ソレノイドアクチュエータ設計における
初期 CAE 入力モデルの最適化*

佐 藤 恭 —*1

Optimization of CAE Input Model in Solenoid Actuator Design

Yasukazu SATO*2

*2 Department of Mechanical Engineering, Yokohama National University,
79-5 Tokiwadai, Hodogaya-ku, Yokohama-shi, Kanagawa, 240-8501 Japan

In the design of an electromagnetic circuit for a solenoid actuator, CAE tools such as a simulation software package based on FEM or BEM electromagnetic field analysis are utilized to attain accurate design information. First, a designer empirically determines the initial dimensions of the solenoid during the first simulation trial, and then attempts to optimize them by trial-and-error iteration. However, CAE tools are usually cumbersome to use in this iteration stage. The time consumed during the trial-and-error iteration can be reduced and the design process can become more efficient if the designer can obtain information about the optimum initial dimensions before starting the simulation. This paper aims to develop a pre-process that can provide a designer with roughly-optimized solenoid dimensions as an initial input model for a CAE tool. The rapid optimization process is presented from the viewpoint of both economy and compactness.

Key Words: Electromagnetic Actuator, Optimum Design, Computer Aided Design, Modeling, Solenoid

1. まえがき

ソレノイドアクチュエータ(図1)(以下、ソレノイドと記す。)は、電気-機械(直線運動)系の基本的なパワー変換デバイスとして、様々な機械に広く用いられている。その磁気回路設計では、電磁界解析用の CAE ソフトウェアが活用されており、設計者が作成した CAD データ等の解析用の入力モデルに対して磁束密度分布、発生推力等の各種設計情報が高精度で提供されている。しかしながら、CAE 用入力モデルは設計初期段階では多くの未知事項を推量して作成されるため、設計条件の制約範囲内で最適な設計解を見出すまでに、入力モデル作成-計算-評価-入力モデルの修正・再計算を繰り返し行うことが必要不可欠であり、設計者の経験やノウハウに負うところが大きい。

一方、通常、電磁界解析の多くは膨大な計算処理を行う有限要素法(以下、FEM と記す。)や境界要素法

Fig.1 Solenoid actuator (Tubular type)

に基づいており、最適設計解を得るまでの繰り返しに比較的時間を要するため、電磁界解析過程に費やす時間の短縮が求められている⁽¹⁾⁽²⁾。CAE の初期入力モデル作成段階において、その入力モデルが最適設計解に近いものであれば、少ない繰り返し行程の回数で最適設計解に到達でき、設計時間の短縮を図ることが可能となる。

モータやソレノイドなどの電気機器設計において、要求される性能や形状を満足する設計結果を報告したものは多いが、設計法について述べたものは少ない。

* 原稿受付 2006年2月10日。

*1 正員、横浜国立大学大学院工学研究院(〒240-8501 横浜市保土ヶ谷区常盤台 79-5)。

E-mail: yasukazu@ynu.ac.jp

概略設計段階で、非線形最適化手法⁽³⁾や遺伝的アルゴリズム⁽⁴⁾を適用して、効率的かつ短時間で最適設計する方法を報じた例があるが、これらは、電気機器の一部分の形状を対象とした最適化であった。おおよその形状を指定せずに、本質的に何も無い状態から CAE 入力モデルを形成するのに十分な全体形状、寸法および諸元が求められれば、より効率的な設計が期待できる。そこで、本報では、既知のソレノイド要求仕様から、設定された基準のもとに、概ね最適化された各部寸法、コイル諸元、電流等の駆動条件を自動的に導出する過程を示し、その初期入力モデルを用いて CAE ソフトウェアを利用した詳細設計へ移行する、効率的な設計行程を提示する。

