

Shading Coil 의 最適 回路定數 決定에 關한 研究

金 是 和

A Study on the Determination of Optimal Circuit Constants of Shading Coil

Si-Hwa Kim

< 目 次 >

Abstract	3. 計算機 Simulation
記號說明	4. 結果 및 檢討
1. 序 論	4.1 結合係數에 注目한 評價函數의 特性檢討
2. 最適回路定數의 決定을 위한 回路模型	4.2 面積比 M_s 와 A 및 α 에 關한 檢討
2.1 回路模型의 構成을 위한 假定	5. 結 論
2.2 回路模型의 構成과 定式化	參考文獻

Abstract

It has been generally known that the chattering of an AC electromagnetic contactor due to the fluctuation of attracting force is the primary cause of its abrasion and noise. To reduce this chattering effect, an AC electromagnetic contactor is mostly fitted with a shading coil which works the role to make difference in phases of two distinct components of attracting force.

The theoretical interpretation of an AC electromagnetic contactor with shading coil and the equation of its attracting force per unit wattage consumed have already been proposed, however, few explications so far have been made on the determination of optimal circuit constants of shading coil.

In this paper, the author constructs a circuit model of an AC electromagnetic contactor with shading coil which is based on the theoretical interpretation of shading coil examined to be valid by experiments under some assumptions, and defines the equation of attracting force without chattering per unit wattage consumed as a performance function for determining the optimal circuit constants of shading coil.

And then, the optimal circuit constants maximizing the performance function are determined by means of computer simulation founded on the above circuit model and the characteristics of those circuit constants are examined with special attention to the coupling coefficient.

* 正會員, 韓國海洋大學

記 號 說 明

\dot{E}_1	: 一次側 逆起電力	(V)	R_i	: 鐵損抵抗	(Ω)
\dot{E}_r	: 一次側 端子電壓	(V)	R_s	: Shading coil 의 抵抗	(Ω)
F_1	: Shading coil 의 外部磁極面이 내는 吸引力	(N)	R_e	: 一次側의 等價抵抗	(Ω)
F_2	: Shading coil 의 內部磁極面이 내는 吸引力	(N)	\dot{Z}_1	: 一次側 Impedance	(Ω)
F	: 交流電磁石의 全吸引力	(N)	\dot{Z}_i	: 鐵損抵抗	(Ω)
F_N	: 單位消耗電力當 無騒音吸引力	(N/W)	\dot{Z}_0	: 勵磁 Coil 의 Impedance	(Ω)
\dot{I}_1	: 一次側 電流	(A)	\dot{Z}_s	: Shading coil 의 Impedance	(Ω)
\dot{I}_0	: 勵磁電流	(A)	\dot{Z}_m	: $-j\omega M$	(Ω)
\dot{I}_i	: 鐵損電流	(A)	α	: ϕ_1 과 ϕ_2 의 位相角	($^\circ$)
\dot{I}_s	: Shading coil 의 電流	(A)	μ_0	: 眞空透磁率	(N/A ²)
\dot{I}_r	: 電源側의 補充電流	(A)	ν_1	: Shading coil 外部磁路의 漏洩係數	
\dot{I}_t	: 一次側 全電流	(A)	ν_2	: Shading coil 內部磁路의 漏洩係數	
K_C	: 結合係數		ϕ	: 磁束	(N·m/A)
L_1	: 勵磁 Coil 의 自己 Inductance	(H)	Φ_m	: 最大磁束	(N·m/A)
L_s	: Shading coil 의 自己 Inductance	(H)	ϕ_1	: Shading coil 外部 磁極面의 磁束	(N·m/A)
L'_s	: ϕ_L 을 만드는 自己 Inductance	(H)	ϕ_2	: Shading coil 內部 磁極面의 磁束	(N·m/A)
L_e	: 一次側의 等價自己 Inductance	(H)	ϕ_0	: 勵磁電流에 의한 磁束	(N·m/A)
M	: 相互 Inductance	(H)	ϕ'_L	: Shading coil 의 漏洩磁束	(N·m/A)
N_1	: 勵磁 Coil 의 捲數		a	: Shading coil 外部 磁路의 斷面積(S_1)	(m ²)
N_s	: Shading coil 이 捲數		b	: Shading coil 內部 磁路의 斷面積(S_2)	(m ²)
P_{AC}	: 交流消耗電力	(W)	m	: $\frac{a}{a+b}$	
R_1	: 勵磁 Coil 의 抵抗	(Ω)	M_s	: $\frac{b}{a+b}$	
			S	: 磁路의 斷面積($a+b$)	(m ²)

1. 序 論

순수한 單相交流에 의해 勵磁되는 交流電磁石의 吸引力에는 供給電源 周波數의 2 倍로 振動하는 脈動力吸引力이 반드시 包含되며 이로 인한 電磁石의 Chattering 은 接觸面의 磨損과 騒音의 原因이 된다. 이와같은 磨損과 騒音을 可能한 한 防止하기 위하여 適切한 時差를 갖는 두 交番磁束을 만드는 役割을 하는 Shading coil 을 電磁石의 極片에 끼우는 것이 보통이다.

Shading coil 에 관한 理論的인 解釋方法과 이를 考慮한 交流電磁石의 吸引力式의 誘導에 관하여는 各種 回路定數의 測定實驗을 뒷받침으로 하여 이미 研究된 바 있다.¹⁾ 그러나 Shading coil 의 最適 回路定數의 決定에 관하여는 滿足할 만한 理論的인 究明이나 具體的인 方法이 거의 提示되어 있지 않아서 대개 設計者의 經驗的인 資料와 近似的인 計算에 依存하고 있다 해도 지나치지 않다.^{2), 3)}

여기서는 몇몇 假定 아래, 이미 實驗에 의해 그 妥當性이 檢討된 Shading coil 의 理論的인 解釋方法을 바탕으로 그 Shading coil 의 最適回路定數를 決定하기 위한 回路模型을 構成하고, 單位消耗電

力當 無騒音吸引力式을 評價函數로 選定하여 이 評價函數를 最大로 하는 Shading coil 의 最適回路定數를 前述한 回路模型에 의한 計算機 Simulation 으로 決定하여으며, 또한 Shading coil 의 諸回路定數의 特性을 結合計數에 특히 注目하여 比較・檢討하였다.

