

## 有限要素法を用いたプレーナインダクタの過電流モード解析

## Over Current Mode Analysis for Planar Inductor Using Finite Element Method

猪瀬弘晃・佐藤敏郎・山沢清人

信州大学工学部, 長野市若里 4-17-1 (〒 380-8553)

H. Inose, T. Sato, and K. Yamasawa

Faculty of Engineering, Shinshu University, 4-17-1 Wakasato, Nagano 380-8553

Over current detection characteristics based on magnetic saturation of an outer magnetic core type planar inductor were analyzed. The planar inductor had two planar windings: an inner planar coil connected to the main electrical circuit, and an outer planar search coil on the top surface of the outer thin magnetic core. The planar inductor was used as an energy storage element for high-frequency power conversion equipment, such as switching dc-dc converters. The basic operation of the over current mode due to magnetic core saturation was simulated by a nonlinear finite element method. **Key words** : over current detection, planar inductor, finite element method, switching power supplies

## 1. はじめに

スイッチング電源などの高周波電力変換回路への応用を目的として, 内部コイル型 (外鉄型) プレーナインダクタの磁気飽和を利用した過電流検出法が提案されている<sup>1)</sup>. これは, 過電流時の磁気飽和で発生する交流漏れ磁束を外鉄磁心の外側表面に配置されたサーチコイルでピックアップするという単純な原理に基づいている. この方法によれば, 磁気飽和を起こさない程度の主回路電流では外鉄磁心の磁気シールドによってサーチコイルは主回路から分離され, 挿入損失をほとんど発生しない. また, 定格電流以内ではインダクタは通常のエネルギー蓄積素子として動作し, 外部サーチコイルの追加のみで自律的に過電流信号を発生するという新たな機能が付加されることになる.

筆者らは, プレーナインダクタの過電流検出法を電源回路に適用した際の過電流検出特性を明らかにするため, プレーナインダクタを実際に試作し, これを降圧チョップ DC-DC コンバータに用いた場合の過電流検出特性を報告した<sup>2)</sup>. しかしながら, プレーナインダクタの磁気回路の非線形特性を単純な折れ線近似した解析に基づいているため, 基本動作の妥当性の検証には十分であるものの, 詳細な過電流モードにおける動作については不明な点が多い.

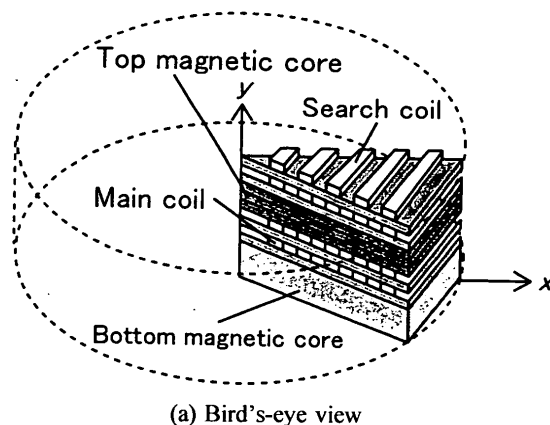
本文は, 過電流信号発生機能を具備するプレーナイン

ダクタの設計に対して有用な知見を得ることを目的に, プレーナインダクタの過電流モードにおける磁束分布, ならびに基礎特性について非線形有限要素法を用いて種々検討した結果を述べるものである.

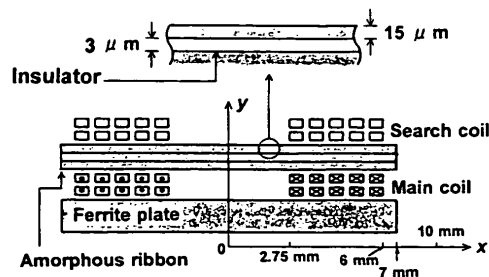
## 2. プレーナインダクタの過電流検出法

## 2.1 プレーナインダクタの構造

Fig.1 に, 解析に用いたプレーナインダクタの鳥瞰図および断面基本構造を示す. 内部メインコイルに 2 層円形スパイラルコイルを用い, これを上下磁性体層で挟持する構成となっている. 下部磁性体には厚さ  $500\ \mu\text{m}$  のフェライト板を, 上部磁性体には厚さ  $15\ \mu\text{m}$  の軟磁性層を 3 層積層したものを用いる. 上部磁性体の外側表面に内部メインコイルと同一の 2 層円形スパイラルコイルをサーチコイルとして配置する. 各部材ならびにイン



(a) Bird's-eye view



(b) Cross sectional view

Fig. 1 Basic structure of the planar inductor.

