新分割図合成法を用いたリニアソレノイドの 三次元渦電流解析

正員 太田 智 浩 (岐阜大学)

正員 河 瀬 順 洋 (岐阜大学)

正員 平 田 勝 弘 (松下電工)

非会員 光 武 義 雄 (松下電工)

3-D Eddy Current Analysis of Linear Solenoid Using A New Auto Mesh Coupling Method

Tomohiro Ota, Member, Yoshihiro Kawase, Member (Gifu University)

Katsuhiro Hirata, Member, Yoshio Mitsutake, Non-member (Matsushita Electric Works, Ltd.)

In this paper, the dynamic characteristics of the linear solenoid is analyzed by the 3-D finite element method taking into account the eddy currents. And an auto mesh coupling method for the dynamic characteristics analysis is proposed. The effectiveness of our method is verified through the comparison of the measured results. The influences of the shape and the material of the linear solenoid on the distributions of the eddy currents and the magnetic flux distribution are clarified. Furthermore, the influences of the applied voltage waveform on the response time, the eddy current loss and the copper loss are quantitatively clarified.

キーワード：三次元有限要素法，リニアソレノイド，動作特性，渦電流，損失

1. はじめに

リニア電磁ソレノイド (Linear Electromagnetic Solenoid 以下LESと略称) は、その構造が単純で比較的小ストロークで大きな推力が得られるなどの特徴を有しており、様々な分野へ応用されている。その中でも可動鉄心に対向して固定鉄心が位置するプランジャー型LESが一般によく用いられている。しかしながら、プランジャー型LESの推力は空隙の2乗に反比例するため、可動子と固定子が近接すると必要以上の力が生じ、動作時の騒音が問題となる場合がある。このような場合には、可動範囲の推力がほぼ一定となるように鉄心を磁気飽和させることで、可動子と固定子の近接時の推力を抑える比例ソレノイドが検討されているが、同時に効率の低下をまねくことがある。

一方静音フレーム型LES⁽¹⁾は可動子が固定子を貫通する構造であるため、プランジャー型LESと比較して大幅な静音化を図ることができる。ただし、可動子と固定子の間の漏れ磁束が多くなるため、推力が低下するという欠点があり、あまり実用化されていないのが現状である。この静音フレーム型LESを家電機器用の小型アクチュエータとして応用するには、推力の低下を改善し効率良い動作が得られるように設計する必要がある、三次元有限要素法⁽²⁾を用いて詳細に検討することは非常に有

効である。

従来、リニアアクチュエータ等の直線運動をとまなう三次元動作特性の解析手法には、可動部の移動距離の制限、および分割図の合成時間等の問題があった⁽³⁾。そこで我々は、分割図の作成及び可動部の移動方向にある程度制限をつけることにより、三次元移動問題のための分割図作成に要する計算時間を短くする手法を開発した⁽⁴⁾⁽⁵⁾。

本論文では、我々が開発した三次元移動問題のための分割図の合成方法について述べるとともに、本手法を静音フレーム型LESに適用し、実測値と計算値を比較検討することで本手法の妥当性を示す。また、プランジャーの形状及び材質が動作特性に及ぼす影響を検討するとともに、印加電圧波形が損失、動作時間に及ぼす影響についても定量的に明らかにする⁽⁶⁾。

2. 分割図の合成方法

本手法における分割図の合成方法の基本的な考え方は、可動部を移動させた後、可動部前方の分割図を切り取り、可動部後方と合成することである。本手法の特徴は、ストロークの大きなリニアアクチュエータを解析することが可能なことである。また、可動部と固定部を合

成するアルゴリズムが非常に単純であり、可動部が大きく移動しても可動部前方の突出した分割図を切り取り可動部後方につなげているため、節点数、要素数及び辺数に変化せず、マトリクスの再編成及び境界条件の再設定などが容易である。以上のことから分割図の合成に要する時間は、従来法と比較して約1/10と非常に短い(3)。ただし、本手法を用いるためには、可動部と固定部の接合面の分割図は格子状に作成する必要があるため、全体の要素数が多くなる可能性がある。さらに、可動部と固定部の接合付近の分割図が扁平になりやすく、可動部の周囲には若干の空気領域が必要であるなどの制約条件がある。次に、本手法の手順を具体的に示す。