2. 主な記号

B : 磁束密度
 B_g : エアギャップ部磁束密度 ($B_g = \phi_g / S_p$)
 B_{gmi} : 最適化前のエアギャップ部磁束密度の初期値
 d_c : コイル銅線径 (絶縁皮膜は含まない)
 d_{co} : 絶縁皮膜を含む導線外径
 d_p : プランジャの直径
 F_{mag} : ソレノイドの吸引力
 g : プランジャ・ステータ間のエアギャップ
 H : 磁界の強さ
 h_c : コイルの軸方向長さ
 I : コイル電流
 l : 磁路長さ
 l_m : コイル一巻当りの導線の平均長
 N : コイル巻数
 P : パーミアンス
 P_g : エアギャップ部のパーミアンス
 q : コイル通電率
 R : コイルの電気抵抗
 S : 磁路面積
 S_p : プランジャ・ステータ間の磁路面積
 T : コイルの厚さ
 T_0 : 通電前 (非作動時) のコイルの温度
 T_{max} : 通電後の最大コイル温度
 U : 起磁力
 U_c : コイル発生起磁力 ($U_c = NI$)
 U_g : エアギャップ部にかかる起磁力
 U_i : 鉄部にかかる起磁力
 U_{i+rg} : 鉄部及びプランジャしゅう動部半径すき間からなる磁路にかかる起磁力
 U_{rg} : プランジャしゅう動部半径すき間にかかる起磁力

V_s : 供給電圧
 α : コイル起磁力に対するエアギャップ部起磁力比
 α_{T_0} : 温度 T_0 における導線の比抵抗の温度係数
 β : コイルの軸方向長さ/厚さ比
 δ_r : プランジャしゅう動部半径すきま
 ϕ : 磁束
 ϕ_g : エアギャップを通過する磁束
 λ : コイル円筒内面及び外面の熱放散係数
 μ_0 : 空気の透磁率
 ν : 磁束の漏れ係数
 θ : 磁化曲線の設計点における接線の傾き角
 ρ_{T_0} : 温度 T_0 における導線の比抵抗
 $\rho_{T_{max}}$: 温度 T_{max} における導線の比抵抗
 ξ : コイルの導線占有率

3. 最適化基準

ソレノイドの基本諸元として (1) 応答性, (2) 消費電力と磁性材料使用量を必要最小限とする経済性, (3) 磁性材料使用量の低減により磁気回路の小型化を図ったコンパクト性を考慮することが挙げられる。応答性は、負荷側の機構設計とも密接に関わり、また、過励磁駆動回路⁽⁵⁾等の駆動回路の工夫により切換時間を短縮することが可能なので、ここでは、経済性とコンパクト性について評価基準を定めることとする。

ソレノイドの重要性能である発生力は、対向平面磁極間の場合、式 (1) で表され、図 2 のような特性となる。

$$F_{mag} = \frac{1}{2} U_g^2 \frac{\mu_0 S_p}{g^2} = \frac{1}{2} \frac{\phi_g^2}{\mu_0 S_p} = \frac{1}{2} \frac{B_g^2 S_p}{\mu_0} \quad (1)$$

また、コイルの発生起磁力 U_c と各磁路にかかる起磁力の関係は式 (2) で表される。

$$U_c = U_g + U_{rg} + U_i = \frac{B_g g}{\mu_0} + U_{i+rg} \quad (2)$$

Fig.2 Typical force-stroke (gap) characteristics of Solenoid

エアギャップ g とソレノイド吸引力 F_{mag} の積を有効仕事 W として式 (3) で定義する.

$$W = F_{mag} \cdot g = \frac{B_g^2 S_p g}{2\mu_0} \quad (3)$$

最適設計点におけるエアギャップ磁束密度 B_g を, 最大エアギャップ (作動開始点) $g=g_{max}$ において, 有効仕事 W が最大となるように定める.

$$\left(\frac{dW}{dB_g} \right)_{g=g_{max}} = \left(\frac{B_g S_p g}{\mu_0} + \frac{B_g^2 S_p}{2\mu_0} \frac{dg}{dB_g} \right)_{g=g_{max}} = 0 \quad (4)$$

式 (4) および式 (2) を B_g で微分した

$$\frac{g_{max}}{\mu_0} + \frac{B_g}{\mu_0} \left(\frac{dg}{dB_g} \right)_{g=g_{max}} + \frac{dU_{i+rg}}{dB_g} = 0 \quad (5)$$