ダクタの構造は、以前に報告したプレーナインダクタに準じ<sup>2)</sup>、下部フェライト板には Mn-Zn フェライトを用い、上部軟磁性層には Co 系アモルファス薄帯を用いるとして、これらの仕様を Table I に要約して示す。

## 2.2 過電流検出原理

上部の軟磁性層は下部フェライト板よりも圧倒的に磁路断面積が小さいため、Fig.1 で示した内部メインコイルに過大な電流が流れた場合、上部磁性層が先に磁気飽和し、磁束が上部の空間へ漏れる。プレーナインダクタをスイッチング電源のチョークコイルに利用した場合、Fig.2 に示すように、内部メインコイルには交流電流  $i_{ac}$  に直流電流  $I_{dc}$  が重畳した電流が流れ、電源の出力電流レベルに応じて  $I_{dc}$  が増減する。 $I_{dc}$  が上部磁性体の磁気飽和レベルまで増大すると、上部磁性体の透磁率が激減し、交流磁束成分は磁性体から上部空間に漏洩することになる。この様子を Fig.3 に模式的に示す。 $I_{dc}$  が小さい場合は、上部磁性層の磁気シールド効果のために交流漏れ磁束は非常に小さく、サーチコイルに鎖交する交流磁束は無視できるくらい小さい。 $I_{dc}$  が大きい直流過電流モードでは、上部磁性体の磁気飽和により交流磁束成分が上部へ漏洩し、これらがサーチコイルに鎖交することにより、サーチコイルに起電力が発生し、これをもって直流過電流を検出する。

## 3. 非線形有限要素法による過電流モード解析

### 3.1 プレーナインダクタの直流重畳特性

スイッチング電源に用いられるチョークコイルの性能指標として、自己インダクタンス  $L_c$  と直流重畳電流  $I_{dc}$  の関係を表す直流重畳特性が用いられる場合が多い。直流重畳特性は、LCR メータに直流重畳電流回路を付加し、一定の微小正弦波交流電流  $i_{ac}$  に直流電流  $I_{dc}$  を重畳させた電流  $i_c$  をコイルに流した状態で測定される。従って、磁性体には直流電流による直流バイアス磁界が加わり、この点を磁化曲線上の動作点として交流マイナーループ動作することになる。通常は、交流電流振幅を十分に小さくすることにより交流電流と交流磁束の関係を線形近似して自己インダクタンス  $L_c$  を求めている。

本文で述べるプレーナインダクタの過電流モード解析では、前述の直流重畳特性の測定を模擬して条件設定を行った。すなわち、様々な直流重畳電流  $I_{dc}$  の条件で、微小交流電流  $i_{ac}$  によって発生する交流磁束成分を求め、過電流時にサーチコイルに鎖交する交流漏れ磁束の振る舞いを調べた。以下に、解析の諸条件を詳細に述べる。

### 3.2 時間領域差分法による直流重畳特性の計算

#### 3.2.1 時間領域差分法による過度応答解析

一般に、有限要素法を用いた周波数応答解析では、交流強制電流に直流電流を重畳させて計算することは困難であり、このために、本解析では、JMAG-STUDIO (日

Table 1 Specifications of the planar inductor.

Size	15 mm in diameter
Inner coil Search coil	35 $\mu\text{m}$ -thick double-layer copper spiral Size: 12 mm in outside diameter Line/space: 400/400 $\mu\text{m}$ Turns $N$ : 10
Upper magnetic core	Material: Co based amorphous Static initial permeability: $\geq 100,000$ Saturation induction: 0.65 T Electrical resistivity: $10^{-6} \Omega \cdot \text{m}$ Size: 15 mm in diameter Thickness: 15 $\mu\text{m} \times 3$ layers Interlayer insulator: 3 $\mu\text{m}$ in thickness
Lower magnetic core	Material: Mn-Zn ferrite plate Static initial permeability: 1500 Saturation induction: 0.5 T Electrical resistivity: 3 $\Omega \cdot \text{m}$ Size: 15 mm in diameter Thickness: 500 $\mu\text{m}$
Air gap between upper and lower cores	200 $\mu\text{m}$