- ステップ1:初期状態の分割図を作成する。ただし、可動部及び固定部の接合面付近の分割図は格子状にする。(図1(a))
- ステップ2:可動部と固定部の分割図を切り離す。(図1(b))
- ステップ3:切り離した可動部の分割図を運動方程式より得られた位置に移動する。(図1(c))
- ステップ4:固定部からはみ出た可動部前方の分割図を切り取り、可動部後方につなげる。(図1(d))
- ステップ5:可動部と固定部の分割図を再び合成する。(図1(e))

図1 分割図の合成方法
Fig.1. Coupling method of meshes.

3. 解析手法

次に本手法を用いた磁界解析について説明する。

<3. 1>有限要素法による磁界解析

三次元動磁界問題の基礎方程式は、磁気ベクトルポテンシャル A を用いて次式で表される。

$$\text{rot}(\nu \text{ rot } A) = J_0 - \sigma \left(\frac{\partial A}{\partial t} + \text{grad } \phi \right) \quad (1)$$

ここで、 ν は磁気抵抗率、 J_0 は電流密度、 σ は導電率及び ϕ は電気スカラーポテンシャルである。(1)式の有限要素法による離散化の方法には、一次四面体辺要素を用いた。マトリクスの解法にはICCG法を使用して、非線形解析にはニュートンラプソン法を使用した。また、電磁力はマクスウェルの応力法により計算した。

<3. 2>運動方程式

過渡動作時における可動部の運動については、次式の運動方程式を用いて計算する。なお、ここではz方向成分の運動についてのみ示す。

$$M \frac{d^2 z}{dt^2} + F_k \pm F_s = F_z \quad (2)$$

ここで、 F_z は電磁力のz方向成分、 M は可動部の質量、 F_k はバネによる力及び F_s は摩擦による力である。

<3. 3>電気回路方程式

コイルに電圧 V_0 を印加した時の回路方程式は、次式で与えられる。

$$E = V_0 - RI_0 - \frac{d\psi}{dt} = 0 \quad (3)$$

ここで、 R は抵抗、 I_0 は電流、 ψ は鎖交磁束数である。

4. 解析モデル

図2に基本モデルを示す。本ソレノイドは、ヨーク、コイル及びプランジャーで構成され、プランジャーが固定子を貫通する構造となっている。コイルに電圧を印加することでプランジャーはコイル中央まで吸引される。基本モデルの磁性体は全て電磁軟鉄であり、導電率は $7 \times 10^6 \text{ S/m}$ とした。バネ定数は 1 N/mm 、コイルの巻数及び巻線抵抗は、それぞれ 960 Turn 及び 12Ω である。また、プランジャーとヨークのギャップ長は 0.3 mm となっている。解析ではモデルの対称性から1/4領域として、鉄心の渦電流及び非線形性を考慮した。図3に分割図を示す。本モデルに新しく開発した分割図の合成方法を適用する場合、可動部と固定部の接合面上の分割図を一定間隔の格子状に作成する必要があるため、プランジャーの移動範囲のみを一定間隔の格子状にする。また、本解析では渦電流を考慮するため、プランジャー表面の分割図は一層あたり 0.5 mm で分割している。

図2 解析モデル
Fig.2. Analyzed model.

図3 分割図 (1/4領域)
Fig.3. 3-D meshes(1/4 region).

5. 実験装置及び実験方法

図4に実験装置の概観を示す。プランジャの位置はレーザをプランジャに照射して三角法を用いて測定する。本実験ではバネの中立点を移動させることで、プランジャのストローク S の初期値を -8.0mm とした。コイルに直流電圧 20V を印加して、プランジャが電磁力とバネ力との安定点に吸引されるまでの電流波形及びストローク波形を測定する。

図4 実験装置
Fig.4. Measurement system.

