

電氣機器 및 그 應用特集

黃 煥 文*

誘導電動機의 磁氣的 騷音에 대한 考察

一차례

1. 緒言
2. 不平衡磁束에 의한 振動토오크
3. 스콧트數 組合에 따른 磁氣的 騷音

4. 回轉子偏心에 따른 騷音
5. 結言

1. 緒言

電氣機器를 設計, 製作함에 있어, 각部分의 치수의裕度(tolerance)는 필요하다. 이러한裕度는 클수록製作費는 낮아진다. 그러나 이는 電氣機器의 特性에 직접적인 관계가 있어 效率을 低下시키거나,壽命을 단축시키는 원인이 된다. 誘導電動機, 특히 瓶型의 경우는 特異現象으로 空隙 및 베아링의 裕度에 의하여 空隙磁束分布를 켜거르지게 하여, 이로 인한 電磁力波(electromagnetic force wave)의 歪形으로 振動토오크를 유발하게 하며, 電動機의 磁氣的 騷音(magnetic acoustic noise)을 놓게 한다. 최근의 電動機는 動作特性이 우수하여야 함은 물론, 製品으로서의 品質의 尺度로서 外觀도 좋아야 함은 말할 것도 없거니와, 특히 중요한 것은 電動機의 回轉騷音 및 振動이 없어야 하는 점이다. 비교적 騷音 및 振動을 거리는 곳에 이용하는 電動機일수록 電動機의 치수가 적은 것으로, 특히 家庭用電動機는 單相瓶型誘導電動機인 경우가 대부분이다. 이러한 電動機는 空隙이 적어서 裕度의 變化率이 심하고, 印加電壓의 不平衡度가 크며, 速度에 따른 磁氣의 不平衡狀態의 變化가 심하여 振動토오크의 發生이 심한데다가, 이를 機械的으로 抑制하여 주는 機構(프레임 및 베아링 등)가 약하여 騷音을 더욱 확대시켜주는 경향이 있다. 磁氣的 騷音의 原因은 空隙에서의 스콧트 및 齒形이나, 固定子와 回轉子스콧트數의 組合의 불량으로 인한 高調波磁束에 의한 可動部의 振動토오크와 印加磁束의 不平衡分布—1次電壓의 不平衡, 固定子捲線의 不平衡 極數에 따른 磁極의 隋圓電磁力 등으로 인하여—에 의한 電磁分布力의 不平衡에 의한 固定部分의 振動 및 共振動과 回轉子의 偏心과 베아링으로 인한 軸의 偏心으로 인한 電磁分布力의 不平衡에 의한 振動 등을 主原因으로 보고 있다. 이러한原因是 서로複合的으로 나타남으로 防止對策이 일율적으로 이루어 질 수 있으며, 더우기, 이들의 여러가지 騷音

原因을 동시에 감소시킬 수 있는 措置는 있을 수 없으며, 한가지原因의 것을 抑制減少시킬려면 다른原因의 것이 增加하는 性向을 갖고 있어 用途에 따라 重要視되는 쪽을 基準으로 하여 騷音抑制對策을 講求하여야 할 것이다.

誘導電動機의 高周波振動토오크의 算定法에 대하여는 Morrill, Chang, Puchstein Kimball 및 Veinott씨 등에 의한 不平衡空間磁束分布의 對稱座標法 또는 2回轉磁界法解析으로 많은 연구가 거듭되어, 機械定數가 高周波토오크에 미치는 영향의 관계를 풀이하고 있다. 또한, Jordan과 Lax씨에 의하여 偏心 및 機械的振動에 따른 電磁力波(electromagnetic-force wave)의 分布力 mode數 및 그 周波數를 개발함으로서 騷音防止對策에 많은 진전을 보았다. 騷音振動測定方法으로는, 원래振動測定이 精密한 裝置에 의존하여야 하며 그 方法 또한 어려운 점이 많아, method of 1-point measurement of electromagnetic-force waves로 處理되어 왔으나, 요즈음에는 無反響槽(anechoic chamber)와 같은 장치에서의 특별한 조작에 의하여 method of resultant measurement of accoustic noise powers에 의하여 보다合理的인 騷音測定 및 解析이 가능하게 되었다.

