

設計支援のためのフラックス・ゲート形電流センサの 非線形二次元有限要素法に基づく動的挙動の解析

橋口英司*, 古関隆章 (東京大学), Eric Favre, 芦谷正裕, 立花敏文 (LEM)

Analysis of Dynamic behavior of flux-gate current sensor
based on non-linear two-dimensional finite element method for design support
Eiji Hashiguchi, Takafumi Koseki (The university of Tokyo)
Eric Favre, Masahiro Ashiya, Toshifumi Tachibana (LEM)

Abstract

A flux-gate current sensor is the most sensitive to room temperature, so that various applications need its characteristic. In this paper, the authors carry out non-linear analysis of the simple type flux-gate current sensor to create design support tool. The authors build up design support tool based on magnetic circuit analysis and finite element method, and apply this tool to the actual model. The authors additionally evaluate effects of hysteresis of the core to sensor characteristic.

キーワード：フラックスゲート, 非線形性, 飽和, ヒステリシス, 電流センサ
(Flux-gate, Non-linearity, Saturation, Hysteresis, Current Sensor)

1. 序 論

フラックスゲートセンサ⁽¹⁾は、高感度な磁界センサであり、ホール素子に比べ検出磁界強度感度が高く、高い分解能を有するという特長がある。フラックスゲート式は、冷却が必要な SQUID を除けば最も高感度な検出方式であり、零点及び検出出力の温度依存性に優れた特長がある。また、フラックスゲートを電流センサとして使用することもある。電流センサとして用いる場合は、ホール素子では検出不可能な数百 mA ~ 10mA の微小電流検出のために使用される。

このように微小電流の検出に優れたフラックスゲート形電流センサの設計を進める上で、実用に足るシミュレータ、設計支援ツールというものが存在すれば非常に有利である。また、フラックスゲートに用いられる鉄心は、飽和とヒステリシスの強い非線形特性を有しており、その解析手法の検討は学問的にも意味のあることである。本研究では、最も単純な構成を持つ直流測定用のフラックスゲート形電流センサの設計支援ツール作成を通じ、非線形特性を持つ鉄心の解析手法の検討を進めることを目的としている。

2. フラックスゲート形電流センサの動作原理

フラックスゲートセンサは、高透磁率磁性体の透磁率が飽和磁束付近で急激に消失する非線形特性を利用した磁界センサである。次の Fig.1 のような円環状の鉄心に電圧を印加し、電流を流すことを考える。鉄心の中心部には、被測定電流 I_e を流す。

入力電圧が矩形波の場合、入力電圧、出力電流は Fig.2 のようになる。ここでは I_e は Fig.1 に示す向きを正としている。

Fig.2(a)、即ち $I_e=0$ の場合、正負の領域において出力電流波形は対称となっている。しかし、Fig.2(b)、即ち $I_e > 0$

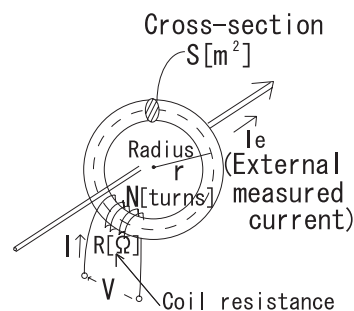


Fig. 1 The structure of flux-gate current sensor

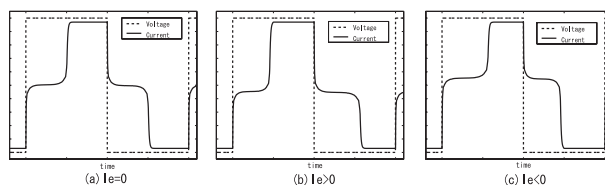


Fig. 2 Voltage steps and current response (V:square wave)

の場合、この対称性からずれが生じている。Fig.2 の場合、 I_e により生じる磁束が正の出力電流により生じる磁束と同方向であり、それが重畳されるため、正の領域においては飽和に達する時間が早くなり、逆に負の領域では遅くなる。Fig.2(c)、即ち $I_e < 0$ の場合ではこれとは逆の現象が生じている。