6. 形状及び材質が動作特性に及ぼす影響

ここでは3種類のモデルを用いて動作特性を解析し、渦電流が動作特性に及ぼす影響を検討する。また、実測値と計算値を比較することで本手法の妥当性を示す。前述の通り、プランジャのストローク S の初期値を -8.0mm 、コイルの印加電圧を $\text{DC}20\text{V}$ とする。尚、図5に解析に用いた磁性体の B - H 曲線を示す。

< 6. 1 > 基本モデル

電磁軟鉄からなるヨーク及びプランジャで構成された基本モデルの動作特性の実測値と計算値の比較を図6に示す。図6よりコイルに直流電圧を印加することで、電流は約 1.5A で一定となり、ストロークも安定点に収束していく様子がわかる。ただし、電流波形、ストローク波形とも摩擦を考慮しない場合では、実測値と計算値との間に大きな差が生じ、ストローク波形の計算値においては大きく振動していることがわかる。そこで、プランジャが始動する時の力を静摩擦力として求め、静摩擦力の約 $1/3$ を動摩擦力として考慮することで実測値とほぼ等しい動作特性を得ることができた。また、ストローク波形は実測値と計算値ともにバネによる力と推力が等しくなる位置で安定していることがわかる。図7に渦電流密度の等高線を示す。これより渦電流は表皮効果によりプランジャ表面に集中していることがわかる。時刻 $t=10\text{ms}$ ではプランジャは動作する前で、渦電流は電流の急激な増加により生じていることがわかる。時刻 $t=20\text{ms}$ では電流の変化が小さく、渦電流はプランジャの移動に伴い生じる磁束の時間的な変化により発生しているものと考えられる。また、時刻 $t=30\text{ms}$ ではプランジャの移動に伴う磁束の減少及び電流の減少により生じる渦電流が生じており、その両方の影響によりプランジャの中心付近まで流れていることがわかる。

図5 B-H曲線
Fig.5. B-H Curves.

(a)電流の時間的変化

(b)ストロークSの時間的変化

図6 動作特性 (基本モデル)

Fig.6. Dynamic characteristics (basic model).

(a)t=10ms (b)t=20ms (c)t=30ms

図7 渦電流密度の等高線 (基本モデル)

Fig.7. Contours of eddy current density (basic model).

<6. 2>スリット付モデル

前記基本モデルにおいて渦電流の影響が大きいことがわかった。そこで渦電流を低減するためにプランジャーにスリットを設けたモデルについて検討する。プランジャーには図8に示すように幅1.0mm、深さ5.0mmのスリットを4本設けた。図9にスリット付モデルの動作特性を示す。ただし、前述の結果と同様の摩擦を考慮している。図9より電流波形及びストローク波形において実測値と計算値は、よく一致していることがわかる。図10に渦電流密度の等高線を示す。図7と図10より、渦電流はスリットを設けることで減少することがわかる。

図8 プランジャー形状

Fig.8. Structure of plunger with slits.

(a)電流の時間的変化

(b)ストロークの時間的変化

図9 動作特性 (スリット付モデル)

Fig.9. Dynamic characteristics (slit model).

(a)t=10ms (b)t=20ms (c)t=30ms

図10 渦電流密度の等高線 (スリット付モデル)

Fig.10. Contours of eddy current density (slit model).

なお、スリット付モデルの場合、渦電流がスリットを回り込むように流れるため渦電流がプランジャーの中心まで浸透している。

＜6. 3＞電磁ステンレスモデル

スリットにより渦電流が減少することを述べたが、図8のスリット形状の場合、加工上の問題から大量生産できないという欠点がある。そこでスリットの代わりに渦電流を減少させるために、プランジャーの材質として電磁ステンレスの採用を検討する。電磁ステンレスの特徴として、錆びないこと及び抵抗率が電磁軟鉄の約4倍であるなどの利点がある。ただしコストが高いこと、飽和磁束密度が電磁軟鉄より低いなどの欠点もある。図11に電磁ステンレスを用いた場合の動作特性を示す。摩擦は前述の結果と同様である。図11より電流波形及びストローク波形において実測値と計算値は、よく一致している

図11 動作特性（電磁ステンレスモデル）

Fig.11. Dynamic characteristics (stainless steel model).

