

籠型誘導電動機의 回轉子 슬롯 形狀에 따른 磁束密度 解析

오영수*, 이은웅*, 이동주*, 문제연**
 충남대학교*, 한국담배인삼공사**

The analysis on magnetic flux
 by the rotor slot of Squirrel-cage induction motor

Oh,Young-Soo*, Lee,Eun-Woong*, Lee, Dong-Ju*, Moon,Jae Yun**
 Chung Nam Univ*, KT&G**

Abstract - The torque characteristic of an induction motor is affected greatly by the slot shape at which the conductors of the rotor are located.

In this paper, the three analysis model; general type, deep slot type, double squirrel-cage type, of which the slot shapes are different, were analyzed by FEM at no load, at rated load, and at standstill respectively. The flux distribution and air-gap flux density were also obtained.

From the above result, it was confirmed that the analysis models of deep slot and double squirrel-cage had more desirable characteristics than those of general squirrel-cage.

1. 서 론

諸般産業分野의 高度成長으로 因하여 動力系統의 電氣機器들은 大型化되고 細分化되었다. 따라서 이러한 機器들은 機能上 磁氣裝荷의 增加와 電氣裝荷의 配分問題 등으로 生産設計面에서 過去와는 달리 Energy密度가 높은 電氣機器로 開發되고 있다. 이러한 理由로 많은 學者들이 重電氣機器의 性能과 效率을 높이기 위해서 高 에너지密度 電氣機器의 設計上 基礎資料가 되는 磁束分布 特性을 면밀히 解析하게 되었다. (1), (2), (3), (4)

本 研究에서는 有限要素로 電磁場을 解析할 수 있는 프로그램 Magnet 5.03을 利用해 같은 容量에서 回轉子 슬롯 形狀이 다른 三相 籠型誘導電動機의 解析資料를 電動機製造業體로부터 구해 解析 모델로 選定하고 電動機의 2次側 拘束時, 無負荷時 및 定格負荷時의 磁束分布 特性을 解析하여 각 解析모델의 特性을 豫測하여 보다 向上된 電動機 設計의 基礎資料를 提示하고자 한다.

2. 슬롯 形狀에 따른 誘導電動機의 一般的 特性

2.1 固定子 슬롯의 形狀

固定子 슬롯의 種類에는 슬롯 入口가 완전히 開放되어 있는 開溝型과 슬롯入口의 幅이 슬롯幅 보다 작은 半閉溝型 슬롯이 있다. 開溝型 슬롯은 空隙의 磁束密度에 많은 脈動을 包含시키나, 損失의 크기가 定格容量에 비하여 작고 製作上의 利點과 슬롯의 齒부분에서의 飽和를 줄일 수 있어 大容量 電動機에서 주로 많이 使用되고 있다. 반면 半閉溝型 슬롯은 開溝型 슬롯에 비하여 보다 正弦의인 空隙磁束密度를 얻을 수 있다는 長點은 있으나, 固定子측의 漏洩리액턴스의 增加로 出力토크의 減少가 발생하여 低壓 小容量의 電動機에 많이 利用된다.

最近에는 半閉溝型 슬롯의 短點을 보완하기 위해서 異方性웨지(anisotropic wedge)를 슬롯에 挿入하여 漏洩리액턴스의 增加를 막아 토크를 增加시키고 正弦의인 空隙磁束分布를 얻을 수 있는 高效率의 電動機가 設計되고 있다.

2.2 回轉子 슬롯의 形狀

籠型誘導電動機는 無負荷時나 定格負荷時에 回轉子 導體에 작은 電流가 誘導되지만 起動時에는 매우 큰 電流가 誘起되기 때문에 回轉子 슬롯의 形狀에 의한 슬롯高調波의 影響이 매우 크다. (1)
 籠型回轉子의 形狀은 半閉型 슬롯과 全閉型 슬롯이 주로 使用되며 本 研究에서는 半閉型을 使用하였다. 全閉型

回轉子 슬롯을 使用하면 回轉子側 漏洩리액턴스가 매우 크게 되고 zig-zag리액턴스를 增加시켜 固定子側 磁束이 回轉子 導體를 적게 鎖交하므로 回轉子側에 電流를 적게 誘導시켜서 發生토크가 감소하므로 자주 使用되지는 않는다.