ここで、出力電流の閾値との交差を検知して特性を切り替える機能を矩形波の入力電圧が有している場合の入出力波形を Fig.3 に示す。

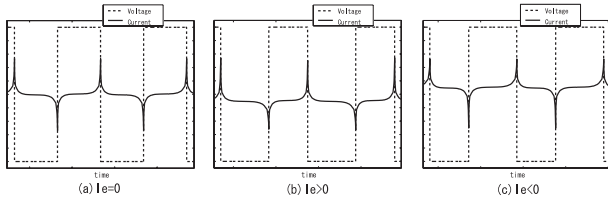


Fig. 3 Voltage steps and current response (V :have the function of switching)

Fig.3(a)、即ち $I_e = 0$ では入力電圧の正のパルス幅と負のパルス幅は等しくなるが、Fig.3(b) の場合、即ち $I_e > 0$ であると、正のパルス幅は負のパルス幅より小さくなる。また、Fig.3(c)、即ち $I_e < 0$ の場合には、反対にパルス幅は正のものが負のものより大きくなる。可変である入力電圧の周期に対する正のパルス幅の割合は、Fig.4 に示すように外部電流 I_e に比例する。それゆえ、これを検出することにより I_e を測定することができる。これがフラックスゲート形電流センサの動作原理である。フラックスゲート形電流センサにおいては、この切り替えタイミングのずれの被測定電流値に対する線形特性が最も重要である。

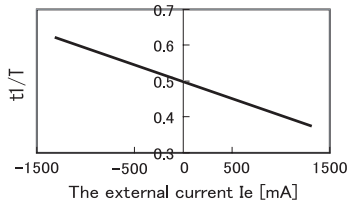


Fig. 4 Relation $t1$ deviated T with the external measured current I_e ($t1$:positive pulse width of input voltage signal, T :cycle of input voltage)

3. 解析のためのモデル化

解析を行うために、ここでは前述の Fig.1 に示すモデルを検討した。ここで、 V は入力電圧、 I は出力電流、 R はコイル抵抗 ($R=5319[\Omega]$)、 r は鉄心の半径 ($r=20.5[\text{mm}]$)、 N はコイル巻き数 ($N=5000[\text{turns}]$)、 S は鉄心の断面積 ($S=7.84[\text{mm}^2]$)、 I_e は外部電流である。

Fig.1 を用いた解析では、 t を時刻として以下の基本式 (1) を解けば良いことになる。なお、 ψ はコイルを貫く鎖交磁束、 ϕ は鉄心を通る磁束である。

$$V(t) = RI(t) + \frac{d\psi(t)}{dt} = RI(t) + N \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (1)$$

解析を進める上で、磁化特性の近似が必要となっている。本研究においては折れ線によって近似を行った。その非線形 HB 曲線を Fig.5 に示す。本解析モデルにおいては、微分に相当する演算は存在していないので、折れ線近似による問題はないと考えられる。 $-0.572[\text{T}]$ から $0.572[\text{T}]$ の範囲では、2本のヒステリシス曲線を、その他の範囲(飽和領域)では単一の曲線を仮定した。