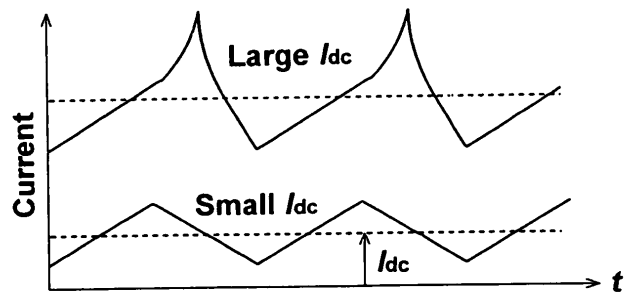


Fig. 2 Main coil current of the planar inductor used in the dc-dc converter.

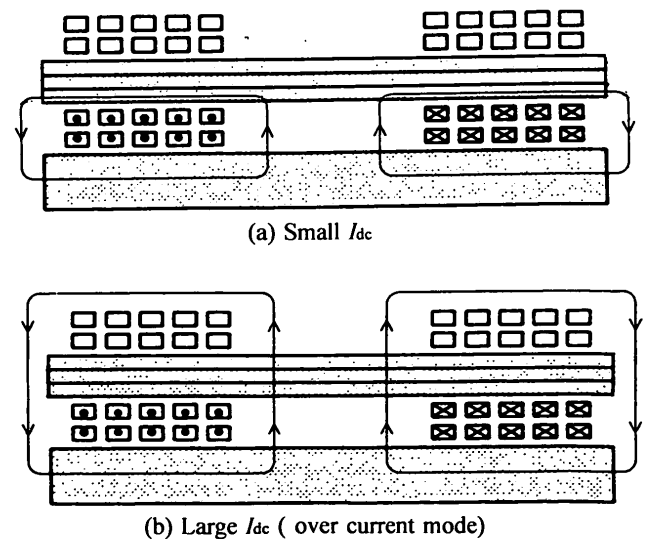


Fig. 3 Alternating flux in the planar inductor.

本総合研究所)の時間領域差分法を用いた過渡応答解析によってプレーナインダクタの直流過電流モード解析を行った。解析に当たっては、Fig.4に示すように、内部メインコイルの強制電流  $i_c$  を正弦波交流成分  $i_{ac}$  と直流重畳成分  $I_{dc}$  の和として与えて過渡応答解析を行い、

$$i_c = i_{ac} + I_{dc} \quad (1)$$

交流電流の4周期目をもって定常状態と見なして素子の交流磁束密度分布、交流磁束による実効インダクタンスなどの計算を行っている。ここでは、交流電流  $i_{ac}$  の振幅を 10mA、周波数を 500kHz とし、直流重畳電流  $I_{dc}$  を変化させた場合の振る舞いについて検討した。なお、コイルインダクタンスの大きい非飽和動作のプレーナインダクタの時定数は約  $1.3 \mu s$  であり、この値も磁気回路が飽和した場合は大幅に変化する可能性が高い。従って、4周期の  $8 \mu s$  に渡る過渡解析で十分に定常状態と見なせるか否かは議論のあるところであるが、少なくとも今回計算した範囲では、4周期以降で十分に定常状態に達していることを確認している。

### 3.2.2 解析モデル

円形スパイラルコイルを用いたプレーナインダクタは三次元軸対称構造を持っているので、Fig.1(b)に示す y 軸対称 1/2 モデルを設定し、各ターンのコイル導体に同一強制電流を流して解析する場合が一般的である。しかしながら、JMAG-STUDIO を用いた時間領域差分法による過渡応答解析では、Fig.5に示すように、各ターンのコイル導体を電氣的に接続し電流源  $i_c$  を含む閉回路を設定しなければならない。本解析では、円形プレーナインダクタを Fig.1(a)に示すような 72 角形モデルで近似した 1/72 モデルを解析に用いた。各ターンのコイル導体長を 72 倍して直列接続し、Fig.5に示すような電流源を含む閉回路を設定してインダクタンスなどの特性計算を行っている。