図12 渦電流密度の等高線（電磁ステンレスモデル）

Fig.12. Contours of eddy current density (stainless steel model).

ることがわかる。図12に渦電流密度の等高線を示す。図12を図7、図10と比較すると、電磁ステンレスモデルは渦電流の低減効果として明らかに有効であることがわかる。

＜6. 4＞動作時間の比較

前述の3種類のモデルについて動作特性を比較検討するために、プランジャーのストロークSの初期値を-8.0mmとして0.0mmの位置に到達するまでの時間 T_0 を表1に示す。表1より基本モデルに対して、プランジャーにスリットを設けると動作時間は約7.1%短くなり、プランジャーの材質を電磁ステンレスにすることで約3.6%短くなることがわかる。スリット付モデルが電磁ステンレスモデルより動作時間が短くなっているのは、プランジャーに設けたスリットによる渦電流の低減効果に加えて質量が軽くなったことも要因として考えられる。また、計算値も実測値と同様な特性が得られていることから本手法の妥当性がわかる。表2に解析諸元を示す。

表1 動作時間の比較

Table 1. Comparison of T_0 .

モデルの形状	時間 T_0 (ms)	
	実測値	計算値
基本	28.0	28.7
スリット	26.0	26.6
電磁ステンレス	27.0	27.2

表2 解析諸元

Table 2. Discretization data and CPU time.

要素数	149,904
辺数	183,596
未知数	166,395
マトリクス中の非零要素数	1,405,215
ステップ数	100
非線形の平均反復回数	7.0
総計算時間(hours)	136

使用計算機：サンマイクロシステムズ（株）製 Ultra 2 model 1300

7. 印加電圧波形が損失に及ぼす影響

前述の検討結果より、渦電流の低減対策として電磁ステンレスが有効であることが確認できた。次にプランジャーを効率良く動作させる電圧波形について検討する。周波数60Hzの正弦波電圧、矩形波電圧及び歪み波電圧の3種類について、それぞれ電磁ステンレスモデル及び基本モデルに印加する。プランジャーのストロークSの初期値を-10mmとして、+10mmに達するまで解析する。バネ定数、摩擦などの条件は直流電圧を印加した時と同様とする。

なお、後述の銅損 P_c 、渦電流損 P_e 、機械損 P_m および出力 P_o は次式により算出した。

$$P_c = \frac{1}{T} \int_0^T i^2 \cdot R \, dt \quad (4)$$

$$P_e = \frac{1}{T} \int_0^T \left\{ \int_V \frac{J_e^2}{\sigma} \cdot dv \right\} dt \quad (5)$$

$$P_m = \frac{1}{T} \int_0^T (F_k + F_s) \cdot v \, dt \quad (6)$$

$$P_o = \frac{1}{T} \int_0^T F_z \cdot v \, dt \quad (7)$$

ここで、 T は1周期の時間、 i は電流の瞬時値、 R はコイルの抵抗、 J_e は渦電流密度、 σ は鉄心の導電率、 v はプランジヤーの移動速度、 F_z は電磁力の z 方向成分、 F_k はバネによる力及び F_s は摩擦による力である。

< 7. 1 > 正弦波電圧

図13に正弦波電圧を印加した時の基本モデルと電磁ステンレスモデルの動作特性を示す。これより時刻 $t=10\text{ms}$ 以後においてプランジヤーに働く推力は、両モデルとも負となっていることがわかる。プランジヤーを効率良く動作させるためには、時刻 $t=10\text{ms}$ 以後の電流を0Aにすることが有効と考えられる。電磁ステンレスモデルの推力は基本モデルと比較して最大24%大きいことがわかる。図14に正弦波電圧を印加した時の電磁ステンレスモデルの磁束密度ベクトル分布を示す。これより渦電流による磁束分布への影響などを確認することができる。

(a) 電流の時間的変化

(b) 推力の時間的変化

図13 動作特性 (正弦波電圧)

Fig.13. Dynamic characteristics (sine wave voltage).