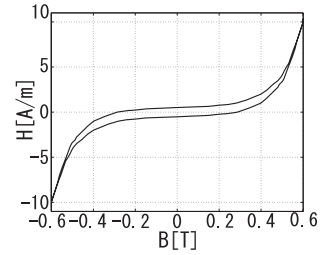


Fig. 5 HB-hysteresis approximation curve by broken lines

4. 磁気回路法に基づく解析

まず、磁気回路法に基づいて解析を進めた。前述のモデルを用いて、磁気回路法により解くべき基本式は以下のものとなる。

$$V(t) = RI(t) + N \frac{d\phi(t)}{dt} = RI(t) + NS \frac{dB(t)}{dt} \quad (2)$$

$$2\pi r H(t) = NI(t) + I_e \quad (3)$$

$$H(t) = \left(\frac{dH}{dB} \right) (t) \cdot B(t) + H_0(t) \quad (4)$$

なお、前述のように、本解析では折れ線により磁化特性の近似を行った。(4) 式は、その磁化特性の折れ線による近似の表式である。

4.1 Simulink を用いたルンゲ・クッタ法による解析
まず最初に、Matlab の Simulink を利用した 4 次のルンゲ・クッタ法⁽²⁾による解析手法を用いた。Fig.6 は Simulink で使用したブロック図である。

Fig.6 では、[MATLAB Function] ブロックが HB 近似曲線の関数を有している。数値積分のアルゴリズムは、前述の 4 次のルンゲ・クッタ法である。入力電圧は、振幅が V_0 ($V_0 = 5.4[\text{V}]$) の矩形波であり、Fig.6 における [Relay] ブロックには、出力電流の閾値の交差を検出して入力電圧を切り替える特性がある。閾値 I_0 は $7.2 \times 10^{-4}[\text{A}]$ である。

Fig.7 は、このシミュレーションにおける入力電圧、及び出力電流の解析結果を示している。

Fig.7 において、波形自体は類似しているが、入力電圧の周期が実験値のものと比較して遥かに小さくなってしまっていることが分かる。

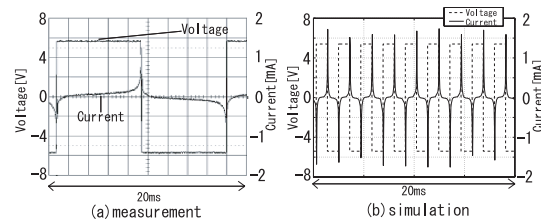


Fig. 7 Input voltage and output current ($I_e = 0[\text{A}]$)

このように、ここでの解析結果には問題点が存在する。

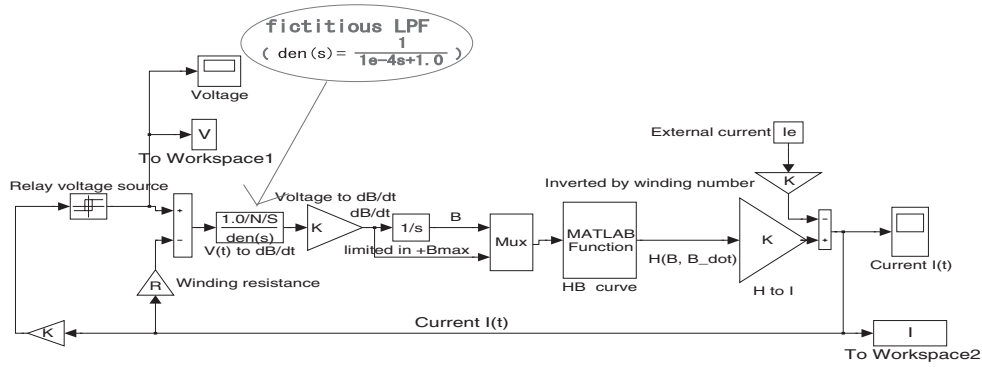


Fig. 6 Block diagram used in Simulink

そこで、この検討のために、ステップ状の入力電圧に対する応答を調べた。それが Fig.8 である。

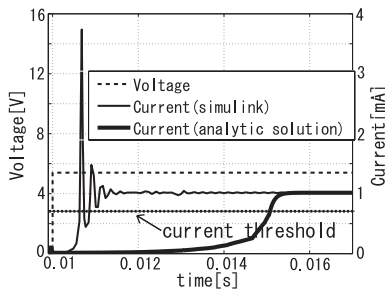


Fig. 8 Step responses

Fig.8 において、破線が入力電圧（ステップ電圧）を示している。また、黒の実線がこの Simulink を用いた解析での出力電流波形である。さらに、Fig.8 には、後述の厳密解のつなぎ合わせによる解析での出力電流波形も示した。この出力結果は理論値に非常に近いと考えられるために示したもので、黒の太い実線がこれに相当する。

