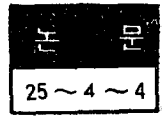


農漁村動力用電動機構를 위한 單相/3相 變換機의 開發에 관한 研究



— Tapped Winding型을 중심으로 —

Study on Single/Three Phase Converter for Motor Applications of Rural District

黃煥文* 趙哲濟**

(Young Moon Hwang)(Chul Je Cho)

Abstract

This study is initiated to solve the problem that the development of an electric machine to drive heavy horse-power load required in the rural district, where only single phase supply is available, is very urgent.

As a method for this purpose, the single/three phase converter by single phase induction machine with a tapped auxiliary winding, running unloaded mechanically under single-phase source and supplying three-phase output to a loaded 3-phase induction motor, is devised and the pilot machine is put into test.

Analysis based on hybrid equivalent circuit for the phase converter and symmetrical component theory for the 3-phase load motor and practical experiment result in that optimum auxiliary winding ratio is to be 1.25 rather than theoretical $\sqrt{3}/2$ in order to keep the voltage unbalance ratio of 3-phase output from the converter as low as possible in both cases of starting and running the load motor.

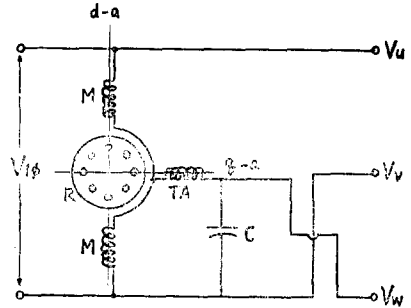
1. 緒論

農漁村電化를 함에 있어서 經濟性을 감안한 결과, 農漁村에는 單相電源만 공급한 地域이 확대되었고, 이러한 地域에서의 電動力裝置로서는 부득히 單相電動機에 의존할 수밖에 없게 되었다. 원래 單相機는 效率 및 力率이 나빠서 分數馬力電動機의 利用만이 타당성을 갖고 있었으나, 單位가 큰 給水펌프 등의 負荷가 늘어 남에 따라, 電動機構의 改善 및 開發이 필요하게 되었다.

현재, 農漁村地域에서는 輕負荷長亘長配電線路이어서 電壓變動率이 크며, 1Hp 이상의 單相電動機에서는 起動電流가 200[V]線路에서 25[A]이상이 되므로 甚한 電壓降下로 인하여 起動時 起動不能狀態에 이르게 되는 경우가 많아 電動力應用에 問題點을 가져오고 있다.

著者들은 이를 개선하기 위하여, 電動機로서는 3相誘導電動機를 이용하되, 性能이 좋은 單相/3相變換機를 이용하여 3相誘導電動機에 電源을 供給하는 方式을 채택함이 效率, 力率 및 起動特性面에서 유리할 것으로 보

고, 여기에 적합한 單相/3相變換機를 개발하고자 한다.



M: Main winding of stator R: Squirrel cage rotor
TA: Tapped winding of stator C: Capacitor

그림 1. Tapped auxiliary winding 誘導機型 單相/3相變換機構

Fig. 1. Schematic diagram of Tapped auxiliary winding induction machine type phase converter

單相/3相變換機로서는 3相誘導機를 이용한 Ferraris-Arno Converter^{1,2)}와 이를 개선한 T.R. Mukunda의 Arno-Converter²⁾가 있으나 效率이 나쁘고, Converter捲線에 甚한 不平衡電流가 흐르게 되는 결점이 있으며, 效率 및 力率을 개선할 목적으로 同期調相機型

* 正會員: 釜山大學大電氣工學科教授(工博·當學會編修委員)

** 釜山大學大電氣工學科助教授

接受日字: 1976年 6月 8日

變換機³⁾를 개발하였으나, 效率 및 力率과 不平衡度는 임의로 조정할 수 있어 여러가지 편리한 점은 많지만 起動裝置가 복잡한 점이 단점이었다. 한편, 2相電動機를 이용한 방식에서는 回轉磁界發生면에서 유리한점이 있으므로 2相電動機型變換機⁴⁾도 검토되었으나, 여기에는 다시 補助單捲變壓器가 첨가되는 불편이 있었다.