により, 最適設計条件は

$$\frac{d\phi}{dU_{i+rg}} = \frac{\mu_0 S_p}{g_{max}} (= P_g) \quad (6)$$

となる. 図 3 はこれを概念的に示したもので, 縦軸を磁束 ϕ , 横軸を起磁力 U (magnetomotive force, MMF と記す.) として, ソレノイド磁気回路の磁化特性を表したものである. 曲線は鉄部とプランジャしゅう動部半径すき間からなる磁路の磁化特性を表し, 一方, 直線は最大エアギャップにおけるエアギャップの磁化特性 (傾きはエアギャップのパーミアンス P_g を表す) を, コイルの発生起磁力 U_c を基点に U 軸の負の向きに描いたものである. この二線の交点が最大エアギャップ時のソレノイド動作点であり, コイルで起磁力 U_c を発生したとき, 磁気回路に磁束 ϕ_g , (交点の ϕ 軸値) が生じることを示している. また, 交点の U 軸値は, コイル発生起磁力 U_c のうち, エアギャップ部に U_g , 鉄部とプランジャしゅう動半径すき間からなるエアギャップ以外に U_{i+rg} が, それぞれ作用することを示している. 式 (6) の両辺の逆正接をとることにより, 最適設計条件は, 磁化曲線上においては次式で表される.

$$\theta_i = \theta_g \quad (7)$$

$$\text{ただし, } \theta_i = \tan^{-1} \left(\frac{d\phi}{dU_{i+rg}} \right), \quad \theta_g = \tan^{-1} \left(\frac{\mu_0 S_p}{g_{max}} \right).$$

図 3 において, 最適設計点より右側 ($\theta_i < \theta_g$) に動作点がある場合は, 吸引力に寄与するエアギャ

ップ部の磁束増加のために鉄部で多くの起磁力を要し, エネルギーの無駄が多いことを示しており, 左側 ($\theta_i > \theta_g$) に動作点がある場合は, エアギャップ部の磁束増加には有利だが, 鉄部の磁路断面積を減らすことにより, 小形軽量化が図れる余地があることを示している. したがって, $\theta_i = \theta_g$ は, 消費電力と使用磁性材料が, ともに必要最小限となることを考慮した設計条件となる.

Fig.3 Optimum design point of solenoid

(a) Conventional design Process

(b) With Auto-optimized initial dimensions

Fig.4 Proposed design process with auto-optimized initial dimensions

図 3 に示す磁化曲線は、設計者がソレノイドの形状、各部寸法を決め、それをもとに詳細設計を行った後に得られるものであり、その後、式 (6) または式 (7) の最適化条件を満たすまで、各種パラメータの修正—評価の過程が繰り返される。この繰り返し過程の効率化を図るため、本報では、図 4 に示すように、CAE ソフトウェアの解析用入力モデルを初期設計する段階で最適化を行う方法を用いる。設計初期値の最適化にあたり、表 1 に示す諸元は、いずれもソレノイドの使用目的、使用環境により予め決定されているものとする。

4. 最適化過程

4・1 最適化の手順 ソレノイドの形状を決定する支配的因子は (1) 必要吸引力を保证するプランジャおよびステータ磁路断面積、(2) 必要起磁力を発生させるコイルの寸法および電気的諸元、(3) 閉磁気回路を構成するためのヨークである。最適化条件を満たす各種パラメータは以下の過程により導出される。

4・2 プランジャ径の概算 必要吸引力を得るためのプランジャ径 d_p を、式 (1) を変形した次式で求める。

$$d_p = 2\sqrt{\frac{S_p}{\pi}} = 2\sqrt{\frac{2F_{mag}\mu_0}{\pi B_{gmi}^2}} \quad (8)$$

ここで、 B_{gmi} は表 1 で設定したギャップ磁束密度の初期値である。

4・3 コイル諸元の概算 プランジャの外側に配置されるコイルの諸元を概算するため、式 (2) を次式のように書き直す。

$$U_c = \frac{B_{gmi} g_{max}}{\mu_0 \alpha} \quad (9)$$

ここで、 α はコイル起磁力に対するエアギャップ起磁力の比である。例えば、 $\alpha=0.8$ の場合、コイル起磁力 U_c の 80% がエアギャップに、20% がエアギャップ以外の磁路にかかる起磁力となる。 α は後述の吸引力の保証の過程で変化するので、初期値には仮定値を用いる。

コイルは直径 d_c (絶縁皮膜を含む導線外径 d_{co}) の導線で形成し、図 5 に示すようにコイル形状を設定すると、巻数 N およびコイル断面に対する導線占有率 ξ は導線外径 d_{co} の関数として次式で表される。