本解析モデルは RL 直列回路であり、出力電流値は過渡的には V_0/R （ここでは 1[mA] 程度）となるはずである。Fig.8 によると、両者の結果ともその値に収束していることが分かる。しかしながら、Simulink を用いた解析におけるステップ応答では、非常に大きなオーバーシュートが見られる。このシミュレーションでは、入力電圧の切り替え点が理論解のものよりも遥かに早くなっている。その結果、入力電圧の周期が実験値のものよりも小さくなってしまっている。

以上のように、ここでの解析結果には大きな問題点が存在する。それを整理する。

- (1) 本解析での磁気回路は、RL 直列回路である。回路の時定数は、透磁率 μ に比例する。 $\tau = L/R$ (L : コイルのインダクタンス) で与えられる時定数は、HB 曲線の飽和領域になると、 L の低下により劇的に小さくなる。
- (2) ルンゲ・クッタ法は陽解法なので、原理的には 1

ステップ前の HB 曲線の情報に基づいて積分の式を決めている。(入力電圧の切り替え点の算出誤差の大きな原因であると考えられる。)

- (3) このシミュレーションではタイムステップの影響も重要となる。
- (4) 回路の時定数の極めて小さい領域（飽和領域）において、妥当とは言えない大きさのタイムステップを用いた結果として、過大なオーバーシュートが生じてしまったと考えられる。タイムステップを飽和領域における時定数よりも十分に小さく設定すれば妥当な解析結果が得られるものと思われる。しかしそれでは計算時間が非常に大きくなり、設計支援ツール作成という点からこの解析手法は適さないと言わざるを得ない。

以上のような困難を考えると、Simulink のようなブラックボックスである汎用シミュレータの安易な適用では、現実的設計を目的とする場合には満足な結果を得ることができない、とすることができる。

4.2 厳密解のつなぎ合わせによる解析 以上のように、Simulink を用いたルンゲ・クッタ法による解析手法には問題点が存在する。そこで、次に厳密解のつなぎ合わせによる解析により検討を行った。これは、状態遷移行列を利用した解法である。本研究では、磁化特性の近似に折れ線を用いている。折れ線の各部分において、解くべき微分方程式は線形であり、それゆえ厳密解が求まる。前述の基本式 (2),(3),(4) より、状態遷移行列を用いて、(5) に示す状態方程式、及び (6) に示す出力方程式が得られる。ここで、 $A(n)$ 、及び $u(n)$ は (7) 式、及び (8) 式のものである。これらの漸化式を用いて解析を行った。なお、 T_s はタイムステップである。

$$B(n+1) = e^{A(n)T_s} \cdot B(n) + \frac{e^{A(n)T_s} - 1}{A(n)} u(n) \quad (5)$$

$$I(n) = \frac{1}{N} (2\pi r H(n) - I_e) \quad (6)$$

$$A(n) = -\frac{2\pi r R}{N^2 S} \frac{1}{\mu(n)} \quad (7)$$

$$u(n) = \frac{1}{NS} \left(V(n) + \frac{R}{N} I_e - \frac{2\pi r R}{N} H_0(n) \right) \quad (8)$$

この解析手法、厳密解のつなぎ合わせにより得られた入力電圧、及び出力電流の波形を Fig.9 に示す。

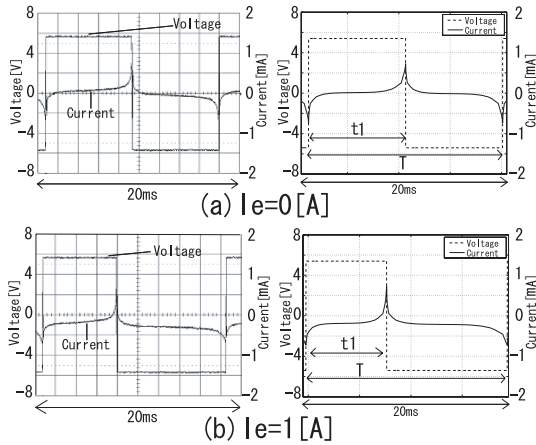


Fig. 9 Input voltage and output current (Left:measurement Right:simulation)