여기서, 著者들은 후자의 方式을 채택하되, 機構를 간단히 하기 위하여 補助捲線을 主捲線의 中間 tap에 연결한 Tapped winding型單相誘導機⁵⁾로 개조하여 單相/3相變換機로 이용한 方式을 檢討, 解析한 결과, 3相電源에 의한 3相電動機運轉特性보다는 特性이 나쁘지만, 單相電源에 의한 單相電動機運轉特性보다는 좋은 결과를 얻을 수 있음이 밝혀졌으므로, 3相誘導電動機를 運轉할 때의 適定定數를 算定하고, 이들의 特性을 實驗의으로 解析코져 한다.

解析方法으로는, Tapped winding型單相誘導機를 無負荷로 하여 變換機로 動作시키면 相變換이 回轉子를 통하여 이루어짐으로 回轉子の 等價回路는 2回轉磁界型으로 하고, 固定子는 單相電源과 3相捲線電動機에 並列로 연결되어 있어서 實捲線電流로 표시하는 것이 편리하므로, 이를 並用한 Hybrid等價回路를 이용하는 방법을 택하였다.

2. Tapped winding 電動機의 機構와 等價回路

Tapped winding 電動機는 動作機造상 Shaded-pole 捲線電動機로서 개발되고 있으며, 補助捲線에 콘덴서를 直列로 한 캐피시터型의 電動機로는 特性상의 결함으로 이용되지 않고 있다. 이는 主捲線의 中間 tap에 補助捲線을 연결한 경우는 非對稱軸捲線電動機와 等價인 特性을 갖는데, 等價非對稱角이 補助捲線比의 조정으로도 45°~75°정도의 角밖에 갖지 못하므로 特性 불리하여 이용하지 않는다. 그러나, 無負荷起動은 충분하며, 無負荷定常速度 運轉時 適正捲線比만 갖게 하면, 主捲線端子電壓과 補助捲線의 콘덴서側端子電壓間에는 3相平衡電壓을 얻을 수 있게 되는 점이 착안하여 이를 單相/3相 變換機로 이용코져 하는 것이 本 研究의 主課題이다.

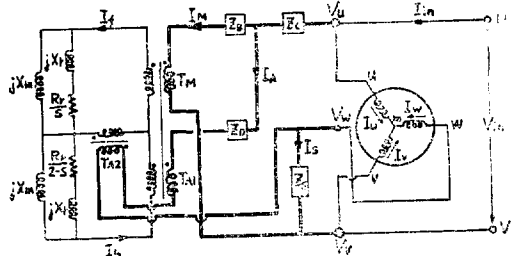
그림 1에서 보면 主捲線에 대한 補助捲線比를 理論上 1:√3/2로 하면, U, V 및 W端子 사이에 平衡3相電壓이 나타날 것이나, 그림 1에서의 U, V 및 W端子에 3相電動機인 負荷를 걸면, 變換機내에서의 負荷電流로 인한 電壓降下로 不平衡狀態가 될 것이다. 더욱이 W端子에서는 負荷電動機에서의 逆起電力이 작용하여 變換機의 不平衡度を 급격히 커지게 하고, 그로 인하

여 심한 不平衡電流를 갖는 결과를 초래한다. 그러므로 電動機負荷時에 平衡狀態가 되도록 할려면 補助捲線比 1:n을 $n > \sqrt{3}/2$ 가 되도록 하여야 한다. 本論文에서는 Tapped winding型 單相/3相變換機에 3相誘導電動機를 負荷로 할 때의 變換機의 主·補助捲線의 適正捲線比 n_{opt} 가 變換機 및 負荷電動機의 定數에 따라 어떻게 결정하여야 하는가를 解析코져 한다.

1) 等價回路

지금, 相變換機와 負荷電動機의 相數 및 配置狀態가 다르므로, 相變換機는 O'Kelly⁶⁾의 Hybrid等價回路를 이용하였다. 그림 2는 Tapped winding 電動機에서 主捲線과 補助捲線사이를 $\pi/2$ 角으로 配置하였을 때의 Hybrid等價回路이다.