(a) $t = 5\text{ms}$ (b) $t = 10\text{ms}$ (c) $t = 15\text{ms}$

図14 磁束密度ベクトル分布 (正弦波電圧)

Fig. 14. Distributions of flux density vectors (sine wave voltage).

< 7. 2 > 矩形波電圧

正弦波電圧の結果より時刻 $t=10\text{ms}$ 以後の電流を0Aにすることを有効と考え、デューティ比50%の矩形波電圧を印加する。図15に矩形波電圧を印加した時の動作特性を示す。電気回路の動作として $t=8\text{ms}$ で開放とするため電流は、時刻 $t=8\text{ms}$ 付近で0Aになっているが、推力は時刻 $t=10\text{ms}$ 付近まで0Nに下がらないことがわかる。図16に矩形波電圧を印加した時の電磁ステンレスモデルの磁束密度ベクトル分布を示す。図16より電流が0Aとなる時刻 $t=10, 15\text{ms}$ でも鉄心中の渦電流により磁束が生じていることがわかる。前述の推力が0Nにならない原因は、この渦電流による影響だと考えられる。

(a) 電流の時間的変化

(b) 推力の時間的変化

図15 動作特性 (矩形波電圧)

Fig.15. Dynamic characteristics (square-wave voltage).

 (a) $t = 5\text{ms}$ (b) $t = 10\text{ms}$ (c) $t = 15\text{ms}$

図 16 磁束密度ベクトル分布 (矩形波電圧)

Fig. 16. Distributions of flux density vectors (square-wave voltage).

 (a) $t = 5\text{ms}$ (b) $t = 10\text{ms}$ (c) $t = 15\text{ms}$

図 18 磁束密度ベクトル分布 (歪み波電圧)

Fig. 18. Distributions of flux density vectors (distorted wave voltage).

< 7. 3 > 歪み波電圧

前述の正弦波電圧と矩形波電圧の結果より時刻 $t=10\text{ms}$ 以後の電流を 0A にし、渦電流による推力を 0N にするための歪み波電圧を考える。図 17 に歪み波電圧を印加した時の動作特性を示す。ただし、ここでいう歪み波電圧とは実際に回路を作成して得られた波形である。図 17 より時刻 $t=10\text{ms}$ で電流波形はほぼ 0A となり、負に働く推力が小さいこともわかる。図 18 に歪み波電圧を印加した時の電磁ステンレスモデルの磁束密度ベクトル分布を示す。

(a) 電流の時間的変化

(b) 推力の時間的変化

図 17 動作特性 (歪み波電圧)

Fig. 17. Dynamic characteristics (distorted wave voltage).

< 7. 4 > 動作時間及び損失の比較

表 3 に各印加電圧波形での損失、動作時間の計算結果を示す。ただし、動作時間 T_0 はストローク S の初期値を -10mm として $+10\text{mm}$ に達するまでの時間として、銅損 P_c 、渦電流損 P_e 、機械損 P_m および出力 P_o は先に示した(4)~(7)式を用いて算出した。また、本論文ではソレノイドの効率 η を次式で定義した。

$$\eta = \frac{\text{出力}}{\text{損失} + \text{出力}} = \frac{P_o}{P_c + P_e + P_m + P_o} \quad (8)$$

表 3 より歪み波電圧 (電磁ステンレスモデル) は、正弦波電圧 (電磁ステンレスモデル) と比較して動作時間が約 3.0% 短く、渦電流損の割合が約 5.0% 小さく、効率が約 3.0% 良いことがわかる。以上より本解析の印加電圧波形の中では、歪み波電圧が最も効率の良い動作特性を得ることができると考えられる。また、電磁ステンレスモデル (歪み波電圧) は、基本モデル (歪み波電圧) と比較して動作時間が約 6.0% 短く、渦電流損の割合が約 10.0% 小さく、効率は約 4.0% 良いこともわかる。