### 3.3 プレーナインダクタの諸特性の計算

既に報告したように<sup>2)</sup>、プレーナインダクタのメインコイルの自己インダクタンス  $L_c$  とサーチコイルーメインコイル間の相互インダクタンス  $M$  の直流重畳特性を知ることで、電源に適用した場合の過電流検出特性を明らかにすることができる。

本解析においては、メインコイルの交流電流振幅を十分に小さく設定することで、磁気回路の磁化曲線上の直流動作点(直流重畳電流によって発生する直流バイアス磁界に相当)を中心にして描くマイナーループを微小楕円形状に近似する。メインコイルの自己インダクタンス  $L_c$  は、交流電流  $i_{ac}$  と同位相のメインコイル鎖交磁束成分  $\phi_c$  から求め、さらにメインコイルーサーチコイル間の相互インダクタンス  $M$  は、 $i_{ac}$  と同位相のサーチコイル鎖交磁束成分  $\phi_s$  から求める。

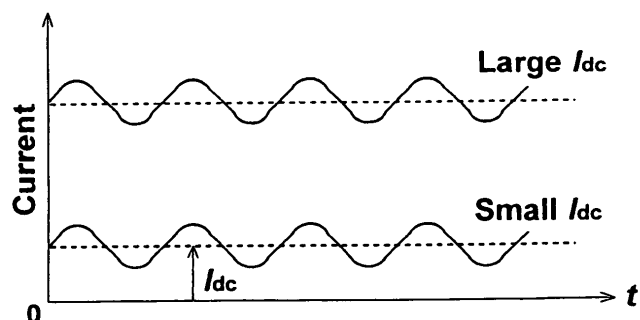


Fig. 4 Main coil current used in time-domain FEM analysis.

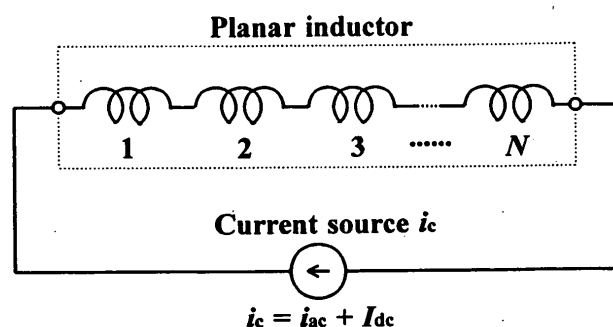
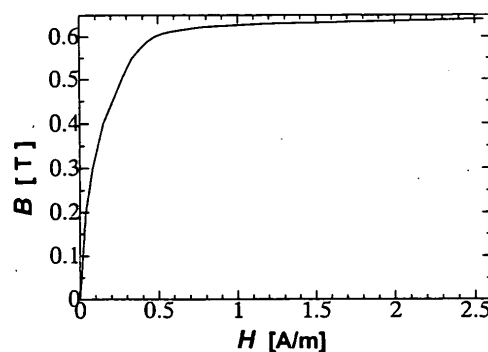
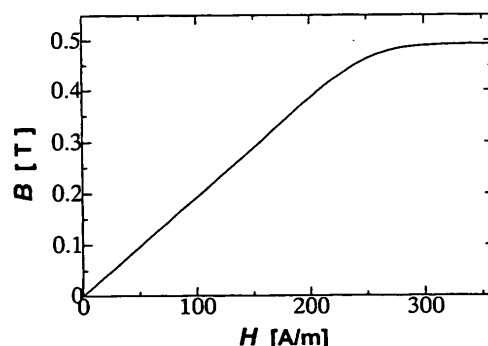


Fig. 5 Closed circuit model for time-domain FEM analysis.



(a) Co-based amorphous tape wound core



(b) Mn-Zn ferrite toroidal core

Fig. 6 B-H curves of magnetic cores.