최근에는 誘導電動機의 短點을 보완하고자 起動電流가 작고 起動토크가 큰 特殊 籠型回轉子가 많이 使用되고 있는데 그 代表的인 種類에는 回轉子의 슬롯폭에 비해서 깊이가 깊은 深溝籠型과 回轉子 導體가 2層으로 構成된 二重籠型이 있다.

深溝型籠型回轉子는 起動時에 表皮效果에 의해 回轉子側 電流가 導體上部에 쏠리게 되어 有效抵抗이 增加하게 되고 抵抗이 증가하니가 起動電流를 制限하게 되며, 定格運轉時에는 電流가 回轉子 導體에 均일하게 분포하여 有效抵抗이 減少되고 이로인한 回轉子側 銅損이 減少되어 高效率 運轉을 얻게 된다.

또한 二重籠型回轉子은 上部導體와 下部導體를 분리해 놓으므로써 起動時에 더 큰 電流에 의해 發生하는 漏洩리액터로 인해 단면적이 작아 저항이 큰 上部導體에 흐르게 하여 深溝籠型보다 큰 起動토크를 얻을 수 있다.

3. 解析 모델

3.1 解析上의 假定

- i) 入力電流密度 J 와 벡터포텐셜 A 는 回轉軸方向成分만 있고 時間的으로 正弦의 變化를 한다.
- ii) 電流導體는 渦電流 및 表皮效果를 無視한다.
- iii) 鐵心部에 있어서는 透磁率은 一定한 값이고 히스테리시스 損失, 磁氣飽和 및 抵抗率의 溫度效果는 無視한다.

3.2 解析 모델

回轉子 슬롯形狀에 따른 影響을 解析하고자 固定子 슬롯은 모두 半閉型이며 回轉子 슬롯이 각각 一般籠型인 모델, 深溝籠型인 모델, 二重籠型인 모델을 電動機製造業體로부터 얻어 解析에 利用하였다. 각 解析 모델의 1極에 해당하는 전체적인 構造와 固定子和 回轉子 슬롯의 形狀을 그림 1, 그림 2, 그림 3에 각각 나타내었다.

3.3 支配方程式 (4), (5), (6)

誘導電動機는 固定子側에 時變電壓을 印加해 回轉子 導體에 電流를 誘導시켜 토크를 發生하므로 解析領域을 支配하는 系는 時變磁界이다. 常用周波數 60[Hz]를 使用하는 경우 變位電流는 거의 무시할 수 있으므로 時變磁界 H 는 式(1)로 나타낼 수 있다.

$$\nabla \times H = J + J_i \quad (1)$$

여기서, J 는 固定子側에서 印加한 電流이며, J_i 는 回轉子측에 誘導된 電流이다.

그리고 磁界 H 와 磁束 B 자기벡터포텐셜 A 에 대한 관계 $H = \frac{1}{\mu} B$, $B = \nabla \times A$ 을 式(1)에 代입하면 式(2)를 얻는다.

$$\nabla \times \nabla \times A = \mu J + \mu \sigma E \quad (2)$$

여기서, μ 는 투자율이다. 電流密度 J 와 자기벡터포텐셜 A 가 正弦的이라면, 式(3)과 같은 支配方程式을 얻는다.

$$\nabla^2 A = -\mu J + j\omega\mu\sigma A \quad (3)$$

3.4 有限要素法の 定式化

支配方程式 (3)에 Galerkin법을 적용하면 式(4)을 얻을 수 있다.

$$R_i = \int_{\Omega} \left[\nabla N_i \cdot \frac{1}{\mu} \nabla A + N_i \cdot \omega\sigma A - N_i J \right] d\Omega - \oint_s N_i \cdot \frac{1}{\mu} \frac{\partial A}{\partial n} dS \quad (4)$$