여기서, 主捲線과 補助捲線比를 1:b로 할 때 主捲線과 補助捲線과의 等價捲線比 n^6 는



voltage ratio $T_M=1:(1+1)/\sqrt{2}$, $T_{A1}=n\cos\beta:(1+1)/\sqrt{2}$, $T_{A2}=n\sin\beta:j/\sqrt{2}$

$$Z_B = \left(1 + \frac{1}{b}\right) / 2 \cdot Z_{M1}, \quad Z_C = Z_{M1} / 2, \quad Z_D = b / 2 \cdot Z_{M1}$$

그림 2. 3相誘導電動機負荷時의 相變換機의 Hybrid 等價回路

Fig. 2. Hybrid equivalent circuit of phase converter connected to loaded 3ϕ induction motor

$$n = \sqrt{\left(\frac{1}{4} + b^2\right)} \quad (1)$$

主捲線과 補助捲線과의 等價捲線軸角 β 는

$$\beta = \tan^{-1}(2b) \quad (2)$$

이 된다. n 및 β 는 각각 實効捲線比 b 에 따라 변화하며, 主·補助捲線이 對稱配置가 되어 있더라도 等價非對稱軸角이 $\pi/2$ 가 아님을 알 수 있다. 또한 主捲線漏洩임피던스를 Z_{M1} 라 할 때 主捲線과 補助捲線사이의 固定子에서의 相互임피던스 (一般單相電動機에서의 對稱軸捲線配置에서는 0) Z_{MA} 는

$$Z_{MA} = Z_{M1} / 2$$

補助捲線漏洩임피던스 Z_{AI} 은

$$Z_{AI} = Z_{M1} / 2$$

로 換算하게 된다. 그리하여, 그림 2의 等價回路에서의 各定數는

$$Z_B = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{b} \right) Z_{M1}$$

$$Z_C = \frac{1}{2} Z_{M1}$$

$$Z_D = \frac{b}{2} Z_{M1}$$

이 된다.

負荷電動機는 平衡 3相捲線으로 되어 있어 이를 對稱座標法에 의하여 正相分 I_1, Z_1 과 逆相分 I_2, Z_2 로 나누어 풀이하였다.

지금, 그림 2에서 다음과 같은 관계식들이 성립한다. 즉

$$\left. \begin{aligned} (Z_C + Z_B)I_M + Z_C I_A + \frac{1}{\sqrt{2}}(V_f + V_b) &= V_{in} \\ Z_C I_M + (Z_D + Z_C)I_A + \frac{1}{\sqrt{2}}n(V_f \epsilon^{j\beta} + V_b \epsilon^{-j\beta}) &= V_{Um} - V_{Wm} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

$$\left(\begin{array}{cc|ccc} Z_B Z_C + \frac{1}{2}(Z_f Z_b) & Z_C + \frac{n}{2}(Z_f \epsilon^{-j\beta} + Z_b \epsilon^{j\beta}) & 0 & 0 & 0 \\ Z_C + \frac{n}{2}(Z_f \epsilon^{j\beta} + Z_b \epsilon^{-j\beta}) & Z_C + Z_D + \frac{n^2}{2}(Z_f + Z_b) & 0 & (a-1)Z_1 & (a^2-1)Z_2 \\ 0 & 0 & Z_s & (a-a)Z_1 & (a-a^2)Z_2 \\ 0 & 0 & 0 & (1-a^2)Z_1 & (1-a)^2 Z_2 \\ 0 & -1 & 1 & a & a^2 \end{array} \right) \left(\begin{array}{c} I_M \\ I_A \\ I_s \\ I_1 \\ I_2 \end{array} \right) = \left(\begin{array}{c} V_{in} \\ 0 \\ 0 \\ V_{in} \\ 0 \end{array} \right) \quad (6)$$

2) 平衡運轉條件

單相電源에서의 電動機運轉條件은 起動時나 運轉에 있어서 平衡電壓이 인가될 때, Torque發生이 가장 크게 되어 起動電流 및 定常電流가 흘러, 效率 및 力率이 가장 좋은 상태가 된다.

지금, 이러한 條件을 만족하는 捲線比 및 起動콘덴서 容量을 결정하기 위하여, 식(6)에서 I_1 및 I_2 의 값을 구하고, 여기서 I_2/I_1 의 比 즉, 負荷電動機의 逆相分電流/正相分電流의 값이 最小가 되는 條件에서의 捲線 n_{opt} 와 起動콘덴서 $Z_{s,opt}$ 를 구한다.