Fig.9 より、解析結果は測定波形と類似していることが分かる。また、被測定電流 I_e と時間幅の比 $t1/T$ の関係を Fig.10 に示す。なお、 $t1$ は入力電圧の正のパルス幅の時間であり、 T は矩形波である入力電圧の周期である。

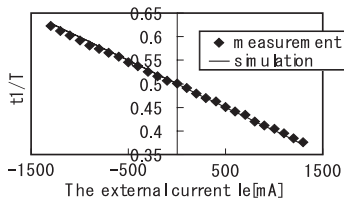


Fig. 10 Relation the fraction of pulse width with the external measured current I_e

Fig.10 より、ここでも両者は類似しており、さらに線形特性が成立しているのが確認できる。

以上のように、厳密解のつなぎ合わせによる解析手法では、最初に用いた手法、4次のルンゲ・クッタ法によるものとは比べ良好な結果が得られた。さらに、これは測定結果とも非常に類似したものである。従って、磁気回路法を用いた解析により、この最も単純なタイプのフラックスゲート形電流センサの設計支援ツールの大きな枠組みは整った、と言うことができる。

5. 有限要素法を利用した解析

5.1 有限要素法解析の導入の必要性 これまでの検討では、被測定電流 I_e が中心にあるとして行ってきたが、測定の際にはこれが中心からずれてしまうことも十分に想定される。また、測定に用いる際にコアが2つに分かれは

め合わせる形式となっていれば非常に便利であるが、その場合、その接合部分は完全につながっているとは考えづらく、何らかのギャップが存在しているとして検討を行う必要がある。このような場合には、磁気回路法による検討では対応できない。そこで、数値解析法、本研究においては有限要素法による解析を用いた。

5.2 有限要素法を組み込んだ解析 磁気回路法による解析構造に、有限要素法を用いた検討結果を組み込むことを考える。鉄心を通る磁束 ϕ は、磁束分布が中心に関して対称である場合には磁気回路法で検討できるが、前述のような被測定電流 I_e の位置の中心からのずれや、鉄心にギャップが存在する場合、細かい磁束分布の平均を取り、それを ϕ とする必要がある。

これは、次のように考える。まず、あらかじめ I_e の中心からのずれ r [mm]、及び鉄心に存在するギャップ g [mm] により鉄心を通る磁束 (の平均) がどのように変化するか、有限要素法によりテーブルを設けておく。ここでは、鉄心の励磁成分は、コイル電流によるもの (NI)、及び被測定電流 I_e によるものの2種類が存在する。補正量は NI 、及び I_e の両者によって変化するため、 NI 、 I_e によって決定される補正テーブルが必要となる。有限要素法によってあらかじめ求めておいた補正テーブルを利用して、 I_e の中心からのずれ r [mm]、及び鉄心のギャップ g [mm] が存在する場合の検討を、仮想的に $r = g = 0$ [mm] の場合に置き換えて進める、というものである。

5.3 実在モデルにおける解析例 これまでに検討してきた寸法のモデルにおいて、実際に対象を拡張した場合の検討を行った。ここでは、Maxwell(Ansoft社)を用いて、二次元の有限要素法により検討を行った。次の Fig.11 が用いた解析モデルである。