2. 最適回路定數의 決定을 위한 回路模型

交流電磁石에 關한 研究結果의 發表는 지금까지도 매우 드문 편이며 理論的으로도 明確한 解明이 困難하여 大략적인 假定이나 省略下에 近似的으로 그 解釋을 行하고 있다. 따라서 그 設計에 있어 서도 計算結果와 實際結果와의 어긋남이 결코 작은 것이 아니다. 이런 까닭으로 交流電磁石의 回路模型을 構成하기 위하여 設定하는 假定은 매우 重要한 意味를 가지며 이러한 假定들은 곧 그 回路模型에 의한 研究結果의 信賴性的의 範圍를 決定짓는다 할 것이다.

2.1 回路模型의 構成을 위한 假定

Shading coil 의 最適回路定數를 決定하기 위한 計算機 Simulation 의 根據가 되는 回路模型의 構成에 앞서 本 研究의 範圍와 限界를 나타내 주는 몇몇 假定은 다음과 같다.

(1) 使用電流의 範圍 內에서 鐵心의 磁束은 勵磁電流에 比例한다. Fig.1 에서 보여주듯이 鐵心に 磁氣飽和가 일어나지 않았음을 假定하는 것이다.

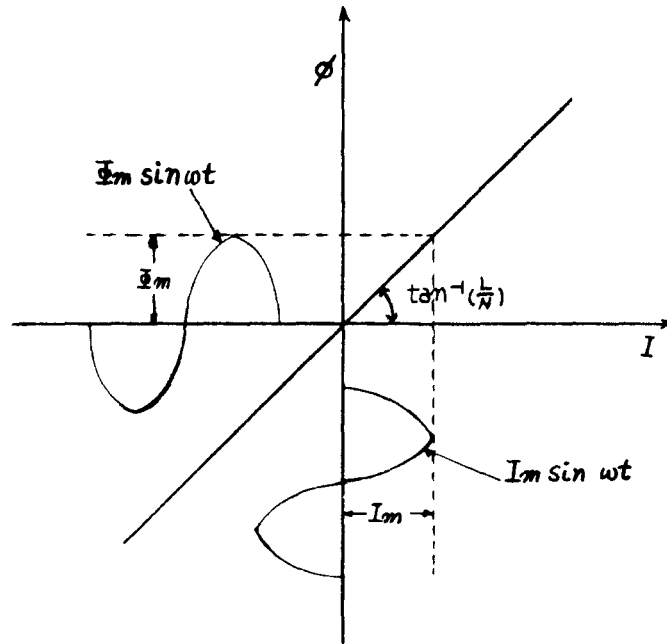


Fig. 1 Linear characteristic of magnetic flux and current

(2) 電磁石의 勵磁를 위하여 一定한 電壓 및 一定한 周波數의 正弦波 交流電源이 供給된다고 假

定한다. 이 假定은 供給電源의 周波數를 變化시키는 등의 方法을 本 研究의 範圍에서 除外한다는 뜻이다. 따라서 磁束의 瞬時値는 式(1)과 같이 쓸 수 있다.

$$\phi = \Phi_m \sin \omega t \quad (1)$$

그리고 이에 따른 交流電磁石의 吸引力式은

$$F = \frac{1}{4\mu_0 S} \Phi_m^2 - \frac{1}{4\mu_0 S} \Phi_m^2 \cos 2\omega t \quad (2)$$

가 된다. 式(2)의 右邊 第二項이 곧 供給電源 周波數의 2倍 周波數로 振動하는 脈動吸引力이다.

(3) Shading coil 이 裝置된 Fig. 2 와 같은 交流電磁石은 그 接觸面이 密着된 狀態일 경우 結合係數(Coupling coefficient)가 아주 작은 疏結合(Loose coupling)의 磁氣的 結合回路로 解釋할 수 있으며 이때 極片磁路의 漏洩係數는 Shading coil 이 있는 部分과 없는 部分이 다같이 1이라 假定한다.

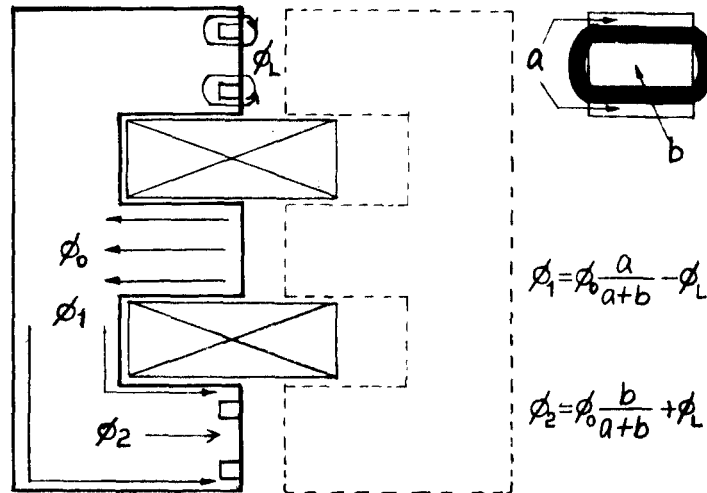


Fig. 2 Principle arrangement of AC electromagnet with shading coil

(4) Shading coil 은 그 形狀과 取付方法에 따라 大別하면 絶緣한 것과 絶緣하지 않은 것으로 나눌 수 있는데 여기서는 絶緣하지 않은 채 Shading coil 을 短絡시켜 接觸面의 홈에 끼워 製作하는 後者의 경우를 對象으로 한다. 이러한 製作法은 Shading coil 의 短絡電流로 因한 接觸面의 過熱의 原因이 되기 쉬우나 機械的으로 그 使用頻度가 높은 小型 交流電磁石에 가장 널리 使用되는 간단한 製作法이다.