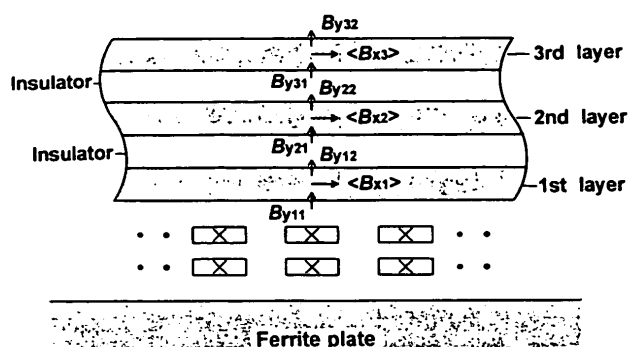


Fig. 7 Alternating flux in the upper triple-layered magnetic core.

$$L_c = \phi_c / i_{ac} \quad (2)$$

$$M = \phi_s / i_{ac} \quad (3)$$

本文で述べるプレーナインダクタに対しては、メインコイルの交流電流振幅を 10mA に設定しており、この条件で計算される交流磁束波形はほぼ正弦波形状であることを確認している。

### 3.4 解析に用いた磁性体の諸特性

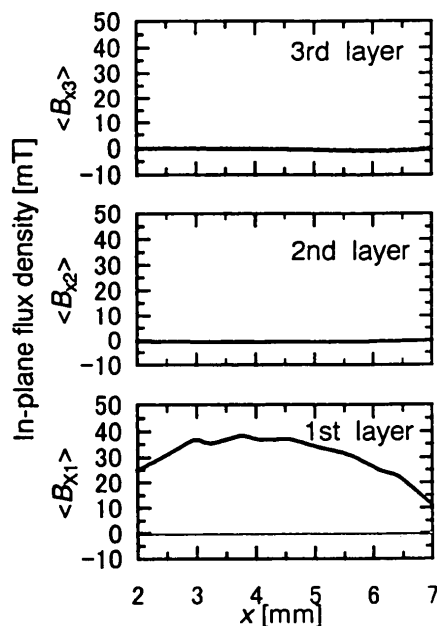
Fig.6 に、解析に用いた磁性体の非線形  $B-H$  特性を示す。  $B-H$  特性は Mn-Zn フェライト環状磁心ならびに Co 系アモルファス薄帯巻磁心を用いて直流  $B-H$  カーブトレーサによって実測し、磁気ヒステリシスを無視した正規磁化曲線<sup>3)</sup> で表した。 解析では、交流磁束に伴う電流を含めて計算するために、 Mn-Zn フェライトと Co 系アモルファス薄帯の電気抵抗率としてカタログ記載の公称値を用いた (Table 1 参照)。

## 4. 過電流モード解析の結果と考察

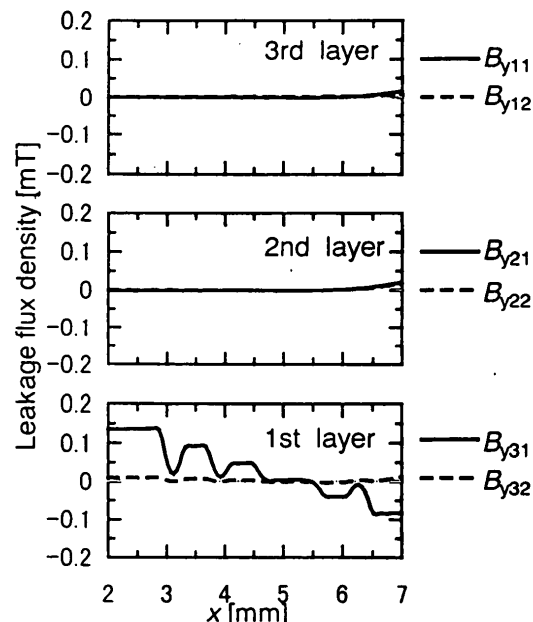
### 4.1 直流重畳電流 $I_{dc}$ と交流磁束分布の関係

本文で述べるプレーナインダクタの過電流検出は、直流過電流にともなって発生する交流漏れ磁束をサーチコイルで検出する方法に基づくので、直流重畳電流  $I_{dc}$  とインダクタの交流磁束分布の関係を議論することは重要である。 前述したように、直流過電流にともなう磁気飽和は上部アモルファス磁性層から優先して生じるので、上部磁性層における交流磁束分布を検討することで、過電流モード動作を詳細に知ることができる。

直流重畳電流  $I_{dc}$  と上部磁性層の交流磁束分布の関係をj知る目的で、 Fig.7 に示した上部磁性層を構成する 3 枚のアモルファス薄帯の面内交流磁束密度  $B_x$  と垂直交流漏れ磁束密度  $B_y$  の空間分布を計算した。 なお、以下で説明する計算結果では、  $i$  層目のアモルファス薄帯の  $B_{xi}$  を厚さ方向の平均  $\langle B_{xi} \rangle$  で代表させ、  $B_{yi}$  は薄帯の下表面の  $B_{yi1}$  と上表面の  $B_{yi2}$  値を用いて表す。