식(6)에서

$$I_1 = \frac{V_{in}}{A} \left\{ \left[Z_C + \frac{n}{2}(Z_f \epsilon^{-j\beta} + Z_b \epsilon^{j\beta}) \right] \left[Z_C + \frac{n}{2}(Z_f \epsilon^{j\beta} + Z_b \epsilon^{-j\beta}) \right] (a^2 - a) Z_2 + \left[Z_B + Z_C + \frac{1}{2}(Z_f + Z_b) \right] Z_s \left[(Z_C + Z_D) a^2 + \frac{n^2}{2}(Z_f + Z_b) a^2 + Z_2(a^2 - 1) \right] \right\}$$

$$I_2 = \frac{V_{in}}{A} \left\{ \left[Z_C + \frac{n}{2}(Z_f \epsilon^{-j\beta} + Z_b \epsilon^{j\beta}) \right] \left[Z_C + \frac{n}{2}(Z_f \epsilon^{j\beta} + Z_b \epsilon^{-j\beta}) \right] (a^2 - a) Z_1 - \left[Z_B + Z_C + \frac{1}{2}(Z_f + Z_b) \right] Z_s \left[(Z_C + Z_D) a + \frac{n^2}{2}(Z_f + Z_b) a + Z_1(a - 1) \right] \right\}$$

$$\left. \begin{aligned} Z_s I_s &= V_{Wm} - V_m \\ V_{Um} - V_{Vm} &= V_{in} \\ I_A - I_s &= I_w \end{aligned} \right\}$$

그림 2의 等價回路에서

$$\left. \begin{aligned} V_f &= Z_f I_f = \frac{1}{\sqrt{2}} Z_f (I_M + n I_A \epsilon^{-j\beta}) \\ V_b &= Z_b I_b = \frac{1}{\sqrt{2}} Z_b (I_M + n I_A \epsilon^{+j\beta}) \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

이 되고, 負荷電動機의 電壓, 電流 및 임피던스의 正相分 및 逆相分關係는

$$\left. \begin{aligned} V_{Um} &= Z_1 I_1 + Z_2 I_2 \\ V_{Vm} &= a^2 Z_1 I_1 + a Z_2 I_2 \\ V_{Wm} &= a Z_1 I_1 + a^2 Z_2 I_2 \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

이므로 식 (4), (5)를 식(3)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$\rightarrow A = \left[Z_B + Z_C + \frac{1}{2}(Z_f + Z_b) \right] \left[Z_C + Z_D + \frac{n^2}{2}(Z_f + Z_b) \right] Z_s Z_1 (1 - a^2) - \left[Z_C + \frac{n}{2}(Z_f \epsilon^{-j\beta} + Z_b \epsilon^{j\beta}) \right] \left[Z_C + \frac{n}{2}(Z_f \epsilon^{j\beta} + Z_b \epsilon^{-j\beta}) \right] \cdot Z_1 Z_2 (1 - a^2) (a - a^2)$$

이다. 平衡條件은 $I_1/I_2 = 0$ 이므로

$$\begin{aligned} Z_B + Z_C + \frac{1}{2}(Z_f + Z_b) \left\{ a \left[Z_C + Z_D + \frac{n^2}{2}(Z_f + Z_b) \right] \right. \\ \left. + (a-1)Z_1 \right\} = \frac{Z_1}{Z_s} \left\{ (a^2 - a) \left[Z_C + \frac{n}{2}(Z_f \epsilon^{-j\beta} + Z_b \epsilon^{j\beta}) \right] \left[Z_C + \frac{n}{2}(Z_f \epsilon^{j\beta} + Z_b \epsilon^{-j\beta}) \right] \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