(5) 交流電磁石의 設計의 경우 그 極略設計過程에서 勵磁 Coil 의 抵抗 R_1 과 Inductance L_1 및 捲數 N_1 , 電磁石의 鐵損과 渦流損 및 기타 損失 R_2 , 電磁石의 極片의 斷面積 S 그리고 印加電壓 E_1 등 과 같은 諸定數들은 設計上 또는 經驗的으로 알려져 있거나 아니면 간단한 實驗으로 測定할 수 있다. 또한 어떤 形狀의 電磁石에 관한 特性이 實驗的으로 또는 經驗的으로 알려져 있을 경우 이와 相似形의 電磁石은 대체로 그 特性이 相似된다는 事實이 經驗的으로 받아들여지고 있다. 그래서 設計上으로 要求되는 情報가 不足한 電磁石을 設計해야 할 경우에는 그 形狀에 의해 相似시켜 크게

또는 작게 設計·製作하는 方法이 一般的으로 많이 行하여지고 있는 것이다.

2·2 回路模型의 構成과 定式化

以上과 같은 假定下에 계산기 Simulation 을 통하여 Shading coil 의 最適回路定數를 決定하기 위한 回路模型을 構成하고 이를 定式化하고자 한다. Fig. 2 와 같이 Shading coil 이 裝置된 交流電磁石에 는 磁氣回路 中の 鐵損 또는 成層鐵心の 洩漏 内部에 흐르는 渦流로 인한 損失등이 있고 이들과 함께 勵磁 Coil 및 Shading coil 의 影響을 考慮한 交流電磁石의 回路模型은 Fig. 3 과 같으며 그 Phasor 圖를 그리면 Fig. 4 와 같이 나타낼 수 있다.^{5), 6), 7), 8)} 이 回路模型의 妥當性은 交流電磁石의 各種 回路定數 測定實驗으로 立證한 바 있다.

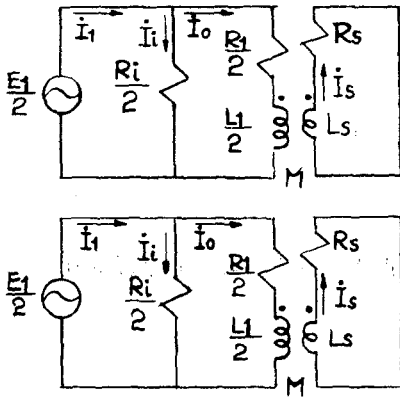


Fig. 3 Circuit model of AC electromagnet with shading coil

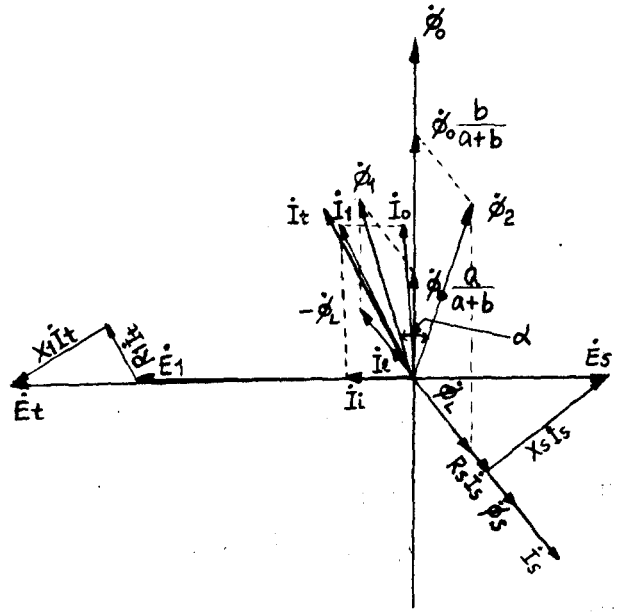


Fig. 4 Phasor diagram of AC electromagnet with shading coil

Fig. 3 과 같은 回路에서

$$\begin{aligned} \dot{Z}_1 &= R_e + j\omega L_e = R_e + jX_e \\ \left(\text{단 } R_e &= \frac{R_j(R_1^2 + R_1R_i + \omega^2 L_j^2)}{(R_1 + R_i)^2 + \omega^2 L_1^2}, X_e = \frac{\omega L_j R_i^2}{(R_1 + R_i)^2 + \omega^2 L_1^2} \right) \\ \dot{Z}_0 &= R_1 + j\omega L_1 = R_1 + jX_1 \\ \dot{Z}_i &= R_i \\ \dot{Z}_s &= R_s + j\omega L_s = R_s + jX_s \\ \dot{Z}_m &= -j\omega M \text{ 으로 나타낼 수 있다.} \end{aligned}$$

이때 一次側 回路에서 본 이 回路의 等價 Impedance 는

$$\dot{Z}_p = \frac{1}{2}\dot{Z}_1 + \frac{\omega^2 M^2}{\dot{Z}_s} \quad (3)$$

이 되며 이것은 一次回路的 自己 Impedance 외에 一次回路的結合으로 인해 생기는 結合 Impedance (Coupled Impedance) $(\omega M)^2/\dot{Z}_s$ 이 더해진 것과 같다.⁹⁾ 따라서

$$I_1 = \frac{\frac{1}{2}\dot{E}_1}{\dot{Z}_p} = \frac{\frac{1}{2}\dot{E}_1\dot{Z}_s}{\frac{1}{2}\dot{Z}_1\dot{Z}_s + (\omega M)^2} \quad (4)$$

가 된다. 또한 Fig. 3 으로부터

$$\begin{pmatrix} \dot{Z}_0/2 & \dot{Z}_m \\ \dot{Z}_m & \dot{Z}_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_0 \\ \dot{I}_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \dot{E}_1/2 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (5)$$

이 成立하며 式 (5)로부터

$$\dot{I}_0 = \frac{\frac{1}{2}\dot{E}_1 \dot{Z}_s}{\frac{1}{2}\dot{Z}_0\dot{Z}_s - \dot{Z}_m^2} \quad (6)$$

$$\dot{I}_s = \frac{-\frac{1}{2}\dot{E}_1\dot{Z}_m^2}{\frac{1}{2}\dot{Z}_0\dot{Z}_s - \dot{Z}_m^2} \quad (7)$$

과 같이 \dot{I}_0 와 \dot{I}_s 를 구할 수 있다. 그리고 式(3)을 다시 整理하면

$$\dot{Z}_p = \frac{1}{2}R_e + qR_s + j\omega\left(\frac{1}{2}L_e - qL_s\right) \quad (8)$$

가 되고 이때 $q = \frac{\omega^2 M^2}{R_s^2 + \omega^2 L_s^2}$ 이다. 따라서 Shading coil 이 裝置된 交流電磁石의 消耗電力은

$$P_{Ac} = 2 \left[I_1^2 \left(\frac{1}{2}R_e + qR_s \right) \right] \quad (9)$$

이다.