(a) In-plane alternating flux density  $B_x$

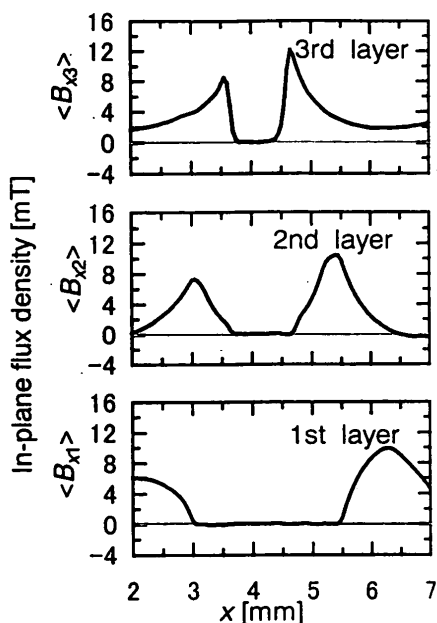
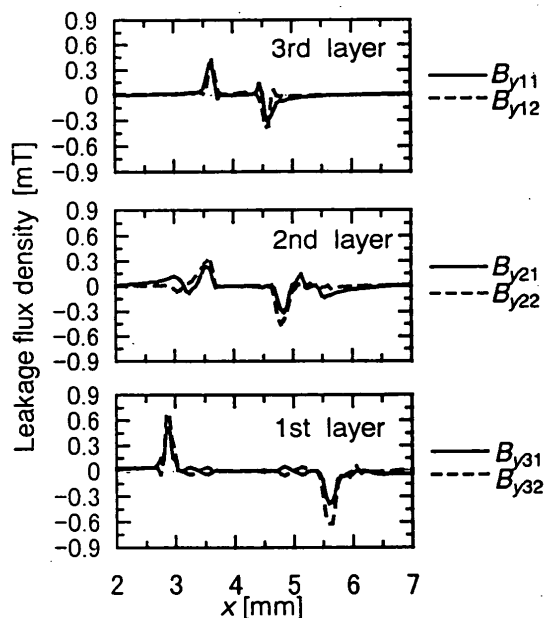


(b) Perpendicular leakage alternating flux density  $B_y$

Fig. 8 Alternating flux density distribution in the upper triple-layered magnetic core,  $I_{dc} = 0.1$  A.

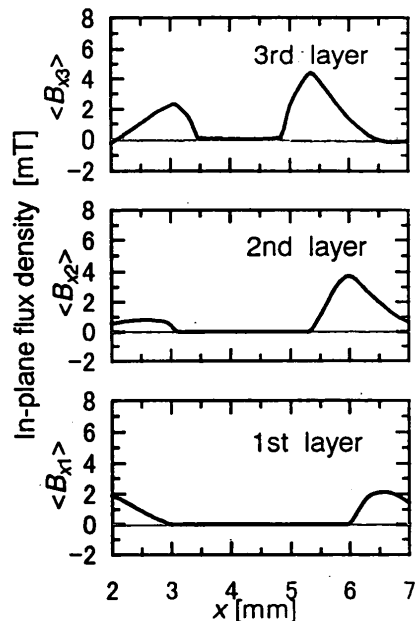
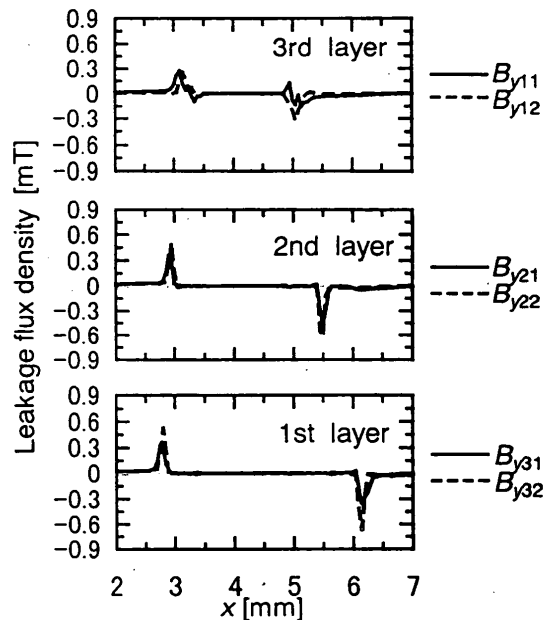
Fig.8 から Fig.10 は、直流重畳電流  $I_{dc}$  が 0.1A, 0.5 A, 0.7A の場合の上部磁性体の各アモルファス層における交流磁束密度の空間分布を示すものであり、磁束密度の大きさは交流電流  $i_{ac}$  が最大値を取る瞬間の瞬時値で示してある。 なお、サーチコイルと交流漏れ磁束分布の関係を詳細に見るため、コイルの存在する区間 ( $x = 2 \sim 7$ mm) を抽出して表示してある。