를 만족하여야 한다. 여기서 定常運轉時的 條件은 起動콘덴서를 제거하여도 平衡條件에 가까워져야 할 것이므로, 起動콘덴서 開放狀態, 즉 $Z_s = \infty$ 에서 식(8)이 만족하여야 한다. 단, 여기서 Z_f 와 Z_b 는 運轉時(약 $s=0.015$)의 값이어야 하므로, 이를 각각 Z_{fR} , Z_{bR} 로 놓으면, 일반적으로 $Z_{fR} \gg Z_{bR}$ 가 된다. 그러므로 定常運轉時的 平衡條件은

$$a \left(Z_C + Z_D + \frac{n^2}{2} Z_{fR} \right) + (a-1) Z_{1R} = 0 \quad (9)$$

또한, 起動時($s=1$)에는 $Z_f = Z_b$ 이고, 이때의 값을 각각 Z_{fS} , Z_{bS} 라 하면, 起動時的 平衡條件은

$$\left[Z_B + Z_C + Z_{fS} \right] \left[a \left(Z_C + Z_D + n^2 Z_{fS} \right) + (a-1) Z_{1S} \right]$$

$$= \frac{Z_{1S}}{Z_S} (a^2 - a) [Z_C + nZ_{fS} \cos \beta]^2 \quad (10)$$

이 만족하는 條件이다. 식(9), 식(10)에서 보면, 모두 捲線比 n 은 Z_1 의 값에 따라 달라짐을 알 수 있다. 즉 負荷電動機의 正相分입피이던스에 따라 變換機의 定格도 달리 하여야 함은 사실이다.

그러나, 여기에서, 變換機의 捲線比 및 起動콘덴서 容量만을 주안점으로 다루면, 지금, 식(9)와 식(10)에서 Z_{1R} 및 Z_{1S} 를 구하여 消去하면 된다. 그런데, Z_{1S} 와 Z_{1R} 는 負荷電動機의 設計條件에 의하여 결정되는데 Z_{1S} 와 Z_{1R} 와의 比는 일반전동기에서⁷⁾ 3/4負荷時基準으로 할 때

$$\frac{Z_{1R}}{Z_{1S}} = \frac{(R_1 + R_2'/S_R) + j(X_1 + X_2')}{(R_1 + R_2') + j(X_1 + X_2')} \quad (11)$$

理論上 $Z_{fS} \ll \frac{Z_{1S}}{Z_{1R}} \cdot Z_{2fR}$, $Z_C = Z_D \ll Z_{fR} \cdot \frac{Z_{1S}}{Z_{1R}}$ 로 되며, 식(9), 식(10) 및 식(11)에서 適定捲線比는

$$n \cos \beta = \sqrt{\frac{(Z_B + Z_C - Z_{fS}) Z_S}{a^2 Z_{fS}^2} - \frac{Z_C}{Z_{1S}}} \quad (12)$$

이 얻어진다.

3. 實驗的 考察

1) 供試機의 選定

식(12)에서 n_{opt} 의 값, 즉 變換機의 主-補助捲線比를 결정함에 있어서는 負荷電動機의 起動時의 正相分입피이던스 Z_{1S} , 運轉時의 正相分입피이던스 Z_{1R} 는 물론, 相變換機의 主捲線漏洩입피이던스 R_{M1} , X_{M1} 와 回轉子입피이던스 R_r , X_r 의 값의 選定이 선행되어야 한다. 그리하여 負荷 3相電動機는 0.75[KW], 220[V], 4[pole] 3.8[Amp]의 汎用電動機를 基準으로 하였고, 相變換機는 3相電動機에 $\sqrt{3}/2 : 1$ 의 비율, 즉, 全入力 47[%] 정도 電力을 공급할 것으로 보고 0.4[KW], 220[V], 2[pole]인 一般單相콘덴서電動機를 이용하여, 이것의 定數($R_{M1}=4.1[\text{ohm}]$, $X_{M1}=4.0[\text{ohm}]$, $R_r=5.7[\text{ohm}]$, $X_r=2.8[\text{ohm}]$, $X_m=150[\text{ohm}]$)인 값을 갖는 相變換機를 대상으로 하였다. 이때, 콘덴서 電動機의 起動콘덴서는 60[μF]이므로 그대로 적용한 결과 $n_{opt}=1.25$ 이므로, 補助捲線을 이에 적합하게 새로 捲線한 相變換機를 選定하였다.