한편 Shading coil 의 影響으로 電磁石의 極片에는 時差를 가지는 두 交番磁束이 생겨서 Shading coil 이 없는 部分을 通過하는 磁束 ϕ_1 과 Shading coil 이 있는 部分을 通過하는 磁束 ϕ_2 는

$$\begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} a/(a+b) & -1 \\ b/(a+b) & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \phi_0 \\ \phi_L \end{pmatrix} \quad (10)$$

과 같이 나타낼 수 있다.

그리고 一次側인 勵磁 Coil 에 의한 磁束 ϕ_0 와 二次側인 Shading coil 의 漏洩磁束 ϕ_L 은 다음과 같이 表示할 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \phi_0 \\ \phi_L \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_1/2N_1 & 0 \\ 0 & L'_s/N_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_0 \\ \dot{I}_s \end{pmatrix} \quad (11)$$

式 (10), (11)로부터 ϕ_1 과 ϕ_2 를 구하면 다음과 같다.^{10), 11)}

$$\begin{pmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} mL_1/2N_1 & -L'_s/N_s \\ (1-m)L_1/2N_1 & L'_s/N_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \dot{I}_0 \\ \dot{I}_s \end{pmatrix} \quad (12)$$

단 $m = \frac{a}{a+b}$ 이다.

여기서 式 (1), (2)를 利用하면 Shading coil 이 없는 部分의 吸引力은

$$F_1 = \frac{1}{4\mu_0 S_1 \nu_1} [\Phi_{1m}^2 - \Phi_{1m}^2 \cos 2\omega t] \quad (13)$$

이 되고 Shading coil 이 있는 部分의 吸引力은

$$F_2 = \frac{1}{4\mu_0 S_2 \nu_2} [\Phi_{2m}^2 - \Phi_{2m}^2 \cos 2(\omega t - \alpha)] \quad (14)$$

가 된다. 단, α 는 ϕ_1 과 ϕ_2 의 位相差이다.

따라서 Shading coil 이 裝置된 Fig. 2 와 같은 交流電磁石의 全吸引力은 鐵心이 兩脚으로 나누어져 있으므로

$$F = \frac{\Phi_{1m}^2}{2\mu_0 S_1 \nu_1^2} + \frac{\Phi_{2m}^2}{2\mu_0 S_2 \nu_2^2} - \frac{\Phi_{1m}^2}{2\mu_0 S_1 \nu_1^2} \cos 2\omega t - \frac{\Phi_{2m}^2}{2\mu_0 S_2 \nu_2^2} \cos 2(\omega t - \alpha) \quad (15)$$

가 된다. 式(15)의 右邊 첫 2項은 電磁石의 接觸面의 平均吸引力이며 마지막 2項은 位相差가 2α 인 두 交番吸引力이 供給電源 周波數의 2倍周波數로 振動함을 나타내는 것이다. 이와 같은 吸引力의 成分들을 圖示한 것이 Fig. 5 이다.

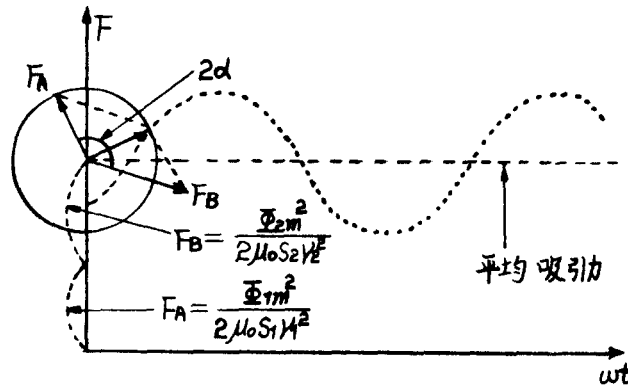


Fig. 5 Attracting force components of AC electromagnet with shading coil

또 式(12)의 ϕ_1 과 ϕ_2 를 그대로 利用하여 全吸引力을 구하면

$$F = \frac{1}{\mu_0 S} \left[\frac{1}{m} \phi_1^2 + \frac{1}{1-m} \phi_2^2 \right] \quad (16)$$

이 된다. 여기서

$$\sqrt{\frac{(1-m)}{m}} \frac{\phi_2}{\phi_1} = A \angle \alpha \quad (17)$$

라 두면 $A=1$, $\alpha=90^\circ$ 일 때 全吸引力이 騒音없이 使用할 수 있는 無騒音吸引力으로 되는 가장 理

想的인 狀態가 된다. 이 경우는 또한 式(15)에서 $\alpha=90^\circ$ 이고

$$\frac{\Phi_{1m}^2}{2\mu_0 S_1 \nu_1^2} = \frac{\Phi_{2m}^2}{2\mu_0 S_2 \nu_2^2} \text{인 때와 一致한다.}$$

그러나 이러한 理想的인 狀態를 얻는 것은 實際로 不可能하다. 그리고 A 와 α 를 利用하여 Shading coil의 最適回路定數를 決定하기 위한 評價函數를 一義的으로 定義할 수 없는 것은 A 와 α 가 하나의 結果이기 때문이다. 오히려 單位 消耗電力當 無騷音吸引力이 最大가 될 때 A 와 α 가 가장 良好한 結果를 보이게 된다는 뜻이다. 一般的으로 Shading coil이 裝置된 交流電磁石의 單位消耗電力當 無騷音吸引力은 式(9), (16)을 利用하면

$$F_N = \frac{\frac{1}{m} \phi_1^2 + \frac{1}{1-m} \phi_2^2 - \sqrt{\left(\frac{1}{m} \phi_1^2\right)^2 + \left(\frac{1}{1-m} \phi_2^2\right)^2 + \frac{2}{m(1-m)} \phi_1^2 \phi_2^2 \cos 2\alpha}}{2\mu_0 S \left[I_1^2 \left(\frac{1}{2} R_c + q R_s \right) \right]} \quad (18)$$

와 같이 된다.