Table 1 Solenoid dimensions known before optimization

g_{max} :	Air gap (Stroke)
F_{mag} :	Magnetic attractive force at g_{max}
V_c :	Coil supply voltage
δ :	Radial clearance of the plunger
T_{max} :	Max. coil temperature
q :	Thermal duty ratio
β :	Coil aspect ratio
λ :	Convection heat transfer coefficient
B_{gmi} :	Initial magnetic density at the air gap
Dimensions of the bobbin: $t_{bf}, t_{be}, t_{bs}, t_i$

Fig.5 Coil and bobbin dimensions

$$N = \frac{hT}{d_{co}^2} \quad (10)$$

$$\xi = \frac{\pi}{4} \frac{d_c^2 N}{h_c T} = \frac{\pi}{4} \left(\frac{d_c}{d_{co}} \right)^2 \quad (11)$$

ξ は、式 (11) に d_c と d_{co} の関係を導入すれば、 d_c のみで表すことができる。ここでは、導電材料に 1 種エナメル銅線 (JIS C3202) を用いるとして次式の線形近似式を用いることとする。

$$d_{co} = 1.034d_c + 5 \times 10^{-2} \quad (12)$$

ただし、 d_c 、 d_{co} は mm 単位の値である。下層の巻き線の間に上層の巻き線が落ち込む場合、他の規格の導線を用いる場合、また、巻き線層間に絶縁シートを挿入する等の特殊な絶縁処理を施す場合は、別途、式 (12) と同様の近似式を用意する。

コイル使用温度についても図 5 に示す一般的な形状を考える。コイルの伝熱表面積はコイル内側・外側の二面とし、コイル両端面からの伝熱は、通常、ボビンや鉄部との熱的接触が悪いので無視すると、基準温度 T_0 から上昇したコイル温度 T_{max} は次式で表される。

$$T_{max} = \frac{qI^2 R}{2\lambda h_c l_m} + T_0 \quad (13)$$

ここで, q は間欠作動の場合の通電周期に対する励磁時間の割合である. 連続通電の場合は $q=1$ とする. コイルの一巻の平均長 l_m は次式で表される.

$$l_m = 2\pi \left(\frac{r_1 + r_2}{2} \right) = \pi (d_p + 2t_{bs} + 2t_i + T) \quad (14)$$

一方, R は, T_{max} における導線の比抵抗 $\rho_{T_{max}}$ と T_0 における温度係数 α_{T_0} を用いて次式で表される.

$$\begin{cases} R = \frac{\rho_{T_{max}} l_m N}{\pi d_c^2} = \frac{\rho_{T_{max}} l_m N^2}{h_c T \xi} \\ \rho_{T_{max}} = \rho_{T_0} \frac{1 + \alpha_{T_0} T_{max}}{1 + \alpha_{T_0} T_0} \end{cases} \quad (15)$$

式 (13) と式 (15) より

$$\begin{cases} h_c = \sqrt[3]{\frac{q \rho_{T_{max}} \beta (NI)^2}{2 \lambda \xi (T_{max} - T_0)}} = \sqrt[3]{\frac{q \rho_{T_{max}} \beta \left(\frac{B_{mi} g_{max}}{\mu_0 \alpha} \right)^2}{2 \lambda \xi (T_{max} - T_0)}} \\ T = \frac{h_c}{\beta} \end{cases} \quad (16)$$

ここで, β はコイル断面の縦／幅比である. 式 (10) ~ 式 (16) により, コイルの諸元を表す h_c , T , N , R および ξ を, すべて導線直径 d_c の関数として表すことができる. さらに, 上記の関係式は定常状態において, 式 (17) のオームの法則を満足しなければならない.

$$V_s = IR = \frac{U_c}{N} R = \frac{B_{mi} g_{max}}{\mu_0 \alpha} \frac{R}{N} \quad (17)$$

したがって, 関数 $f_c(d_c)$;

$$f_c(d_c) = V_s - \frac{B_{mi} g_{max}}{\mu_0 \alpha} \frac{R}{N} \quad (18)$$

を定義し, $f_c(d_c)=0$ となる解 d_c を二分法等の数値解析的手法を用いて求めることにより, d_c が一意に定まり, これよりコイルの各種設計諸元が得られる.

4・4 ソレノイドの初期形状

4・2 で求めたプランジャ寸法, 4・3 で求めたコイル寸法をもとに図 6 に示すソレノイドの初期寸法を設定し, 以下の仮定を導入する.