2. 不平衡空隙磁束에 의한 振動토오크

電動機의 騷音의 原因은 空隙磁束의 不平衡分布으로 인하여 나타나는 半徑方向磁束成分의 自乘에 비례하는 振動토오크가 가장 큰 要因으로 되어 있다. 이는 分數馬力單相誘導電動機의 2相卷線型에서 2卷線의 卷線比, 相差角 및 励磁電流로 인한 不平衡勵磁에 의하여 電源周波數의 2倍周波數의 振動토오크가 이에 해당하는 것으로 定常運轉時의 振動 및 騷音의 直接的인 原因이며, 回轉子스콧트形이나 磁氣飽和로 인한 振動이 이에 몇 불여 일어나고 있다.

電源의 2倍周波數의 振動토오크의 에너지는 2次의 正相分電壓과 逆相分電流의 積에서 2次의 逆相分電壓과 正相分電流의 積을 뺀 欲으로 구하여 지는데, 다음

* 正會員 · 釜山大工大教授(工博) · 當學會編修委員

식과 같이 구하여 진다.

$$T_p = \frac{1}{2\pi f/P} |I_p| |I_N| \cdot |Z_P - Z_N| \sin(2\omega t + \theta) \quad [kg \cdot m] \quad (1)$$

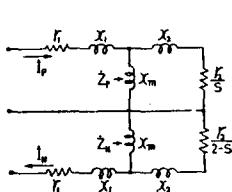
여기서,

I_p, I_N 는 정상, 역상분류이며, N_p, N_N 는, Fig.1에 표시한 단상誘導機의 等價回路에 표시한 定數로서

$$Z_p = \frac{1}{1/jx_m + 1/(r_2/s + jx_2)} \quad (2)$$

$$Z_N = \frac{1}{1/jx_m + 1/(r_2/(2-s) + jx_2)} \quad (3)$$

과 같이 표시되는 2次의 정상, 역상임피던스이다.

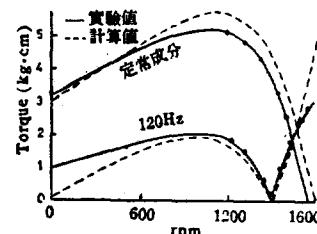


θ 는 振動토오크의 電源電壓에 대한 位相差角으로, 이는 2次의 정상, 역상電壓의 位相差, 정상, 역상電流의 位相差 및 정상, 역相임피던스와의 函數로 되어 있는데, 이는 다른 原因에 의한 振動토오크가 발생하고 있을 때 상당한 영향을 미치는 要因의 하나로 된다.

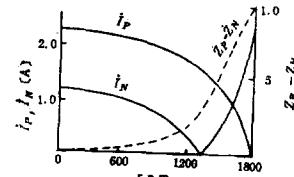
Fig. 1 단상誘導電動機의 等價回路

I_p 및 I_N 는 정상, 역상분류임피던스는 물론, 콘덴서電動機에서 같이 主, 補助卷線의 直列插入임피던스, 補助卷線의 實効卷線／主卷線의 實効卷線의 卷線比, 主卷線과 補助卷線의 配置位相角 및 印加電壓에 따라決定되는 값으로, 空隙에서의 不平衡磁束分布에直接의인 要因이다. 振動토오크를 抑制하는 方法은 이상과 같은 관계를 적당히 調整하여 $I_N=0$ 가 되는 平衡條件 을 갖게 하는 것이 가장 첨경으로 되어 있으나, 이러한 값은 Fig.2에서 보는 바와 같이 單相機에서는 $|Z_p - Z_N|$ 및 $|I_p, I_N|$ 가 速度에 따라 變化함으로, 特定速度에서 平衡運轉되도록 각 定數를 정하여 設計하였드라도 다른 速度에서는 振動토오크가 생기게 되는 것이다. 더 우기 定常運轉速度範圍에서는 速度에 따른 振動토오크의 振幅의 變化率이 커서 결국에는 3相機와 같이 印加電壓 및 卷線配置를 平衡화하지 않으면 안된다는 결론을 낳게 한다. 일반적으로 單相機에서의 2相電源에 의한 驅動에서는 平衡運轉의 速度보다 高速인점에서는 振動토오크가 급격히 커지게 되는데 이 原因은 $|Z_p - Z_N|$ 및 $|I_N|$ 의 增加에 있으며, 특히 후자의 영향이 크다는 것으로 알려져 있다.