여기서, N_i 는 形狀函數이다. 解析領域을 有限개의 1次三角要素로 分割하고, 近似化시킨후 式 (4)에 대입하여 정리하면 각 要素에 대해 要素行列을 얻을 수 있고 解析全領域내의 모든 要素에 대해 계산하여 이들을 全部組合하면 式 (5)와 같은 계방정식을 구성할 수 있다.

$$[S][A] + K^2[Q][A] = [F] \quad (5)$$

여기서, $[S]$ 와 $[Q]$ 는 $(n \times n)$, $[A]$ 및 $[F]$ 는 $(n \times 1)$ 의 行列이고 K^2 는 $j\omega\mu$ 이다.

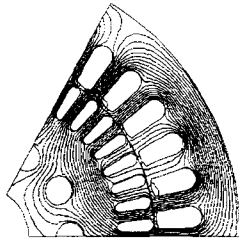
4. 解析結果考察 및 檢討

本 解析모델에 사용한 一般籠型和 深溝籠型은 6極機이므로 1極에 해당하는 1/6만 解析領域으로 하였고 二重籠型인 4極機는 1/4만 解析하므로서 計算시간을 短縮하였다.

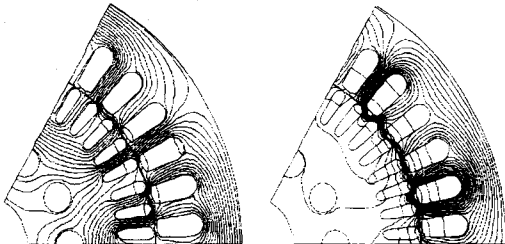
4.1 一般籠型 (解析모델 1)

그림 1과 같은 無負荷時, 定格負荷時, 拘束時의 磁束分布을 각각 얻을 수 있었다. 無負荷時에는 固定子측의 發生磁束이 回轉子측을 均一하게 鎖交하였으나 定格負荷時에는 回轉子電流에 의한 反발력으로 固定子측 發生磁束이 일그러진다. 또한 拘束時에는 固定子측 漏洩 리액턴스가 增加하여 空際의 zig-zag 리액턴스의 增加된다.

그리고 無負荷時, 定格負荷時에 空際磁束密度를 구하면 그림 2와 같다. 無負荷時에는 全體적으로 正弦的인 分布를 이루고 있으나, 定格負荷時는 無負荷時보다 磁束密度가 增加하였으며 또한 磁束密度의 分布가 2[T]이상을 넘어 포화되고 큰 脈動成分을 포함하고 있다. 따라서, 無負荷時 보다 定格負荷時에 騒音이나 振動이 클 것이다.



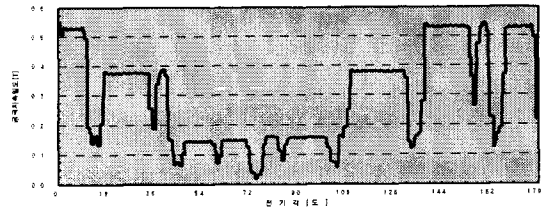
(a) 無負荷時



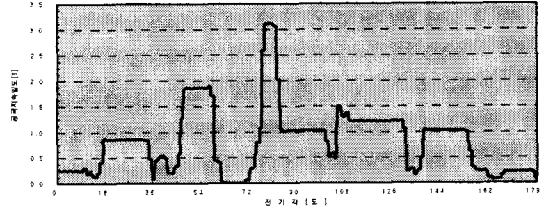
(b) 定格負荷時

(c) 拘束時

그림 1. 解析모델 1의 磁束分布
(3相 6極 5.5kw : 一般籠型)