$I_{dc}$  が 0.1A の場合は、磁気飽和による影響がないため、コイルに最も近い 1 層目のアモルファス層にのみ面内交

(a) In-plane alternating flux density  $B_x$ (b) Perpendicular leakage alternating flux density  $B_y$ Fig. 9 Alternating flux density distribution in the upper triple-layered magnetic core,  $I_{dc} = 0.5$  A.

流磁束が通り、垂直磁束成分は1層目アモルファス層の下表面にのみ発生している。これは、コイルに最近接した1層目アモルファス層によって交流磁束がシールドされ、上層の2層目、3層目には磁束が漏れないためである。この場合の交流磁束の流れの様子を Fig.11(a) に簡略化して示す。

$I_{dc}$  が 0.5A の場合は、各アモルファス層ともに、部分的に磁気飽和を起こし、この領域では面内磁束に対する透磁率が激減するため、面内交流磁束密度成分が消失し、

(a) In-plane alternating flux density  $B_x$ (b) Perpendicular leakage alternating flux density  $B_y$ Fig. 10 Alternating flux density distribution in the upper triple-layered magnetic core,  $I_{dc} = 0.7$  A.

磁気飽和区間の両端で垂直交流漏れ磁束が発生する。これらの交流磁束分布を詳細に見ると、コイルに最近接した1層目のアモルファス層の磁気飽和区間が最も広く、2層目、3層目と上のアモルファス層に行くに従って、磁気飽和領域が狭くなっていくことが分かる。この場合の交流磁束の流れの様子を Fig.11(b) に簡略化して示す。

$I_{dc}$  が増大して 0.7A になった場合は、各アモルファス層ともに磁気飽和領域がさらに広がり、これにともなって、サーチコイルの鎖交磁束領域も広がる。この場合の

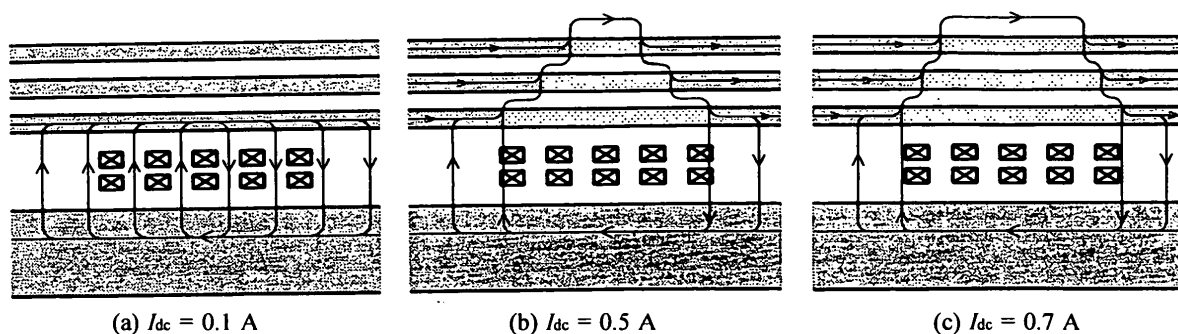
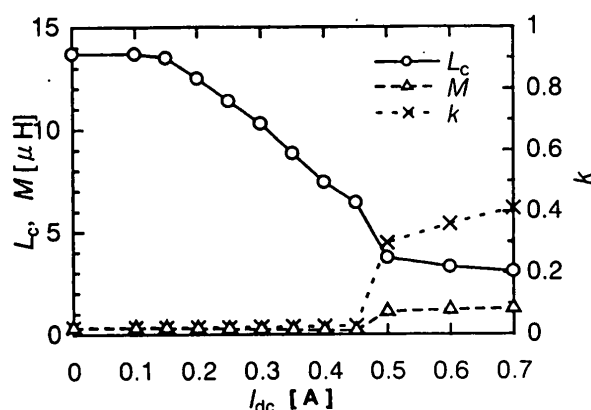


Fig.11 Schematic illustration of alternating flux in the planar inductor.