平衡運轉條件은 平衡運轉速度가 주어지면, (1)식에서 定數比 $r_1/x_m, x_1/x_m, x_2/x_m, r_2/x_m$ 에 따라 主, 補助卷線比 a 및 $x_s/x_m (x_s$ 는 補助卷線의 直列插入임피



(a)



(b)

Fig. 2. 2相電源에 의하여 驅動되는 單相機의 (a) 振動토오크 및 定常토오크 (b) 正逆相分류 및 임피던스

den으로, 캐파시터電動機에서는 起動카파시타임피던스 등)의 値을 調整함으로써 얻을 수 있으며, 동시에 I_p, I_N 는 $1/x_m$ 과 励磁電壓 및 定數比의 積으로 되어 있음에 주의를 하여야 할 것이다. 앞서에서 말한 바와 같이 a 및 x_s/x_m 등은 主, 補助卷線의 励磁電壓에 의한 空隙上의 磁束分布를 調整하여 주는데 중요한 역할을 하는 것으로 이는兩卷線의 起磁力과 位相差에 따라 不平衡分布의 程度가 달라서 振動토오크가 變化함에 기인한다. Fig. 3은 兩卷線相의 電壓의 位相差와 補助卷線의

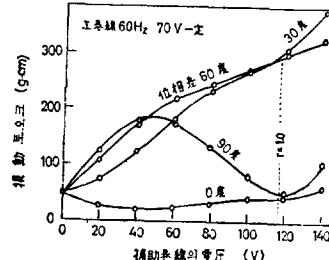


Fig. 3 2相卷線의 励磁電壓, 位相差와 振動토오크와의 關係

電壓의 크기를 파라메타로 하였을 때의 振動토오크를 나타낸 것으로, 位相差가 0° 와 90° 에서 振動토오크 最小가 되는 値을 가지는 경우가 생기므로 同相의 電壓으로 励磁하거나, 1相만을 励磁한 경우에는 振動토오크가 거의 없으며, 位相差가 90° 인 경우에는 補助卷線電壓／主卷線電壓의 比가 $1.5 \sim 1.8$ 인 때 振動토오크가最小로 된다는 것을 알 수 있다.

3. 스롯트數組合에 따른 磁氣的騷音

空隙의 基本波에 대한 等價퍼미안스(permeance)가 일정하더라도 각 스롯트部分에서 스롯트形態에 따른 空隙거리가 齒部分에 비하여 길어짐으로 인한 基本波에 대한 高調波磁束이 생긴다. 이를 抑制하기 위하여 短節捲, 閉스롯트 및 回轉子에서의 斜溝의 採用등의 方法이 있으나, 空隙磁氣抵抗의 完全한 平衡화는 어렵다. 閉스롯트를 採用한 箍形回轉子電動機에 있어서도 閉스롯트卷線型電動機보다 磁氣的振動騷音이 많이 나타난다든지 Fig. 2에서와 같이 起動時의 振動토오크가理論적으로 나타나지 않는데 實際로는 나타난다든지 하는 것은 비록 閉스롯트인 경우라도 鐵心의 空隙面에서의 磁氣通路의 퍼미안스가 銅捲線棒에 의하여 각각 달라서 不平衡分布로 되어, 이것이 局部의 磁氣飽和을 갖는데 起因한다고 보고 있다. 그리하여 起動時振動토오크의 抑制를 위하여는 箍形回轉子의 스롯트를 半開形으로 하여야 한다고 주장하는 사람도 있다.

振動토오크抑制方法으로 스롯트形의 調整은 물론, 回轉子와 固定子의 스롯트數를 適定하게 選定함으로서 效果의 結果를 얻는 수가 많다. 여기서는 이에 대한 스롯트數選定上의 考慮와 磁氣騷音의 處理方法에 대하여 설명한다.