(a) 無負荷時



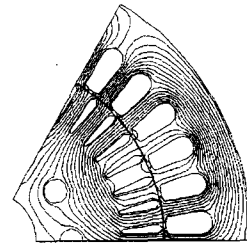
(b) 定格負荷時

그림 2. 解析모델 1의 空際磁束分布圖

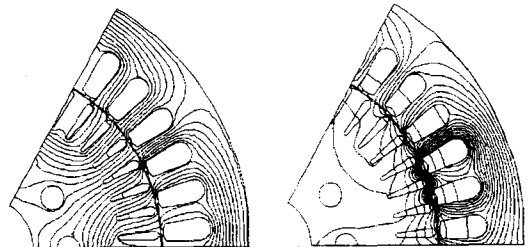
4.2 深溝籠型 (解析모델 2)

無負荷時, 定格負荷時, 拘束時의 磁束分布을 나타내는 그림 3에서 無負荷時에는 磁束이 均一하게 分布하였고 定格負荷時에도 固定子측 자속이 空際를 비스듬히 지나 回轉子측 導體를 대부분 鎖交하였다. 이것은 深溝籠型 回轉子導體가 폭에 비하여 깊이가 깊어 回轉子측 齒部分의 폭이 상대적으로 커서 磁束이 回轉子를 鎖交하는 통로가 增加했기 때문이다. 또한 拘束時에는 解析모델1 보다 더 적은 磁束이 空際部分을 脈動하였는데 이로 인해서 해석모델2의 起動時에는 解析모델1 보다 固定子측 漏洩 리액턴스가 작아서 보다 큰 토크를 發生시킬 수 있음을 예상할 수 있었다.

그리고 無負荷時와 定格負荷時에 空際 磁束密度는 그림 4와 같고, 解析모델1에 비해서 보다 良好한 토크特性을 갖는 것으로 예상된다.



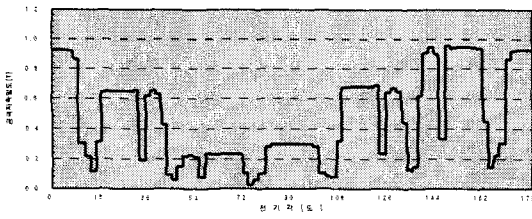
(a) 無負荷時



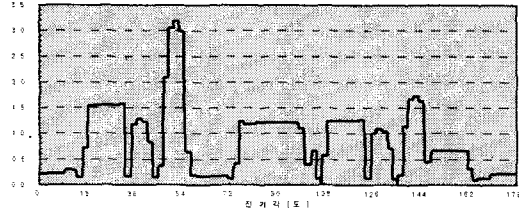
(b) 定格負荷時

(c) 拘束時

그림 3. 解析모델 2의 磁束分布
(3相 5.5kw 6極 : 深溝籠型)

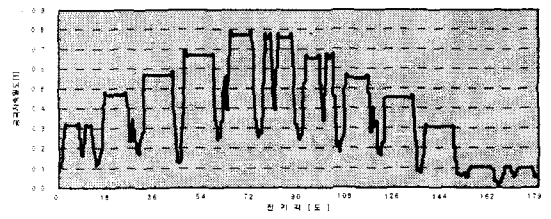


(a) 無負荷時

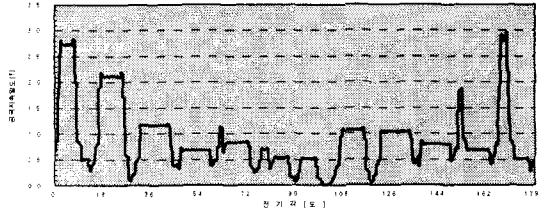


(b) 定格負荷時

그림 4. 解析모델 2의 空隙磁束分布圖



(a) 無負荷時



(b) 定格負荷時

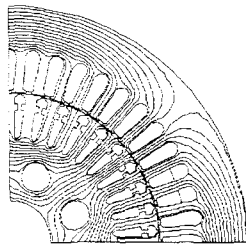
그림 6. 解析모델 3의 空隙磁束分布圖

4.3 二重籠型 (解析모델 3)