그리고 式(6), (7)에 의한 \dot{I}_0 , \dot{I}_s 를 式(12)에 代入하면 ϕ_1 과 ϕ_2 에 대한 다음 두 式을 얻을 수 있다.

$$\phi_1 = \frac{\dot{E}_1/2}{\frac{1}{2} \dot{Z}_0 \dot{Z}_s - \dot{Z}_m^2} \left[m \frac{L_1}{N_1} R_s + j\omega \left\{ m \frac{L_1}{N_1} L_s - \frac{L'_s}{N_s} M \right\} \right] \quad (19)$$

$$\phi_2 = \frac{\dot{E}_1/2}{\frac{1}{2} \dot{Z}_0 \dot{Z}_s - \dot{Z}_m^2} \left[(1-m) \frac{L_1}{N_1} R_s + j\omega \left\{ (1-m) \frac{L_1}{N_1} L_s + \frac{L'_s}{N_s} M \right\} \right] \quad (20)$$

假定(5)에서 言及한 諸定數와 式(19), (20)을 利用하면 單位消耗電力當 無騷音吸引力을 나타내는 式(18)은 Shading coil의 回路定數인 R_s , L_s , M_s 및 K_c 의 函數가 된다. 交流電磁石에 Shading coil을 裝置하는 目的은 可能한 한 Chattering을 防止하여 電磁石의 磨損이나 騷音을 最少로 하는 데 있다 하였다. 그러므로 Shading coil의 最適定數決定의 問題는 式(21)과 같이 表現되는 評價函數 F_N 의 最大化 問題로 要約할 수 있다.

$$\text{Maximize } F_N = f(R_s, L_s, M_s, K_c) \quad (21)$$

단, K_c 는 Fig. 3과 같은 誘導結合回路의 結合의 程度를 나타내는 係數로 $K_c = M/\sqrt{L_1 L_s}$ 과 같이 定義된다.¹³⁾

3. 計算機 Simulation

上述한 대로 Shading coil이 裝置된 交流電磁石의 回路模型을 構成하고 이를 定式化하여 計算機를 利用한 Simulation으로 最適回路定數를 決定하는 過程을 Fig. 6에 圖示하였다.^{13), 14)} Simulation의 對象으로는 A_c 200V用 C-5, A-4, A-4F型의 小型電磁開閉器를 選擇하였으며 勵磁 Coil의 捲數는 4150回, 極片의 斷面積은 $0.9027 \times 10^{-4} (\text{m}^2)$ 이고 몇가지 實驗을 통하여 구한 電磁石의 諸定數는 $R_1=420(\Omega)$, $L_1=12.18(\text{Henry})$, $R_2=9311(\Omega)$ 이었다. 여기서 入力으로 提供할 Shading coil의

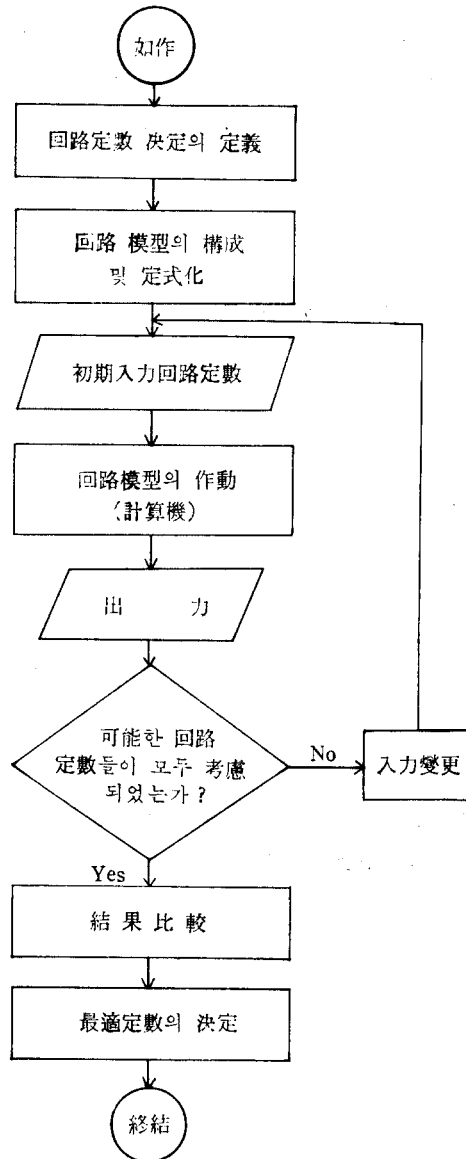


Fig. 6 Simulation for the determination of optimal circuit constants of shading coil

回路定數들의 可能한 範圍를 살펴보면 Shading coil의 치수는 電磁石의 極片斷面積에 의해 制限되며 따라서 R_s 와 L_s 도 그 치수와 材料에 의해 어떤 範圍로든 制限될 수 밖에 없다. Simulation에서는 R_s 를 $0.001 \sim 0.009(\Omega)$, L_s 를 $0.0025 \sim 0.040(\text{mH})$ 의 값으로 그 範圍를 定하였으며 不適當한 경우 再調整할 수 있는 것이다. 그리고 Shading coil을 絶緣하지 않은 채 短絡시켜 極片의 홈에 끼운 경우 結合係數가 $0.01 \sim 0.1$ 程度의 範圍를 갖는 疏結合으로 볼 수 있으며 Simulation過程에서 이 範圍도 調整이 可能하도록 하였다. 또한 Shading coil이 있는 部分의 全體 極片斷面積에 대한 面積比 M_s 는 클수록 좋으나 假定(3)에 符合하려면 그 範圍가 $0.50 \sim 0.75$ 程度이며 M_s 의 값은 電磁石의 構

造와 形態에 따라 몇개의 設計案으로 주어진다고 볼 수 있다. 以上을 綜合하면 式(21)은 各 變數에 制限條件이 있는 評價函數의 最大化 問題가 된다. 結果의 檢討에서도 言及되겠지만 K_c 에 支配的으로 影響을 미치는 L_s 에 注目하여 評價函數의 極值를 探索하면 最適解에 훨씬 빨리 到達한다는 점을 잘 利用하여야 한다.^{15), 16)} 또 Shading coil의 抵抗損이 커지면 接觸面의 發熱로 인한 電磁石의 溫度上昇을 招來하므로 L_s 값을 따라 구하는 評價函數의 極值들에 對應하는 Shading coil의 抵抗損도 함께 구할 수 있도록 하였다.