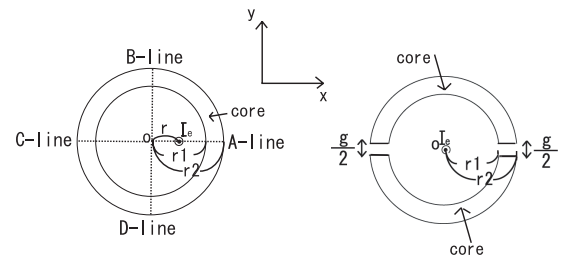


Fig. 11 The model used for analysis in FEM

ここで、内径 $r1=18$ [mm]、外径 $r2=23$ [mm] である。これまでの解析対象モデルと同一のものであり、同様に鉄心は前述の非線形性を有する。有限要素法により、各種条件下で鉄心を通る磁束がどの程度変化するか求めた。ここでは二次元解析であるので、ベクトルポテンシャル A は z 成分のみであり、鉄心を通る磁束は内径部分と外径部分のベクトルポテンシャルの差で与えられる。有限要素法によりベクトルポテンシャルの分布を求めることができるので、

それを基に内径部分、及び外径部分のベクトルポテンシャルの各々の平均値の差より鉄心を通る磁束 ϕ を求め、それを評価した。

(1) 被測定電流 I_e が中心からずれている場合

まず、 I_e が中心からずれている場合について検討した。Fig.11(a) がその解析モデルである。 r [mm] が I_e の中心からのずれであり、ここでは測定結果との比較の都合上、 $r=1,2,3,4,5$ [mm] の場合のみ検討している。また、解析の妥当性の検討のため、Fig.11(a) に示す4方向、A,B,C,D列方向に r を設定し、それぞれにおいて解析を行い、検討した。解析結果の評価は、ずれが存在しない場合、即ち $r=0$ [mm] における鉄心を通る磁束を $\phi(0)$ として基準値とし、ずれ r [mm] の場合の磁束 $\phi(r)$ との比を求めることで行った。

磁化特性はこれまでのものと同じである。なお、ここでは便宜上、通常の BH 曲線の表示において、H 正方向に進む曲線を”PLUS”、H 負方向に進む曲線を”MINUS”と定めた。両者とも、飽和領域においては同一の単一曲線である。

ここでは I_e [A] を様々な値に設定して解析を行った。まず、 $r=0$ [mm] であれば飽和領域(切り替え動作点付近)に達する、 $I_e=5$ [A] である程度の飽和した状態での r [mm] による磁束の変化を求めた。 $\phi(r)/\phi(0)$ [%] の変化、及びそれに相当する鉄心の磁束密度 B [T] の変化を、磁化特性”PLUS”、及び”MINUS”においてそれぞれ求めることで評価している。その様子を Fig.12 に示す。なお、ここでは”PLUS”、及び”MINUS”における結果に差異は見られなかったため、”PLUS”のみの結果である。

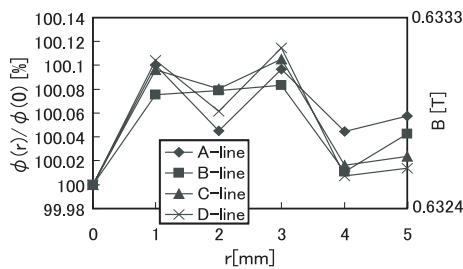


Fig. 12 Relation the change of magnetic flux in the core with r ($I_e=5$ [A], BH-curve:”PLUS”)

Fig.12 より、飽和領域において、 r [mm] による磁束の変化は最大でも 0.1[%] 程度であると思われる。また、 r [mm] の設定方向、A,B,C,D列での結果を比較しても、方向の取り方によって結果に大きな問題は生じていないように思われる。従って、これ以後の検討は A 列方向のみにおいて行えばよいと考えられる。

後述であるが、飽和領域に存在する切り替え点(ここでは $B=\pm 0.63$ [T] 付近)までのヒステリシス部分の特性は、センサの動作原理となる線形特性には殆ど影響しないという結果を得ている(第6章参照)。従って、飽和領域部分の変化のみ考慮する。