지금, 空隙의 電磁分布力(electromagnetic-force waves)은 固定子의 스롯트, 回轉子의 스롯트, 固定子와 回轉子와의 偏心 및 非對稱과 磁氣飽和에 의하여 나타난다. 우선 固定子와 回轉子의 스롯트로 인한 電磁分布力を 구하여 보면 다음과 같다.

첫째로, 平滑回轉子를 가진 固定子스롯트로 인한 高調波成分은

$$\text{固定子高調波의 次數}, n_s = \frac{2sK_sS_s}{P} \pm 1 \quad (4)$$

$$\text{固定子高調波의 磁束密度振幅}, B_{sm} (= BI_s)/n_s \quad (5)$$

여기서 B_{sm} : 固定子의 基本波磁束密度의 最大值
[Wb/m²]

K_s : 正의 整數(1, 2, … n)

S_s : 固定子의 스롯트數

P : 基本波의 極數

이므로, 固定子側電流에 의한 磁束密度는 (4)에서 보는 바와 같이 각 高調波次數에 基本波磁束과 같은 方向과 反對方向의 磁束이 나타난다. 지금, 이를 표시하면 前進磁界成分은

$$B_{sf} = \sum_{1, n_s} BI_{sf} \cdot \frac{1}{n_s} [x \frac{\pi}{\lambda} - \omega t] \quad (6)$$

後進磁界成分은

$$B_{sb} = \sum_{1, n_s} BI_{sb} \cdot \frac{1}{n_s} [n_s x \frac{\pi}{\lambda} + \omega t] \quad (7)$$

여기서, I_{sf} , I_{sb} : 固定子側前進 및 後進磁界電流
 λ : 極의 pitch

x : 固定子上의 基準點에서의 거리
로 떠다. 平滑固定子를 가진 回轉子스롯트에 의한 固定子側電流로 인한 高調波成分은

$$\text{回轉子의 高調波次數}, n_r = \pm \frac{2K_r S_r}{P} + 1 \quad (8)$$

回轉子의 高調波의 磁束成分振幅,

$$B_{rm} (= BI_r)/n_r \quad (9)$$

여기서 B_{rm} : 回轉子의 基本波磁束密度의 最大值[Wb/m²]

K_r : 正의 整數(1, 2, … n)

S_r : 回轉子의 스롯트

數이므로 回轉子側電流에 의한 磁束密度는 前進方向成分

$$B_{rf} = \sum_{1, n_r} BI_{rf} \cdot \frac{\eta_{nr}}{n_r} \cos[n_r x \frac{\pi}{\lambda} - \omega(n_r(1-s) + s) - t + \theta_{nr}] \quad (10)$$

後進方向成分

$$B_{rb} = \sum_{1, n_r} BI_{rb} \cdot \frac{\eta_{nr}}{n_r} \cos[n_r x \frac{\pi}{\lambda} - \omega(n_r(1-s) - (2-s))t + \theta_{nr}] \quad (11)$$

여기서 I_{rf} , I_{rb} : 回轉子側 前進 및 後進磁界電流
 η_{nr} : 回轉子高調波次數의 高調波에 대한 skew係數

θ_{nr}, θ_{nr} : 각각 基本波 1次電流에 대한 位相差

이다. 空隙에서의 全磁束密度 B_g 는 이를 합한 것으로 電磁分布力의 密度 F 는

$$F = \frac{B_g^2}{2\mu_0} = \frac{1}{2\mu_0} \left\{ \sum_{\substack{K_s=1, 2, 3 \\ K_r=1, 2, 3}} [B_{sf} + B_{sb}] - (B_{rf} + B_{rb}) \right\}^2 [N/m^2] \quad (12)$$

이다.