4. 結果 및 檢討

4.1 結合係數에 注目한 評價函數의 特性 檢討

어떤 R_s 와 L_s 의 값에 대한 交流電磁石의 最適結合係數는 같은 L_s 의 값에 대하여 抵抗과는 無關하게 一定함이 드러났다. 그러나 R_s 가 一定할 때 L_s 의 값이 변하면 最適結合係數 K_c 도 변할 뿐만 아니라 그때의 評價函數의 값들도 큰 差異가 있다. 이를 例示하기 위하여 $R_s=0.006(\Omega)$ 일 때 여러 가지 L_s 값에 대한 評價函數의 曲線들을 그린 것이 Fig. 7이다. 이를테면 L_s 가 0.005(mH)일 때는 K_c 가 0.094가 되면 評價函數가 最大值 0.376에 이르며 L_s 가 0.01(mH)로 커지면 K_c 가 0.065일 때 評價函數가 最大值 0.911의 값으로 增加하고 L_s 가 0.015(mH)일 때 K_c 의 값이 0.054가 되면 마침내 評價函數는 1.070의 極大值에 到達하게 된다. L_s 의 값이 더 커지면 評價函數가 最大值를 갖는 K_c 의 값은 더욱 작아지고 그때의 評價函數의 값도 점점 減少한다. 이러한 여러가지의 L_s 값에 대하여 評價函數가 最大가 되는 頂點들을 連結하면 곧 評價函數의 頂點曲線이 되는 것이다. Fig. 7은 $M_s=0.75$, $R_s=0.006(\Omega)$ 일 때의 評價函數의 頂點曲線을 보여 주는 것이다.

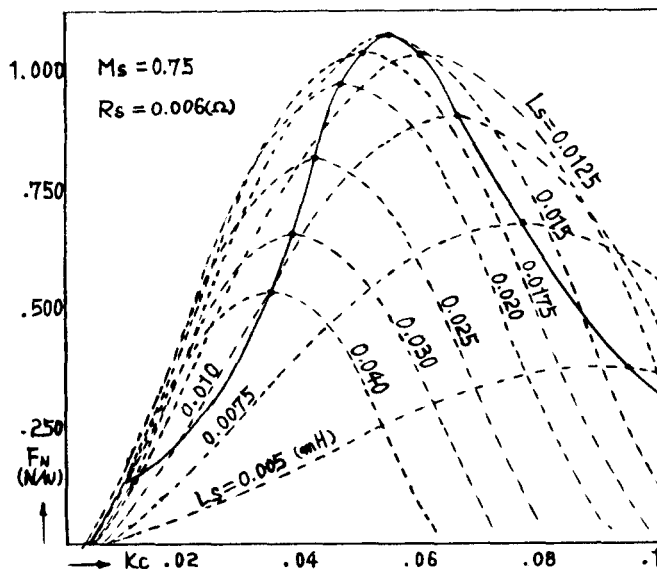


Fig. 7 A curve of peak values of performance function

Fig. 8 은 0.001~0.009(Ω)의 R_s 에 대한 評價函數의 頂點曲線群을 0.001(Ω)간격으로 그린 것이다. K_c 와 L_s 에 關하여 前述했듯이 K_c 軸에 垂直인 點線으로 表示된 L_s 의 直線은 R_s 와 相關없이 하나의 L_s 값에 대한 最適結合係數가 一定하다는 것을 보여주고 있으며, L_s 直線과 評價函數의 頂點曲線과의 交點들은 同一한 最適結合係數를 가질지라도 R_s 가 變함에 따라 評價函數의 값에도 큰 差異가 있음을 말해준다. 그러므로 評價函數의 極值探索은 어떤 L_s 에 대한 最適結合係數를 軸으로 하여 R_s 를 變化시키면서 實施하는 것이 대단히 有利함을 알 수 있다. 또 Fig.8에서 K_c 軸上에 나타나