2) 實驗方法

그림 3과 같이 결선된 相變換機-誘導電動機結線에서 起動時는 콘덴서 $C(60\mu\text{F})$ 를 접속하였다가 運轉時는 이를 제거하는 콘덴서 起動方式을 취하였다. 이때 相變換機의 回轉子軸에는 機械的負荷를 걸지 않는다. 3相誘導電動機의 回轉子軸에는 渦流型動力計를 直結하여 相變換機의 單相入力와 機械的出力을 測定하였다.

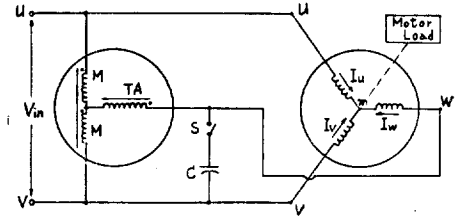


그림 3. Tapped winding 型 單相/3相變換機의 結線圖

Fig. 3. Connection diagram of Tapped winding type single/three phase converter

3) 實驗結果

起動時나 運轉時, 相變換機의 3相出力電壓의 不平衡度를 낮게 유지하기 위하여 앞서 논한 식(12)에 機械定數를 적용하여 구한 補助捲線比 $b=1.25$ 로 한 경우의 實驗結果를 그림 4,5에 표시하였다.

4) 考察

(1) 식(12)에 機械定數를 적용하여 계산한 결과, 主-補助捲線比 $b=1.25$, 等價捲線相差角 $\beta=\tan^{-1}(2 \times$

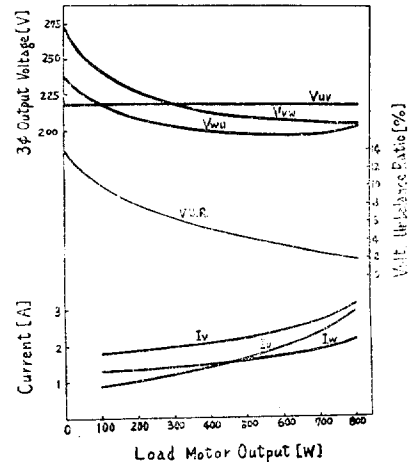


그림 4. 3相誘導電動機를 負荷로 한 相變換機의 動作特性($b=1.25$)—電壓 및 電流不平衡

Fig. 4. Test results for voltage and current unbalance ratio v.s output of Single/three phase converter loaded by 3phase induction motor

1.25)=68.2°이어서 固定子 捲線에서의 等價리액턴스가 증가하고, 이로 인하여 電壓降下가 커지게 됨으로, 이를 보완하기 위하여, 主-補助捲線比의 理論值 $1 : \sqrt{3}/2$ 보다 큰 $1 : 1.25$ 의 捲線比가 요구되었다. 이들을 補助捲線側에 콘덴서를 연결하여 이를 조절할 수 있는 여지가 있음을 보여 주고 있으나, 콘덴서 起動時의 適定相差角 $120^\circ \sim 130^\circ$ 으로는 捲線條件이 이루어지기

힘드므로 여기는 논하지 않기로 한다.

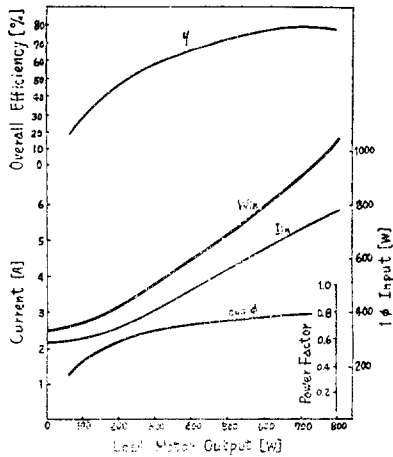


그림 5. 3相誘導電動機를 負荷로 한 相變換機의 動作特性 ($b=1.25$)—效率 및 力率

Fig. 5. Test results for Efficiency and power factor v.s. output of single/three phase converter loaded by 3phase induction motor

(2) 그림 4의 測定結果에서 보는 바와 같이 定格負荷時의 電壓不平衡度가 1.9[%]인데 대하여 無負荷時에는 12[%]로 부하에 따라 변화하게 되는 것은 等價相差角이 90°에 이르지 못한 결과를 말한다. 그러나 一般 3相電源에서도 電壓不平衡度는 8[%]정도까지는 허용되고 있으므로, 본 電動機構에서의 1/3全負荷에서 全負荷까지의 運轉時의 電壓不平衡도가 이 범위내 들게 됨으로 큰 지장은 없다고 본다.