(1) 半徑方向의 電磁分布力

지금 式(12)의 x점에서의 電磁分布力의 密度中 固定子의 각 n_s 次高調波成分과 回轉子의 각 n_r 次高調波成分과의 積에 해당하는 分布力이 생기는데, Fig. 4와 같이 $n_s = N$, $n_r = R$ 次前進磁束의 경우의 例와 같이 $(R-N)$ 次分布曲線을 가지며, 이것의 $x_1 = -\frac{\lambda}{2(R-N)}$ 에서

$x_1 = \frac{\lambda}{2(R-N)}$ 까지의 電磁分布力密度의 積分에 해당하는 $F_{(R-N)}$ 의 半徑方向의 電磁分布力이 생긴다.

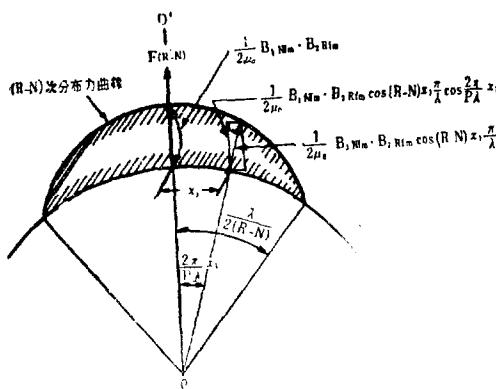


Fig. 4. $n_s = N, n_r = R$ 次 高調波成分에 의한 電磁分
布力

그러므로, 각 n_s 및 n_r 의 積에 해당하는 여러 가지振動mode를 가진 電磁分布力이 있게 될 것인데, 이중高次의 振動mode는 振動임피던스가 커서 무시되고, 低次의 振動mode에 해당하는 것만 實제로 작용할 것이다. 이를 式으로 표시하면

$$F_{(n_s, n_r)} = \frac{P\lambda l}{2\pi\mu_0} B^2 I_{(s_f, s_b)} \cdot I_{(r_f, r_b)} \cdot \frac{A_m \gamma_r}{n_s n_r}$$

[Newton]

여기서 $m = \frac{P}{2}(n_r - n_s)$... 振動mode數

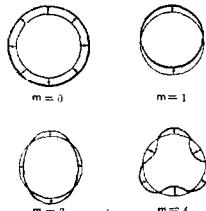
$$A_m = \frac{1}{2} \left\{ \frac{\sin \frac{\pi}{2}(1 - \frac{1}{m})}{m-1} + \frac{\sin \frac{\pi}{2}(1 + \frac{1}{m})}{m+1} \right\}$$

... 振動mode係數이 m 는 電

磁分布力의 空間的인 分布의 次數로 표시되는데, Fig. 5와 같아

(ㄱ) $m=0$: 圓周에 동일한 半徑方向分布力を 생기게 됨을 의미하며,

(ㄴ) $m=1$: 分布力이 全圓周를一波長으로 하여 分布되며, 鐵心全體를 하나의 剛體로 하여 어느 特定方
向으로 밀어제치게 합을 뜯하고



(ㄷ) $m \geq 2$: 分布力이 空隙全周의 $1/m$ 를一波長으로 하여 分布되며, 鐵心을灣曲變形시키게끔 합을 뜯한다.

이때 $F_{(n_s, n_r)}$ 의 時間的變化의 周波數 $f_{(n_s, n_r)}$ 는

Fig. 5. 電磁分布力의 振動mode

$$f_{(n_s, n_r)} = \left\{ \frac{K_s S_r}{60} N_r \pm 2f, \frac{K_r S_r}{60} N_r \right\} \quad (13)$$

단, N_r 는 回轉子의 回轉數(r.p.m.)

인 3가지 형태의 周波數를 가진 振動周波數를 갖는다

(2) 振動토오크

空隙의 高調波磁束密度 B_g 에 의한 振動토오크는 空隙內의 축적된 磁界的 에너지 W 가 回轉子를 ∂A 만큼 움직이게 될 때의 變化로 나타난다. 즉,

$$T = - \frac{\partial W}{\partial A} [N-m] \quad (14)$$

고로, 全空隙內에서의 振動토오크 T_v 는

$$T_v = \int_0^{2\pi} - \frac{\partial}{\partial A} \left[\frac{B_g^2}{2\mu_0} \cdot l \cdot g_s \right] dx [N-m] \quad (15)$$

이고, 여기서, n_s, n_r 次數에 의한 空間磁束에너지는 $n_s = n_r$ 인, 즉, 固定子側次數와 回轉子側次數가 같은 條件의 토크만 남겨 됨으로, 이것이 高調波의 振動토오크가 된다. 즉,

$$T_{(n_s, n_r)} = K_T \cdot B^2 I_{(s_f, s_b)} \cdot I_{(r_f, r_b)} \cdot \frac{\gamma_r}{n_s} \cdot \sin[\theta_{(n_s, n_r)} - \omega(f_{(n_s, n_r)} / f)t] [N-m] \quad (16)$$

이 된다.