仮定 1: 最適化前の初期形状において, ヨーク円筒部の断面積 S_y はプランジャ断面積 S_p と等しい.

仮定 2: ヨーク円盤部の厚さはヨーク円筒部の厚さ t_y と等しい.

仮定より, ヨーク厚さ t_y は,

$$t_y = \frac{S_y}{\pi [d_p + 2(t_{bs} + t_i + T + t_{be})]} \quad (19)$$

軸方向長さは,

$$l_a = h_c + 2(t_{bf} + t_i + t_y) \quad (20)$$

となる.

4・5 ソレノイド磁気回路モデルの生成

図 6 のソレノイド図の中心線上半分に, 鉄部の磁化特性の非線形性とエアギャップ部の漏れ磁束を考慮した簡易磁気回路モデルを示す. 鉄部の磁路を分割して表すとき, セグメント k にかかる起磁力 $U_i(k)$ および磁路を流れる磁束 $\phi(k)$ は次式で表される.

$$\phi(k) = B_i(k) S_i(k) \quad (21)$$

$$U_i(k) = H_i(k) l_i(k) \quad (22)$$

ただし, 鉄部の各セグメントの磁界の強さ H_i と磁束密度 B_i は磁性材料の非線形磁化特性 (BH カーブ) に従う. プランジャしゅう動部半径すき間では, 下記の関係が成り立つ.

$$\phi_{rg} = P_{rg} U_{rg} = \frac{\mu_0 \pi \left(d_p + \frac{\delta_r}{2} \right) t_y}{\delta_r} U_{rg} \quad (23)$$

Fig.6 Parameters representing shape of solenoid and image of magnetic flux path segments (upper half over the center line)

プランジヤーステータ間のエアギャップ部の全磁束 ϕ_{gt} は

$$\phi_{gt} = P_{gt} U_g \quad (24)$$

ϕ_{gt} は漏れ磁束を含むため、このうち、吸引力に寄与する有効磁束 ϕ_g を

$$\phi_g = \frac{\phi_{gt}}{\nu} \quad (25)$$

で表す。ここで、 ν は磁束の漏れ係数であり、図 6 に示す漏れ磁束の磁路のパーミアンス ($P_1 \sim P_4$) を仮定した場合、エアギャップ g の関数として次式で表される⁽⁶⁾。

$$\nu = \frac{P_{gt}}{P_g} = \frac{P_g + P_1 + P_2 + P_3 + P_4}{P_g} = \nu(g) \quad (26)$$

パーミアンス P_3 , P_4 の磁路を流れる漏れ磁束は全磁束に比べて微小で無視できるとすると、エアギャップ、鉄部およびプランジヤしゅう動部半径すき間で構成する閉磁気回路では次式が成り立つ。

$$\phi_{gt} = \phi_{rg} = \phi(1) = \phi(2) = \dots = \phi(n) \quad (27)$$

$$U_c = NI = U_g + U_{rg} + \sum_{k=1}^n U_i(k) \quad (28)$$

供給電圧 V_s 、磁気回路の磁束 ϕ 、コイル電流 I の関係は次式で表される。

$$V_s = N \frac{d\phi}{dt} + IR \quad (29)$$

以上をまとめると、図 6 の磁気回路モデルは、図 7 のブロック線図で表現でき、これにより、既知の供給電圧 V_c とエアギャップ g から、コイル電流 I 、ソレノイド吸引力 F_{mag} 、磁束 ϕ 、および式 (28) 右辺の各セグメントにかかる起磁力が出力される。その結果を用いて、 ϕ と $U_{rg} + \sum_{k=1}^n U_i(k)$ 、 U_g および U_c の関係を、コンピュータ上で線図化することにより、図 3 の磁化特性が得られ、二線の交点の ϕ_g と U 、および θ_1 と θ_g を求めることができる。

4・6 動作点の最適化 4・5 で求めた θ_1 と θ_g を評価し、動作点を最適設計点に遷移させる。その手法には、現動作点の位置に応じて下記のいずれかを採用する。

動作点が最適設計点の左側 ($\theta_1 > \theta_g$) にある場合は、ヨーク断面積 S_y (初期値はプランジヤ断面積に等しい) を微小量減少した後、磁気回路モデル