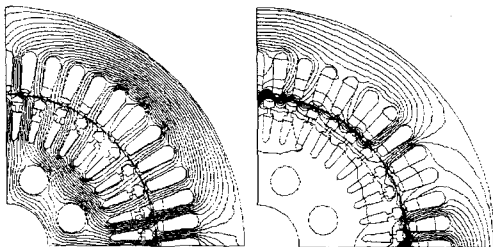
無負荷時, 定格負荷時, 拘束時의 磁束分布을 그림 5와 같고, 無負荷時에는 磁束分布가 매우 均一하게 分布하였으며, 定格負荷時에도 거의 飽和됨이 없이 均一하게 分布하였고, 拘束時에는 固定子측에서 發生한 磁束이 回轉子의 上部導體를 鎖交하는 磁束成分이 存在하였는데 이로 인하여 起動時에는 上部導體에 주로 電流가 誘導되어 回轉子측의 有效抵抗을 增加시켜 起動토크를 增加시킬 것으로 예측된다.

또한 無負荷時와 定格負荷時에 空隙磁束密度를 구하면 그림 6과 같으며, 空隙磁束密度가 解析모델1이나 解析모델2 보다 더욱 正弦的인 形을 알 수 있다.

따라서, 回轉子가 二重籠型인 경우가 一般籠型이나 深溝籠型보다 起動特性이 優秀하고 보다 正弦的인 空隙磁束密度分布에 의해서 振動이나 騒音이 적은 良好한 電動機로 예상된다.



(a) 無負荷時



(b) 定格負荷時

(c) 拘束時

그림 5. 解析모델 3의 磁束分布

(3相 4極 11KW : 二重籠型)

5. 結論

從來의 等價回路法과 같은 經驗的인 方法으로 解析할 수 없는 誘導電動機의 에너지 分布를 有限要素法을 使用하여 解析하였다. 回轉子 導體가 位置하는 슬롯 形狀에 따라서 토크 特性이 다르기 때문에 電動機製作業體로부터 一般籠型 (解析모델 1), 深溝籠型 (解析모델 2), 二重籠型 (解析모델 3)의 세 類型의 設計資料를 구해 에너지 分布를 解析하였다.

그 結果 一般籠型보다는 深溝籠型이, 深溝籠型 보다는 二重籠型의 磁束密度分布가 脈動이 적은 正弦的으로 되는 것을 確認할 수 있었다. 그리고 각 解析모델에서 無負荷時보다는 定格負荷時가 回轉子側에 誘導된 電流에 의한 反撥力으로 空隙磁束分布가 歪形됨을 확인할 수 있었다. 또한 二重籠型 回轉子의 解析모델에서 定格負荷時나 拘束時(起動時)의 空隙磁束分布로부터 起動電流를 制限할 수 있으며 漏洩리액턴스의 감소로 큰 起動토크를 發生시킬 수 있고 空隙磁束分布가 보다 正弦的으로 分布되며 起動特性의 向上을 가져올 수 있음을 實證하였다.

(참고 문헌)

- [1] 李殷雄, 趙顯吉, “치질(teeth pitch)과 슬롯폭의 비에 의한 공극의 합성고조파 밀도 해석”, 대한전기학회, 하계 학술대회논문집, pp171-173, 1995.
- [2] 任達鎬, 玄東石, 任泰彬, “有限要素法에 의한 三相誘導電動機의 磁束分布에 關한 研究”, 大韓電氣學會誌, Vol.30, No.4, pp.34-44, 1981.
- [3] 任達鎬, 玄東石, 李喆煥, “有限要素法에 의한 變壓器 磁束分布에 關한 研究”, 大韓電氣學會誌, Vol.29, No.4, pp.247-255, 1980.
- [4] 任達鎬, 金燦五, “重電機設計에 따른 電界, 磁界 分布特性解析 基本理論의 適用方法”, 大韓電氣協會調查研究論文, Vol.6, pp.1-73, 1983.
- [5] 李殷雄, “有限要素法에 의한 電磁界 解析”, 충남대전기공학과, 1994.
- [6] 任達鎬, “有限要素法”, 東명사, 1994.