 動作特性에 미치는 영향." 大韓電氣學會誌, Vol.23, No.2, pp.39~pp.45, '74.
- 9) G. SRIDHARARAO, VENKATA V. SASTRY, P. VENKATA RAO; "Two-speed Single-winding Shaded-pole Single-phase Induction Motors." I.E.E.E. Trans on P.A.S. Vol. PAS-89, No.6, pp.1308~pp.1321, July/Aug. 1970.