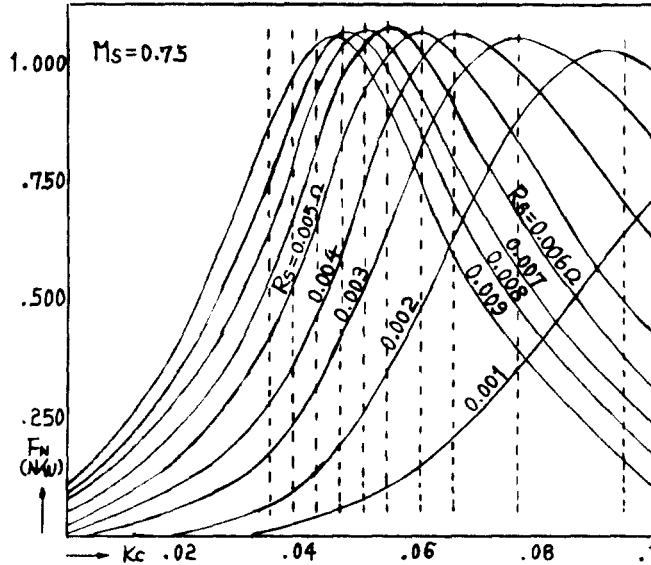


Fig. 8 The curves of peak values of performance function

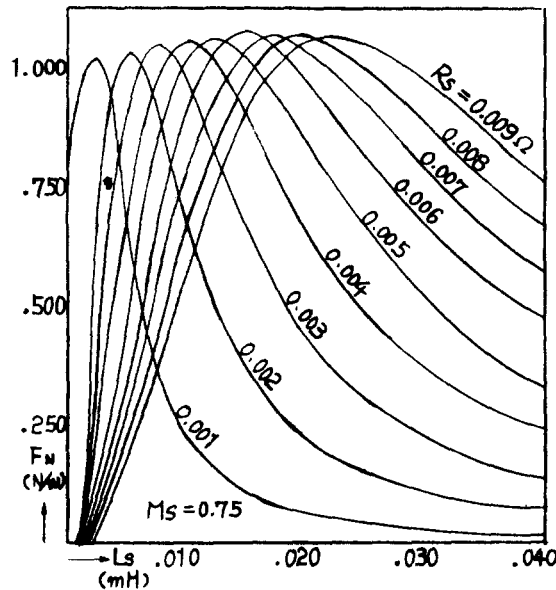
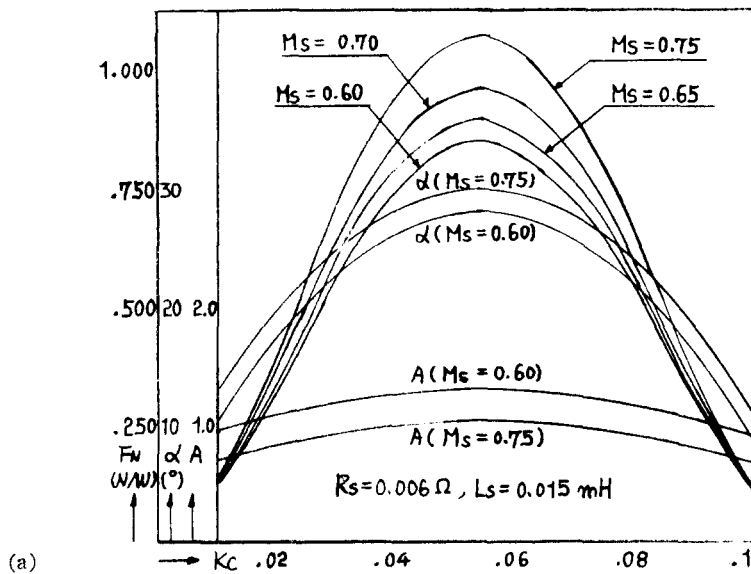


Fig. 9 The characteristic curves of performance function

는 評價函數의 頂點曲線群의 極大點間隔은 Shading coil의 抵抗損에 關하여 重要한 意味를 갖는다. Fig. 8에서는 나타나 있지 않은 $R_s=0.001(\Omega)$ 에 대한 評價函數頂點曲線의 極大點은 $K_c=0.131$ 일 때 나타났다. 그때의 I_s 는 무려 8,4781(A)에 달하여 Shading coil의 抵抗損도 0.07188(J/s)이나 된다. 즉 K_c 의 값이 클수록 I_s 는 增加하며 그에 따른 抵抗損의 發熱은 I_s 의 제곱에 比例하여 增加하게 된다. 實際로 Simulation의 結果에서는 Fig. 8에 나타난 評價函數頂點曲線의 極大點의 極值가 最適解를 알려주는 評價函數의 값이 되었으며 最適解 附近에서는 K_c 軸 上의 極大點 間隔이 대단히 좁아서 $R_s=0.004\sim 0.009(\Omega)$ 일 경우 그에 對應하는 極大點의 K_c 軸 上의 間隔은 0.044~0.065에 지나지 않았고 그로 인한 抵抗損도 0.0083~0.0150(J/s)程度였다. 그리고 Fig. 9는 L_s 의 變化에 따른 여러가지 R_s 의 評價函數曲線으로서 各 曲線의 頂點을 이루는 R_s 와 L_s 의 雙을 생각할 때 큰 L_s 에는 큰 R_s 가 對應하고 있음을 알 수 있다. 따라서 지나치게 작은 L_s 는 큰 K_c 를 要하므로 그로 인한 I_s 의 增加가 抵抗損의 增加를 招來하며 지나치게 큰 L_s 는 큰 R_s 를 要하므로 그로 인한 抵抗損의 增加를 가져옴을 알 수 있다.

4.2 面積比 M_s 와 A 및 α 에 關한 檢討

이제는 電磁石의 極片面積에 대한 Shading coil이 있는 部分의 面積比 M_s 와 式(17)에서 言及한 A 및 α 에 關하여 檢討해 보고자 한다. Fig. 10(a)은 $R_s=0.006(\Omega)$, $L_s=0.015 \times 10^{-2}$ (Henry)의 경우 M_s 가 0.60, 0.65, 0.70 및 0.75일 때의 評價函數曲線과 M_s 0.60 및 0.75에 대한 A 및 α 의 變化를 보여주고 있다. 그리고 Fig. 10(b)는 $R_s=0.001(\Omega)$, $L_s=0.0025 \times 10^{-2}$ (Henry)에 대한 경우이다. Fig. 10의 (a)와 (b)에서 結合係數 K_c 의 範圍에 注目할 必要가 있음은 前述한 바 있다. 그런데 여기서 面積比 M_s 는 評價函數의 값이 最大가 되게 하는 K_c 의 값에는 影響을 미치지 않으나 M_s 가 클수록 評價函數의 값도 커짐을 알 수 있다. 이것은 M_s 와 相關 없이 電磁石이 密着된 狀態일 때



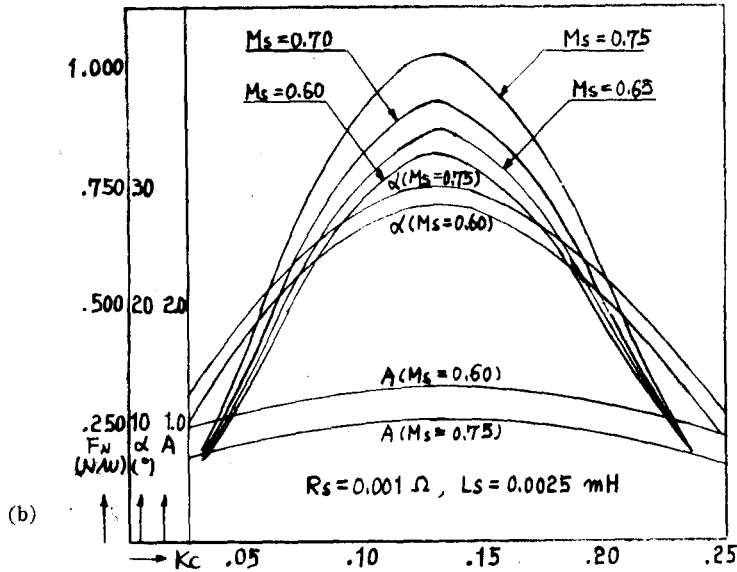


Fig. 10 Characteristic curves of performance function, A and α for the varying M_s

Shading coil이 있는 부분과 없는 부분의 極片磁路의 漏洩係數를 똑같이 1로 取한 假定에 起因하는 것으로, 電磁石의 設計過程에서 그 寸수가 大略 決定되면 漏洩係數의 變化에 크게 影響을 미치지 않는 面積比 中에서 可能한 限 큰 값을 取하는 것이 좋음을 말해준다. 그리고 α 의 값은 M_s 와 無關係하게 評價函數가 最大일 때 最大가 되지만 A 의 경우는 $M_s = 0.75$ 일 때 評價函數가 最大가 되는 K_c 의 값 附近에서 가장 1에 가까운 값을 가짐을 알 수 있다. $M_s = 0.60$ 일 경우에는 評價函數와 α 가 最大일 때 오히려 1보다 큰 값을 가지는 것을 볼 때 最適條件에 關하여 A 의 값이 相衡하고 있는 것이다.