Fig. 7 Simplified block diagram of the magnetic circuit

Fig. 8 Approach to optimum design point

を再計算する。これを $|\theta_1 - \theta_g|$ が許容誤差以下になるまで繰り返す (図 8 (a))。

動作点が最適設計点の右側 ($\theta_1 < \theta_g$) にある場合は、プランジヤ断面積を固定値とする条件下では、磁束の増加がプランジヤおよびステータの磁気飽和により制限される。そのため、磁束増加に対するヨーク断面積増加の寄与は小さく、動作点を最適設計点への遷移させるためには極めて大きなヨーク断面積が必要となり、非現実的である (図 8 (b))。これを避けるため、ギャップ磁束密度初期値 $B_{g\ ini}$ を微小量減少した後、プランジヤ断面積、コイル諸元、磁気回路モデルを再計し、これを $|\theta_1 - \theta_g|$ が許容誤差以下になるまで繰り返す手法を用いる (図 8 (c))。

4・7 発生吸引力の保証 式 (7) で設定した起磁力比 α は推定値であるため、最適化後の動作点における起磁力比と異なる場合、最大エアギャップにおける発生吸引力は α の推定誤差に対応して変動する。式 (1) より、必用吸引力が保証されるための条件は最適化処理前の $U_{g0}^2 S_{p0}$ と処理後の $U_g^2 S_p$ において、

$$U_g^2 S_p = U_{g0}^2 S_{p0} \quad (30)$$

が成り立つことである。したがって、動作点の最適設計点への遷移の前後で $U_g^2 S_p$ の値を評価し、次式で α を微修正 ($\alpha \rightarrow \alpha \pm \Delta\alpha$) して再計算を行い、図 9 に示すように $\theta_l = \theta_g$ を保ちながら、式 (30) を満足する α を得る。

$$\begin{cases} U_g^2 S_p > U_{g0}^2 S_{p0} \Rightarrow \alpha \rightarrow \alpha + \Delta\alpha \\ U_g^2 S_p < U_{g0}^2 S_{p0} \Rightarrow \alpha \rightarrow \alpha - \Delta\alpha \end{cases} \quad (31)$$

図 10 は、以上の最適化過程をフローチャートで表したものである。

5. 最適化例と評価

5・1 最適化計算例 計算例として、表 2 に示すエアギャップ 2mm におけるソレノイド吸引力を 50N とする設計仕様に対して、初期 CAE 入力モデルの最適化処理を実施した。なお、図 7 のブロック線図で表される簡易磁気回路モデルのシミュレーションと、図 10 に示すフローチャートの処理には、ソフトウェア MATLAB/SIMULINK (Math Works Inc.) を用い、要求設計仕様データ入力以降の最適化した各諸元の出力、ソレノイド概形の描画および CAD データの出力までに至る一連の処理を自動化した。表 3 に最適化後の各種諸元を、図 11 にこの表をもとに描画したソレノイドアクチュエータの概形図を示す。要求設計仕様データ入力後、計算を開始して概形図の描画にいたる一連の処理に要した時間は、パーソナルコンピュータ (PentiumIII: 600MHz, メモリー128MB) で約 5 秒であり、他の要求設計仕様に対してもほぼ同様の処理時間であった。

5・2 CAE ソフトウェアを用いた評価 初期 CAE 入力モデルの最適化処理の結果の精度を評価

するため、表 3 の最適化した各種諸元をもとに作成した CAE 入力モデルに対して、市販の FEM 電磁界解析ソフトウェアによる解析を適用した。その結果を図 12 に示す。FEM においても吸引力の要求仕様 ($F_{mag}=50\text{ N}$ at $g=2\text{ mm}$) を満たしており、また、ソレノイド吸引力ストローク特性は、ストローク全域にわたって、初期 CAE 入力モデルの最適化過程で得られた吸引力と FEM による結果

Fig.9 Modification for maintaining the required force under the condition of $\theta_l = \theta_g$

Fig.10 Flow chart of optimization process

Table 2 Design target of the solenoid used in optimizing trial

g_{max} :	Air gap (Stroke)	2 mm
F_{mag} :	Magnetic attractive force at g_{max}	50 N
V_c :	Coil supply voltage	12 V
δ :	Radial clearance of the plunger	0.1 mm
T_{max} :	Max. coil temperature	70 °C
q :	Thermal duty ratio	0.1
β :	Coil aspect ratio	3.5
λ :	Convection heat transfer coefficient	12 W/m ² K
B_{gini} :	Initial magnetic density at the air gap	1.6 T
Dimensions of the bobbin:		
t_{bf}	t_{be}	t_{bs}
1.5 mm	1.0 mm	0.8 mm, $t_i=0.2$ mm