8. まとめ

可動部と固定部の分割図を自動的に合成する手法を用いて、ストロークの大きなリニアアクチュエータの三次元磁界解析手法を提案した。実測値との比較により提案手法の妥当性を示すと同時に、プランジャーにスリットを入れることや材質に電磁ステンレスを用いることで渦電流の低減に効果があることを明らかにした。さらに、印加電圧波形が損失、動作時間に及ぼす影響について定量的に明らかにした。

(平成 11 年 2 月 23 日受付, 平成 11 年 5 月 31 日再受付)

表3 各印加電圧波形による動特性比較

Table 3. Comparison of dynamic characteristics under different kinds of exciting voltage wave forms.

電圧波形	モデル形状	動作時間 T_0 (ms)	銅損 P_c (W)	渦電流損 P_e (W)	機械損 P_m (W)	出力 P_o (W)	効率 η (%)	渦電流損の割合 $P_e/(P_c+P_e+P_m) \times 100(\%)$
正弦波	基本	15.0	143.8	68.7	14.2	22.9	9.2	30.3
	電磁ステンレス	14.0	135.9	35.7	14.0	28.8	13.4	19.2
矩形波	基本	17.0	91.6	33.9	14.9	18.0	11.4	24.1
	電磁ステンレス	15.3	88.1	20.3	14.3	22.4	15.4	16.5
歪み波	基本	14.5	115.0	42.5	14.4	24.5	12.5	24.7
	電磁ステンレス	13.6	114.7	21.5	14.0	29.7	16.5	14.3

文献

- (1)一井, 光武, 平田, 岩本, 河瀬:「静音フレーム型小型リニア電磁ソレノイドの特性評価」電学リニアドライブ研資, LD-97-73 (1997)
- (2)河瀬, 伊藤:「最新三次元有限要素法による電気・電子機器の実用解析」(1997) 森北出版
- (3)たに, 山田, 河瀬:「三次元有限要素法による相対運動を伴う過渡応答解析法の開発」電学静止器・回転機合同研資, SA-97-11/RM-97-70 (1997)
- (4)河瀬, 太田:「三次元有限要素法による動作特性解析のための自動分割図合成法」平10電学全大, No.1168
- (5)河瀬, 太田, 平田, 光武:「三次元有限要素法を用いたリニアソレノイドの動作特性解析」電学静止器・回転機合同研資, SA-98-16/RM-98-80 (1998)
- (6)河瀬, 太田, 平田, 光武:「リニアソレノイドの渦電流低減効果解析」電学リニアドライブ研資, LD-98-73 (1998)

平田 勝弘 (正員) 1958年4月10日生まれ。57年3月大阪大学機械工学科卒業。同年4月松下電工株式会社 技術研究所勤務。主として電磁界解析, リニア電磁アクチュエータ, 電磁センサーの研究開発に従事。平成9年4月大阪大学大学院工学研究科知能・機能創成工学専攻非常勤講師, 現在に至る。工学博士。IEEE会員他。

光武 義雄 (非会員) 1969年12月23日生まれ。平成4年3月同志社大学電気工学科卒業。平成6年同大学大学院工学研究科電気工学専攻修士課程修了。同年松下電工株式会社 技術研究所勤務。主として電磁界解析, リニア電磁ソレノイドの研究開発に従事, 現在に至る。

太田 智浩 (正員) 1975年3月18日生まれ。平成9年3月岐阜大学工学部電子情報工学科卒業。平成11年3月同大学大学院工学研究科電子情報工学専攻修士課程修了。同年松下電工株式会社入社, 現在に至る。

河瀬 順洋 (正員) 1956年4月24日生まれ。56年3月岡山大学大学院電気工学専攻修士課程修了。同年4月同大学電気工学科助手。60年4月岐阜大学工学部電気工学科助手。63年6月同学部電子情報工学科助教授。平成9年11月同学部応用情報学科教授, 現在に至る。工学博士。60年電気学会論文賞, 平成元年電子情報通信学会東海支部創立50周年記念奨励賞受賞。IEEE会員他。