Fig.12 Superimposed dc current characteristic of self inductance  $L_c$ , search coil mutual inductance  $M$ , and coupling coefficient  $k$ .

交流磁束の流れの様子を簡略化して Fig.11(c) に示す。

以上の結果をまとめると、直流重畳電流  $I_{dc}$  の増加によってメインコイルに最近接の磁性層が局所的に磁気飽和をおこし、 $I_{dc}$  の増大に伴って磁気飽和領域が拡大するとともに、交流磁束は次の上部磁性層に遷移していき、やがて最上部の磁性層の磁気飽和によって交流磁束が外部空間に漏洩しサーチコイルに鎖交することになる。

#### 4.2 自己インダクタンス $L_c$ とサーチコイル相互インダクタンス $M$ の直流重畳特性

Fig.12 は、メインコイルの自己インダクタンス  $L_c$  ならびにメインコイルーサーチコイル間の相互インダクタンス  $M$  と直流重畳電流  $I_{dc}$  の関係を計算したものである。図中には、 $L_c$  と  $M$  から計算されるメインコイルーサーチコイル間の結合係数  $k$  も同時に示してある。図から分かるように、直流重畳電流  $I_{dc}$  の増大にともなって自己インダクタンス  $L_c$  は徐々に低下していく。 $I_{dc}$  が小さい場合は1層目のアモルファス層を集中して面内交流磁束が通り、 $I_{dc}$  の増大にともない順次上のアモルファス磁性層へと面内交流磁束が移っていき、そのために上下磁性体間の実効エアギャップが大きくなり自己インダクタ

ンスが低下していくものと推察される。一方、サーチコイル相互インダクタンス  $M$  は 0.4A の直流重畳電流  $I_{dc}$  までほとんど零のままである。0.45A の  $I_{dc}$  を境にサーチコイル相互インダクタンス  $M$  が徐々に増加するのは、 $I_{dc}$  の増加にともなってサーチコイルの交流鎖交磁束が徐々に増えていくためであり、これは Fig.10 の交流磁束の模式図からも容易に理解される。結合係数  $k$  は、0.7 A の直流重畳電流で 0.4 程度となる。

これらの直流重畳特性の計算結果は、既に報告した測定結果<sup>2)</sup> と良く対応していることを確認した。

#### 5. まとめ

サーチコイルを用いたプレーナインダクタの過電流検出法に対して、非線形有限要素法による過電流モード解析を行い、直流過電流による交流磁束の振る舞い、ならびに基礎特性について検討した。

高精度な過電流検出を行うには、過電流閾値を境にサーチコイル起電力が急峻に立ち上がる特性が求められる。このためには、直流重畳電流による直流起磁力を磁性体に対して均一に印加し、過電流閾値で磁性体が空間分布することなく一斉に磁気飽和を起こし、閾値を越えた過電流モードでは交流磁束が一気にサーチコイル全面に鎖交する必要がある。このような過電流検出特性を得るには、プレーナインダクタの磁界分布設計の最適化が重要であり、磁気回路を含む最適設計が必要になる。

#### 文 献

- 1) T. Sato, K. Matsukura, I. Yanase, Y. Iseki, T. Mizoguchi, Y. Ide, M. Hasegawa, Y. Yamaguchi, Y. Iwamoto ; *United State Patent*, 5,694,030, 1997.
- 2) T. Sato, H. Inose, K. Yamasawa, S. Anzawa, A. Matsuzaka ; *J. of Magn. Soc. of Japan*, **25**, 991 (2001).
- 3) Y. Saito, S. Namiki, S. Hayano, *Tech. Rep. of IEE of Japan*, **MAG-88-89** (1989).

(2001年10月4日受理, 2002年1月17日採録)