Table 3 Output of the solenoid dimensions, etc. after optimization

d_p :	Plunger diameter	14.6 mm
D_o :	Solenoid outer diameter	42.3 mm
l_a :	Solenoid longitudinal length	40.0 mm
t_y :	Yoke thickness	3.1 mm
I :	Max. coil current	2.3 A
N :	Coil turn number	721
d_c :	Coil wire diameter	0.54 mm
$h_c \times T$:	Coil height x width	30.4mm x 8.7mm
ζ :	Filling factor	0.6
R :	Coil resistance	5.2 Ω at 70C
F_{mag} :	Magnetic attractive force at g_{max}	50.04 N

は概ね一致しており、最適化処理で生成した初期 CAE 入力モデルの妥当性が確認された。図 13 は、生成した初期 CAE 入力モデルの鉄部とプランジャしゅう動部半径すき間からなる磁路の磁化特性を FEM により求め、これに表 3 のプランジャの径から求まる磁路面積とエアギャップ長 2mm から得られるエアギャップ部の磁化特性の直線を書き加えたもので、図 3 に対応する。動作点における両特性線の交差角度はほぼ等しい ($\theta_1 = \theta_2$) ことから、概ね最適設計条件を満たしていることが確認された。ただし、エアギャップが小さい条件 (P_g 大)、起磁力が大きい条件 ($U_c = NI$ 大) での計算では、磁路の局所的な磁気飽和、想定外の漏れ磁束の発生により、簡易磁気回路モデルと CAE ソフトウェアを用いた解析結果に差が生じるため、詳細設計において入力モデルの若干の修正を施す必要がある。

6. あとがき

CAE ソフトウェアを利用したソレノイド設計の効率化を図るため、入力モデルの概略設計段階で最適化を施す CAE 前処理過程を示した。一連の処理に要する時間はパーソナルコンピュータで約 5 秒であり、設計者に負荷を感じさせないものと考えられる。最適化した入力モデルに FEM 電磁界解析を適用した結果、特異な設計仕様を除いて、入力モデルの修正を要することなく概ね要求仕様および最適設計条件が満たされることが確認された。これにより、CAE 前処理の最適化過程から CAE ソフトウェアによる詳細設計へ円滑に移行でき、また、予め最適化された CAE 入力モデルを用いることにより、詳細設計において最適設計解を得るまでのモデルの修正と評価の繰り返しに要する負荷を軽減できることが期待できる。

文 献

- (1) Piron, M., et al., Rapid Computer-Aided Design Method for Fast-Acting Solenoid Actuators, *IEEE Transaction Industry Applications*, Vol.35, No.5 (1999), pp. 991-999.
- (2) Sangha, P., Rodger, D., Design and analysis of voltage fed axisymmetric actuators, *IEEE Transaction Magnetics*, Vol.30, pt.2 (1994), pp. 3240-3242.
- (3) Higuchi, T., et al., Design of Surface Permanent Magnet Synchronous Motors Using Non Linear Optimization Technique, *IEE Japan Transaction on Industry Applications*, Vol.117, No.3 (1997), pp.379-386. (in Japanese)
- (4) Kosaka, T., et al., GA-based Computer Aided Autonomous Electromagnetic Design of Switched

Fig.11 Drawing of the solenoid based on the optimized dimensions for initial stage of CAE

Fig.12 Comparison between the simplified magnetic circuit model and FEM approach in the static characteristics calculation

Fig.13 Evaluation of the optimized CAE input model using FEM magnetic field analysis

Reluctance Servomotor Drives, *Conference record of the 2004 IEEE IAS 39th Annual Meeting*, Vol.1 (2004), pp.416-423.

- (5) Sato, Y., et al., Influence of eddy current on the dynamics of high speed switching valve, *Journal of the Japan Hydraulic and Pneumatic Society*, Vol.24, No.4 (1993), pp.504-510. (in Japanese)
- (6) Roters, H.C., *Electro-magnetic devices*, (1961), p.140, John Wiley & Sons.