そこで、 $|B| \geq 0.6$ [T] の領域において、 $r=0$ [mm] における B [T] の値が 0.1[%] 増し (+0.1[%]) になるように変更し、パルス幅の比を求めることで、位置のずれによる線形特性への影響を検討した。その結果を Fig.13 に示す。

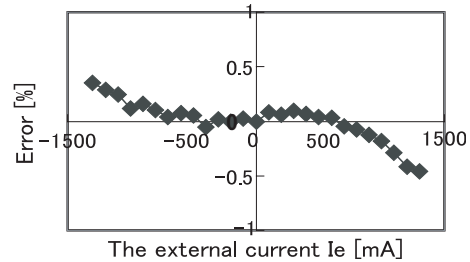


Fig. 13 Effect of r to $t1/T$ (analysis)

Fig.13 より、この変化による影響は、1[%] よりもかなり小さい程度であることが分かる。実際には飽和領域における鉄心の励磁成分においては、コイル電流成分が I_e よりも数倍～数十倍程も大きく、実際の位置のずれによる B [T] の変化は、設定した 0.1[%] よりも遥かに小さいと考えられる。このセンサの測定精度は 1[%] であり、この程度の差であれば影響を無視できると考えられる。

以上の結果より、被測定電流 I_e の位置のずれによる影響は、このモデルにおいては無視して問題ない、とすることができる。

(2) 鉄心にギャップが存在する場合

ここでは、Fig.11(b) に示すように、鉄心にギャップが存在する場合において解析を行った。ギャップは x 軸に平行に存在し、ギャップ長 g は両端のギャップの長さを合計した値であり、一端のギャップ長は $g/2$ である。鉄心を通る磁束の変化の評価は、ギャップが存在しない場合 ($g=0$) の鉄心を通る磁束を $\phi(0)$ として基準値とし、ギャップ長が g の場合の磁束 $\phi(g)$ との比をとることで行った。

まず、 $I_e=5$ [A] として、ギャップ長 g を変化させた場合の磁束の変化を検討した。その結果を Fig.14 に示す。Fig.14 に示す結果は、磁化特性が”PLUS”の場合についてのものであり、横軸は対数表示である。なお、 μm 程度の大きさまでギャップを小さく設定することができなかつたので、ここでの検討は、ギャップの透磁率を仮想的に変化させることで行っている。その基準としたのは、 $g=0.4$ [mm] の場合で

ある。例えば、 $g=0.01[\text{mm}]=10[\mu\text{m}]$ の場合の解析においては、形状としては $g=0.4[\text{mm}]$ のままであるが、本来は 1 であるギャップ部分の比透磁率 μ_r を、 $\mu_r = 1 \times 0.4 / 0.01 = 40$ と変化させた。これは、ギャップの磁気抵抗が、ギャップ長、及びその透磁率に反比例することを利用した方法である。

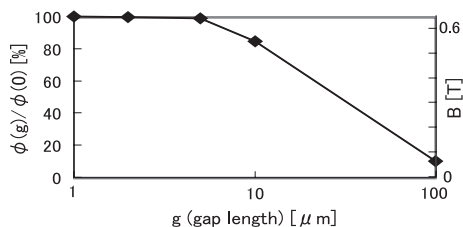


Fig. 14 Relation the change of magnetic flux in the core with g ($I_c=5[\text{A}]$)

Fig.14 より、ギャップの影響は極めて大きく、 $g=1 \sim 10[\mu\text{m}]$ 程度までは小さくしなければ磁束は大幅に減少してしまい、飽和領域に達しないことが分かる。

このモデルにおいて、この程度の微小なギャップを制御し、センサとして動作させるのは非現実的である、という見解を得ている。ゆえに、このモデルにおいては、ギャップを設けるといのは厳しいと言わざるを得ない。