이상과 같은 式에서 각각 電磁分布力과 振動토오크를 구하여 보면 다음과 같은 점을 알게 된다.

i) K_s 의 하나의 값에 대응하여, 각각 3種의 周波數의 分布力 및 振動토오크가 발생한다.

ii) 振動토오크는 固定子次數와 回轉子次數가 같은 條件에서 생긴다.

iii) 電磁分布力의 크기는 각 次數 n_s 및 n_r 가 클수록 적어진다. 그리고, m 가 클 수록 급격히 적어진다.

iv) 振動토오크의 크기는 n_s 가 클수록 적어진다.

v) 奇數回轉子스롯트에서는 電磁分布力이 커지고偶數回轉子스롯트에서는 振動토오크가 커짐을 알 수 있다.

vi) 偶數回轉子스롯트에서도 $S_r/P = 整數$ 인 때는 電磁分布力은 적어지나, 振動토오크가 다른 組合에 비하여 철선 커짐으로 이를 피하여야 한다.

(3) 스롯트數組合選定例

지금, 이상과 같은 電磁分布力과 振動토오크를 구체적으로 알아보기 위하여, 스롯트 16의 固定子에 回轉子의 스롯트가 각각 14~19스롯트의 組合의 예를 들어본다. $K_s = 1 \sim 15, K_r = 1 \sim 6$ 에 대하여 計算하고, 이에 대하여 論討한 결과 Fig. 6에서 보는 바와 같이

i) 16스롯트固定子와 14~19스롯트의 組合에서는 電磁分布力 및 振動토오크가 모두 없어지는 組合은 존재하지 않는다.

ii) 振動토오크에 관계없이 電磁分布力만을 적게 할려면 14, 18스롯트를 選定하여야 하고

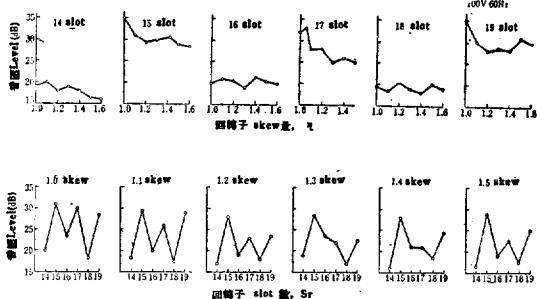


Fig. 6. 回轉子 slot 數 및 skew 量과 電磁分布力騒音關係 (30[cm]선풍기用 전동기, $S_s=16$, 100V 60 Hz印加時)

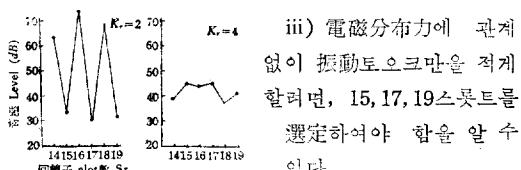


Fig. 7. 回轉子 slot 數 및 高周波次數($K_r=2, 4$)와 振動도오크에 의한 騒音關係(固定子slot數, $S_s=16$, 回轉子 skew, 1.0)