따라서 本研究의 對象으로 選定된 電磁開閉器에 裝置된 Shading coil의 最適回路定數는 $R_s = 0.06(\Omega)$, $L_s = 0.015 \times 10^{-3}(\text{Henry})$, $K_c = 0.054$ 그리고 $M_s = 0.75$ 이며 그때의 評價函數 곧 單位消耗電力當 無騒音吸引力은 1,070(N/W)이었다. 또한 그때의 A 와 α 는 各各 1,043과 $29^\circ 91'$ 이었으며 單位消耗電力當 平均吸引力은 8.05(N/W)였다.

5. 結 論

以上에서 Shading coil에 關한 理論的인 解釋을 바탕으로 最適回路定數를 決定하기 위한 回路模型을 構成하여 이를 定式化하고 그 回路模型에 의한 計算機 Simulation을 통하여 單位消耗電力當 無騒音吸引力式으로 定義된 評價函數를 極大化하는 Shading coil의 最適回路定數를 決定하였으며 또한 Simulation의 結果로부터 Shading coil의 諸回路定數를 比較·檢討함으로써 다음과 같은 結論을 얻을 수 있었다.

1) 最適結合係數의 값을 가장 크게 支配하는 回路定數는 L_s 이며 R_s 가 一定할 때는 큰 L_s 에 대하여 작은 K_c , 작은 L_s 에 대하여 큰 K_c 의 값이 서로 對應하는 雙이 된다. 反面에 L_s 가 一定할 때는 R_s 와 無關하게 評價函數를 最大로 하는 結合係數 K_c 의 값은 不變이며 이 特性은 評價函數의 極值探索에 대단히 有用하게 活用된다.

2) L_s 의 값이 變할 때 여러가지 R_s 값에 대한 評價函數曲線의 最大值를 이루는 R_s , L_s 의 雙은 큰 L_s 에 대한 큰 R_s , 작은 L_s 에 대한 작은 R_s 가 서로 對應한다. 따라서 지나치게 작은 L_s 는 비록 작은 R_s 와 對應될지라도 큰 K_c 를 要하므로 그에 따르는 큰 I_s 로 인해 I_s 의 제곱에 比例하는 抵抗損이 커지며, 지나치게 큰 L_s 에 대하여는 비록 I_s 는 작다 해도 큰 R_s 를 要하므로 그 R_s 에 比例하는 抵抗損이 커진다는 事實에 留意하지 않으면 안된다.

3) 面積比 M_s 는 電磁石의 極片磁路의 漏洩係數에 큰 影響을 미치지 않는 範圍內에서 클수록 좋으나 α 와는 無關하다. 다만 電磁石의 形狀이나 치수에 따라 最適條件에서 A 와 相衝이 가장 작은 面積比, 即 評價函數와 α 가 最大가 될 때 A 의 값이 1에 가장 가까운 面積比가 最適이다.

4) 最適回路定數를 갖는 Shading coil을 製作하려 했으나 製作結果 最適回路定數와의 誤差를 가질 경우, 評價函數의 許用範圍를 設定함으로써 評價函數의 頂點曲線群으로 부터 그러한 Shading coil의 使用에 관한 適否를 判定할 수 있을 뿐만 아니라 Suboptimal한 回路定數의 組를 多數 얻을 수 있다. 이러한 點에서 評價函數의 頂點曲線群은 Shading coil의 設計上 대단히 有用한 情報이 아닐 수 없다.

5) Shading coil을 絶緣하지 않은 채 短絡시켜 極片의 홈에 끼워 裝置하는 경우 最適結合係數를 갖도록하는 製作技術이 가장 重要한 問題가 된다. 왜냐하면 同一한 R_s , L_s 및 M_s 의 값에 대해서도 K_c 가 變함에 따라 評價函數 및 A 와 α 에 深刻한 影響을 가져오기 때문이다. 그러므로 結合係數는 Shading coil의 最適性 評價에 있어서 最終的인 意味를 附與하는 回路定數라 할 것이다.

參 考 文 獻

1. 盧彰注・金是和：韓國航海學會誌, Vol. 6, No. 2, p. 35(1982)
2. 石黒敏郎外 2名：交直マグネットの設計と應用, オーム社, 東京, 1969, pp. 109~129.
3. 茂木 晃：磁氣回路, 日刊工業新聞社, 東京, 1964, pp. 224~240.
4. 前掲書 2) p. 93.
5. 末武國弘：基礎電氣回路 1, 培風館, 東京, 1974, pp. 249~278.
6. 岩田 悟：電磁開閉器, 日刊工業新聞社, 東京, 1975, pp. 35~38.
7. 茂木 晃：電磁裝置とその應用, 電氣書院, 東京, 1962, pp. 160~164.
8. 前掲書 1) pp. 41~43.
9. 朴松培：交流回路理論, 文運堂, 서울, 1983, p. 199.
10. RALPH. J. SMITH: Circuits Devices And Systems, John Wiley and Sons, New York, 1976, pp. 220~225.
11. 前掲書 10) pp. 569~596.
12. 前掲書 9) p. 203.
13. シミュレーション技術研究會編：シミュレーション技術(II), コロナ社, 東京, 1978, pp. 223~236.
14. Claude Mcmillan et al. : Systems Analysis, A Computer Approach to Decision Models, Richard D. Irwin, Inc., Illinois, 1965, pp. 1~28.
15. Charles S. Beightler et al. : Foundations of Optimization, Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1979, pp. 170~330.
16. Lawrence Hasdorff: Gradient Optimization and Nonlinear Control, John Wiley & Sons, Inc., New York, 1976, pp. 150~15.