6. ヒステリシスによる影響の検討

本研究で対象としているフラックスゲート形電流センサの鉄心には、飽和とヒステリシスの強い非線形特性が存在している。フラックスゲート形電流センサは、この非線形特性を利用したものであるが、このセンサの特性において、ヒステリシス部分の寄与がどの程度であるか、ということについて検討する。なお、ここでは前章の I_c の中心からのずれや鉄心のギャップが存在しない場合のみの検討である。

ここでは、磁化特性の近似に、Fig.15(a) に示す 3 種類の曲線を使用した。Fig.15(a) において、①はヒステリシス特性が存在しないもの、②は本研究で用いている実際の鉄心の近似曲線、そして③が非常に大きなヒステリシス特性を有する仮想的な近似曲線である。飽和特性については、3 者とも等しい性質を持つ。即ち、飽和領域においては、3 者とも同一で単一の曲線で表現されている。これらの近似曲線を用い、同様の解析を行った。この解析の結果、得られた時間幅の比 ($t1/T$) と被測定電流 I_e の関係を Fig.15(b) に示す。

Fig.15(b) より、どの結果にも線形性が見られることが分かる。この結果より、ヒステリシス特性は、センサにとって最も重要な線形特性自体にはほとんど影響を及ぼしておらず、それに影響を及ぼすのは飽和特性であると考えられる。ゆえに、鉄心の非線形特性の中で、最も重要な特性は飽和である、と言える。

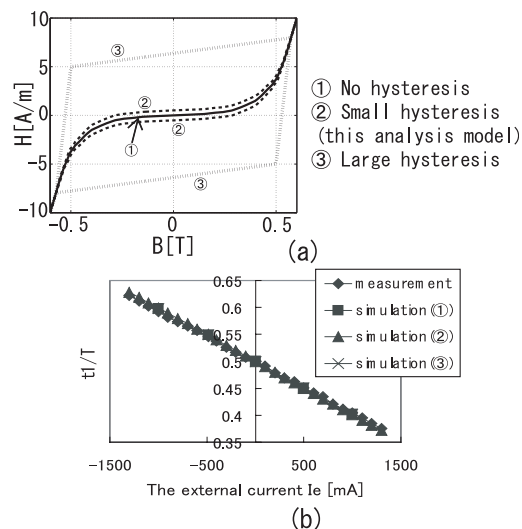


Fig. 15 Simulation results in various hysteresis characteristics; (a) using approximated HB-curve, and (b) relation the fraction of pulse width the external current I_e

7. 結論

本研究では、フラックスゲート形電流センサの設計支援ツール作成を目指し、モデル化を行って非線形解析を進めた。磁気回路法による解析、その中で 2 番目に行った厳密解のつなぎ合わせによる解析により設計支援ツールの大きな枠組みは完成させた。しかしながら、被測定電流 I_e が中心からずれている場合の検討、また鉄心にギャップが存在している場合の検討にはこの解析手法では対応できないため、有限要素法解析を行い、それを磁気回路法解析の枠組みに組み込むことで対応可能とした。そして実モデルに適用してその妥当性を確認した。

さらに、センサ特性に対して鉄心のヒステリシス特性がどのように影響しているか、ということについて検討を行った。その結果、このセンサにおいて最も重要な線形特性においては、飽和特性のみの寄与であることが分かった。ゆえに、このタイプのセンサの設計をするならば、損失を抑えるために、強い飽和特性を持ちヒステリシスが小さい材料をコアに選ぶべきである、と言える。しかしながら、ヒステリシスの影響に関する検討は、磁気回路法解析のみによるものであり、対象を拡張した場合においては検討していない。被測定電流 I_e が中心からずれている場合、また鉄心にギャップが存在している場合でも、ヒステリシスのセンサ特性への影響には同様の結果が見られるか、という検討が今後の課題である。

参考文献

- (1) P.Ripka "Review of fluxgate sensors" Sensors and Actuators, A33 p.129-141 1992
- (2) 大野 豊・磯田 和男 監修 "新版 数値計算ハンドブック" オーム社 1990