(4) 回轉子 skew 効果

高調波除去를 위하여回轉子를 skew 슬롯으로하는 方式은 널리 알려져 있다. 그러나 Fig. 6에서 보는 바와 같이 skew 量의 變化에 의한 騒音 level의 变化는 대단한 것이 못 되었다. 그리고, skew 効果는 電磁分布力의 磁氣騒音에 얼마간 나타나게 되나, 振動도오크에 의한 磁氣騒音에는 그 効果가 나타나지 않는다. 이는 回轉子 skew는 어떤 특정한 高調波에 만이 그 効果를 갖게 됨으로, 슬롯組合選定이 適定하게 되면, skew 効果는 큰 역할을 못하게 되기 때문이다. 슬롯組合選定中 비교적 電磁分布力이 발생하기 쉬운 $S_s=16$, $S_r=17$ 組合에서 $K_r=1$, $n_r=7.5$, $n_r=9.5$ 에 대하여 skew 係數 η 로 계산하여 본 결과이다. 15次の 슬롯 高調波에 대하여는 1.13스롯트 팅취, 19次の 슬롯트 高調波에 대하여 0.9스롯트 팅취에서 각자 高調波가 제거됨을 보여 주고 있다. 그러나, 그 効果는 실제로 큰 것이 못되었다.

4. 回轉子偏心에 따른 騒音

回轉子의 偏心(eccentricity)은 0.3~1.0[mm]의 근소한 空隙를 갖인 小型 및 中型의 誘導機에서는 製作 및 組立過程에서의 不平衡과 베어링에서의 裕度와의 관계에서 쉽게 일어난다. 그리하여, 볼·베어링을 사용하였을 때는 슬립·베어링을 사용하였을 때에 비하여 윤활률, 베어링부분의 구조물량 등에 의하여 자체 잡음은 물론 偏心誘發에 의한 磁氣的騒音의 원인이 되기도 한다. 이와 같이 偏心에 의한 磁氣騒音의 根源의 原因으로는

가) 固定子와 回轉子 center의 不一致, 回轉子의 回轉 center과 圓 center의 不一致(misalignment)

나) 固定子 및 回轉子의 空隙側表面이 완전한 圓筒狀이 아닌 경우(non perfectly cylindrical)

(다) 固定子와 回轉子가 溫度나 溫度差, 이들의 重量, 磁氣力 및 不平衡磁氣吸引力에 의하여 形態의 损傷(deformation)

(라) 베어링, 베어링·하우징, 基盤과 접촉된 固定子却의 歪形(distortion)

등으로, 보고에 의하면, 6kW籠型誘導機 33臺에 대하여 조사한 결과, 平均空隙거리가 0.2~0.5[mm]정치 변화되고 있었고, 相對最大偏心(relative maximum eccentricity) - 平均空隙거리에 대하여 最小空隙거리와 平均空隙거리와의 差異의 比 - 약 0.05~0.65에 걸친 변화가 있음을 보고하고 있다.

Ellison 및 Yang씨에 의하여 無反響槽에서의 Narrow

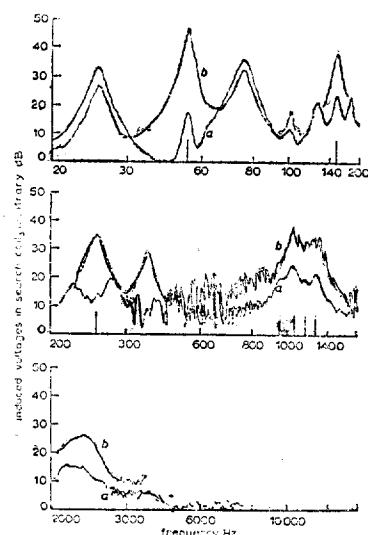


Fig. 8. 回轉子偏心에 의한 4極機($S_s=36$, $S_r=44$)의 騒音分析, a) 相對偏心=0 b) 相對偏心=75% wband freqency analysis法에 의하면, $S_s=36$, $S_r=44$, 4-極 Y-結線의 3相籠型電動機에서의 偏心에 의한 振動 mode=2의 騒音을 測定한結果, Fig. 8과 같다. 이 속에는 基本波(50Hz) 起磁力, 固定子一回轉子スлот트, 基本波 및 第2高調波에 의한 磁氣飽和의 영향도 들어 있으나, a(無偏心)와 b(75%偏心)를 비교함으로써 偏心의 영향을 쉽게 알 수 있다.