(3) 相變換機의 捲線電流는 1[hp] 3相誘導機의 全負荷에서, 400[W]의 相變換機의 定格電流에 해당하는 電流가 흐르므로, 負荷電動機 1[hp]에 대하여 1/2[hp]의 Tappeded winding型電動機構로서 相變換이 이루어질 수 있음을 알 수 있다. 이는 1[hp] 單相電動機의 電氣 및 磁氣裝荷가 1[hp]의 3相電動機의 그것에 비하여 2배정도 됨으로 相變換機+3相誘導電動機組合의 電動機構로 1[hp]動力을 얻음에 있어, 單相誘導機의 電氣 및 磁氣裝荷의 75~80[%]정도 밖에 요하지 않음을 말하고 있다.

(4) 本 Tappeded winding 型相變換機와 3相誘導電動機의 組合運轉의 效率는 50~75[%], 力率은 65~80[%]이어서 單相誘導電動機의 單獨運轉時에 비하여 效率 및 力率이 약 10[%]정도 유리하다.

4. 結 論

長距離單相配電電源으로 1[hp]이상의 機械의 出力을 얻기 위한 電動機構의 한 方式으로 考察된 Tappeded

winding型 單相/3相變換機에 대하여, 이상과 같은 理論의 解析과 實驗結果로부터 다음과 같은 結論을 얻을 수 있었다.

(1) 相變換機로서 Tappeded winding誘導機의 主捲線에 대한 補助捲線의 適定捲線比는 $b=1.2\sim 1.3$ 이 적합하다.

(2) 補助捲線比를 1.25에 고정하고 콘덴서에 의하여 平衡條件起動을 한 후, 콘덴서를 분리하는 起動方法으로, 單相電源에 대한 重馬力負荷를 運轉시킬 수 있었으며, 이때 3相出力電源의 不平衡度는 一般 3相電源의 不平衡度許容範圍인 2~8[%]이내 머물게 할 수 있었다

(3) 起動特性에서는, 單相電動機單獨으로는 電源임피던스로 인하여 起動不能狀態가 초래되는 重負荷에도 이 方式으로는 相變換機의 起動時間만큼의 起動時間이 다소 길어지나 起動不能狀態로는 되지 않으며, 3相誘導電動機의 利用으로 종합적인 電氣 및 磁氣磁荷의 利得을 갖어올 수 있는 電動機構의 개발이 가능함을 보여 주고 있다.

끝으로 本 研究는 1975年度 産學協同財團의 學術研究費로 이루어졌음을 밝혀둔다.

參 考 文 獻

- 1) A.H. Maggs; "Single-phase/3-phase Conversion by Ferraris-Arno System", J.Inst Elec(London), Vol. 93-III, 133~136 (Apr. 1946)
- 2) T.R. Mukunda and Bipin G. Desai; "Analysis and Performance of the Arno Converter", IEEE Trans On Industry Applications Vol. IA-8, No. 3, 283~288 (May/June, 1972)
- 3) 황영문, 조철제; "同期調相機型變換機의 動作特性에 관한 研究" 釜山大學校 論文集(自然科學院) 제20집, (12, 1975)
- 4) H. Vickers; The Induction Motor(London, Sir-issac Pitman and Sons, 1953), 353~354.
- 5) A.K. Wallace and O.I. Butler; "Equivalent Circuit for Non-quadrature, Tapped-quadrature, and Shaded pole Single-phase Induction Motor", Proc, Inst. Elec Eng. (London), Vol. 115, 1767~1771 (Dec. 1968).
- 6) Denis O. Kelly; "Equivalent Circuit for Single-phase Induction and Hysteresis Motors", IEEE Trans. on Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-90, No. 1, 279~288 (Jan./Feb. 1971).
- 7) A.E. Fitzgerald and C. Kingsley Jr.; Electric Machinery (New York, MGH, 1952), 392~398.