이러한 偏心에 대한 抑制方法으로, Equalizer를

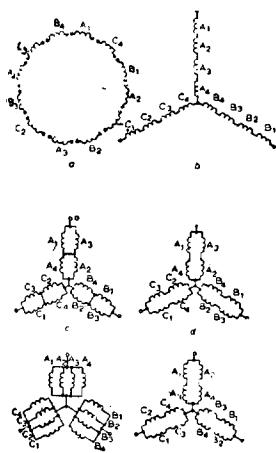


Fig. 9. 4極, 3相籠型誘導機의 卷線群과 Equalizer의 接續圖

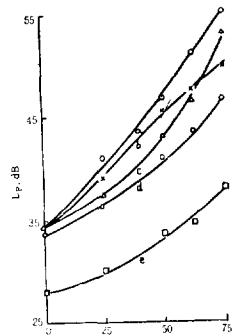


Fig. 10. 偏心率 ϵ 에 따른 Fig. 8의 接續法에 따른 그림 8의 音力 레벨特性 (中心周波數의 6% 側幕 波值)

그效果가 줄어듬을 보여 주고 있어, 앞서 설명한 바와 같이 極數의 영향도 무시할 수 없다고 하겠다. Novy 씨는 並列接續法은 極數와 같은 數의 並列通路를 갖게 하면 효과적이라고도 하나, 이것보다도 並列接續에는 반드시 Equalizer를 並用함이 더 유리하다고 보고 있다.

치하는 방식과 卷線接續의 並列(parallel path)法이 추천되고 있다. 이러한 效果를 보기 위하여前述의 4極에 대하여 Fig. 9와 같이 卷線群과 Equalizer를 접속하였을 때의 音壓레벨(sound pressure level)을 音力레벨(sound power level)로 환산한 特性을 Fig. 10에 조사보고 하고 있다. 여기서 보면 並列接續法을 한 경우(Fig. 9, Fig. 10의 d)보다 여기에 Equalizer를 설치한 경우(Fig. 9, Fig. 10의 c) 가 보다 많은 騒音減少를 갖어왔다. 그런데, 이 경우보다 Fig. 9의 e와 같이 4並列(four parallel paths)法을 채용한 경우가 훨씬 騒音減少에 효과가 있음을 보여 주고 있다.

5. 結 言

이상과 같이 誘導電動機의 磁氣的騒音에 대한 몇 가지 解析과 報告된 實驗結果에 의하면, 騒音의 原因은 여러가지로서 이를 抑制하는 方法으로는

(1) 空隙內의 磁束分布를 平衡화하는 것이 가장 最善의 方法이고,

(2) 여러 가지 原因에 의하여 完全平衡化를 이루지 못하였을 때는一律의 騒音抑制方法은 없고, 다만, 使用處에 따라 適定한 周波數騒音만을 選擇抑制시킬 수 밖에 없다.

(3) 2相卷線에서는 適定卷線比 및 位相, 스롯트組合選定, skew스롯트, 3相機에서는 Equalizer 및 parallel paths 등 騒音抑制方法이 있으나, 모두 완전한 것은 아니다. 다만, 磁氣回路에서의 磁氣飽和는 騒音의根源의 原因임을 밝혀둔다.

참 고 문 헌

- 1) J. Morill, W.J.: Harmonic Theory of Noise in Induction Motors, AIEE(1940).
- 2) A.J. Ellison and S.J. Yang: Effects of Rotor Eccentricity on Acoustic Noise from Induction Machines, Proc. IEE, Vol. 118, p.174(1971).
- 3) Laith waite, E.R.: Differences between Series and Parallel Connection in Machines with Asymmetric Magnetic Circuit, Proc. IEE, Vol.112, p.2074(1965)
- 4) K. Tajima, H. Koya and K. Nemoto: Magnetic Noise of Fan Motor, Hitachi Hyoron, Vol. 50, p.940(1969)
- 5) T. Yokozuka: Alternating Torque Characteristics of Condenser Motor, J.I.E.E.J Vol.91 p.50(1971)
- 6) T. Yokozuka: Effects of the Rotor Slot Shape on the Alternating Torque Characteristics, J.I.E.E.J, Vol. 91, p.547 (1975)