安全規格を考慮した平面トランスの設計上の問題点

Issues in Safety Standards for Planar Transformer Design

山口 崇・笹田一郎*

九州産業大学工学部, 福岡市東区松香台 2-3-1 (〒813)

*九州大学工学部, 福岡市東区箱崎 6-10-1 (〒812)

T. Yamaguchi and I. Sasada*

Faculty of Engng., Kyushu Sangyo Univ., 3-1, Matsukadai 2-chome, Higashi-ku, Fukuoka 813

*Faculty of Engng., Kyushu Univ., 10-1, Hakozaki 6-chome, Higashi-ku, Fukuoka 812

In this paper, we present a simple method for determining the equivalent circuits of planar transformers from the results of numerical analysis. On the basis of this method, we discuss issues involved in designing planar transformers that conform to the safety standard IEC950. We show that a large space for insulation considerably reduces the coupling factor of conductor-embedded-type planar transformers. We also present a method for alleviating the problem.

Key words: planar transformer, numerical analysis, equivalent circuit, safety standard, IEC950, leakage flux

1. はじめに

最近, 携帯用情報機器の普及など, 電子機器の小形化に伴い, これらの機器に組み込まれる電源回路の小形薄形化の要求がますます高まっている。中でも, トランスやインダクタなどの磁気素子の小形薄形化は重要な課題である。

平面トランスは形状が極めて偏平であるため, 磁束の分布定数的なふるまいを考慮する必要がある。磁気回路による取り扱いには限界がある。サンドイッチ構造において, 平面コイルに高周波電流を流した場合, 銅損が増加する機構についてはすでに報告したが¹⁾, このような, 磁性体の配置が銅損に与える影響についての定量的な予測は数値解析に頼らざるをえない。

一方, 商用電源入力スイッチング電源に使用されるトランスに対しては, IEC950 等の安全規格²⁾への適合が要求されることが多いため, これを考慮した場合の問題点について明らかにしておく必要がある。

本論文では, まず最初に, 平面トランスに対する数値解析の結果から, 等価回路を決定する方法を述べる。次に, この方法を導体埋め込み形の平面トランスに適用し, 安全規格を考慮して平面トランスを設計する場合の問題点について述べる。最後に, 導体埋め込み形の平面トランスに関して, 安全規格を満足し, かつ, トランスの性能の低下を防ぐ一つの方法について述べる。

2. 平面トランスの数値解析

解析対象の平面トランスのモデルを Fig. 1 に示す。このトランスは, 磁性基板に平面コイルを埋め込み, ギャップを設けて,

もう一方の磁性基板で蓋をした構造になっている。ギャップを設けることにより, 磁性体内の磁束分布が均一化され, 飽和や鉄損の増大が大きく緩和される³⁾。これに加え, 高周波では磁束振幅を小さくできるので, 磁束密度を小さく抑えるために磁性体の寸法を大きめに設計しても, 多くの場合, 素子は十分に小形化されると考えられる。これらの理由から, 今回の解析では磁性体の非線形性は考慮していない。

解析は二次元で行い, 磁気ベクトルポテンシャル A と静電スカラーポテンシャル ϕ により定式化した A - ϕ 法において, 線形で複素表示した方程式を用いる。電流は z 方向にのみ流れるものとすれば, 磁気ベクトルポテンシャルおよび電界は z 成分のみを考慮すればよい。透磁率を μ , 導電率を σ , 角周波数を ω とすると, 基礎方程式は次の (1), (2) 式ようになる⁴⁾。

$$\text{rot}_z \left\{ \frac{1}{\mu} \text{rot}(A_z e_z) \right\} = J_z \quad (1)$$

$$J_z = \sigma \left(-\frac{\partial \phi}{\partial z} \right) + \sigma(-j\omega A_z) \quad (2)$$

ここで, A_z などの添字 z は, ベクトルの z 成分を表し, e_z は z 方向の単位ベクトルを表す。(2) 式は導体内の電流密度を表し, 右辺第 1 項はいわゆる強制電流である。強制電界 $-\partial \phi / \partial z$ は導体領域に外部より印加される単位長当たりの電圧で, 一次導体および二次導体のそれぞれの断面の内部にわたり一定値をとる。(1), (2) 式を積分法⁵⁾で差分化し, 連立一次方程式に帰着させて解くことにより, 電磁界分布が得られる。各導体に流れる

Fig. 1 Cross-section of a conductor-embedded-type planar transformer.

全電流 I は、(2) 式を導体断面領域 Ω_c 内にわたって積分することにより、次の (3) 式で表される。

$$I = \int_{\Omega_c} J_z d\Omega = \int_{\Omega_c} \sigma \left(-\frac{\partial \phi}{\partial z} - j\omega A_z \right) d\Omega \quad (3)$$

3. 等価回路の決定方法

トランスの等価回路表現は、回路設計に有用であるばかりでなく、性能の記述も容易になる。本章では、数値解析の結果から等価回路を決定する方法⁶⁾について説明する。

等価回路を決定するためには、数値解析で得られる電磁界分布から、銅損、鉄損および磁界エネルギーを計算する必要がある。これらの計算式は、電磁エネルギーの式⁷⁾から容易に導くことができる。任意の導体領域 Ω_c に発生する単位長当たりの銅損 P_c は、次の (4) 式で表される。

$$P_c = \int_{\Omega_c} \sigma |E|^2 d\Omega \quad (4)$$

ここで、 E は電界の実効値である。また、解析領域全体 Ω に存在する単位長当たりの磁界エネルギー w_m は、次の (5) 式で表される。

$$w_m = \frac{1}{2} \int_{\Omega} \mu |H|^2 d\Omega \quad (5)$$

ここで、 H は磁界の実効値である。ここでは、磁性体の損失は複素透磁率の虚部で表されているので、 w_m の虚部が鉄損を表している。このとき、励磁周波数 f に対し、単位長当たりの鉄損 P_i は次の (6) 式で表される。

$$P_i = -\frac{\text{Im}(w_m)}{2\omega} \quad (6)$$

ただし、 $\omega = 2\pi f$ で、 $\text{Im}(w_m)$ は w_m の虚部を表す。

解析に使用したトランスの等価回路を Fig. 2 に示す。図中、 L_1, L_2 はそれぞれ一次側および二次側の自己インダクタンスであり、 M は一次、二次間の相互インダクタンスである。 R_1, R_2 はそれぞれ一次導体および二次導体の銅損に対応する等価抵抗、 R_i は鉄損に対応する等価抵抗である。等価回路に含まれる回路定数を決定するために、次の三つの場合について数値解析を行う。

Case 1. 二次側を開放とし、一次側に電流 $I_1 = 1\text{A}$ を流す。

Case 2. 一次側を開放とし、二次側に電流 $I_2 = 1\text{A}$ を流す。

Case 3. 一次側および二次側に電流 $I_1 = I_2 = 1\text{A}$ を流す。

ただし、電流は実効値である。

Case 1 の解析結果から、一次導体領域について (4) 式で計算される銅損 P_{c1} 、および (5) 式の磁界エネルギー w_{m1} を算出する。これらの値から、等価回路中の R_1 および L_1 は次の (7)、(8)

式で計算される。

$$R_1 = P_{c1} \quad (7)$$

$$L_1 = 2\text{Re}(w_{m1}) \quad (8)$$

ただし、 $\text{Re}(w_{m1})$ は w_{m1} の実部を表す。また、(6) 式で計算した鉄損 P_{i1} の値と、二次側に発生する単位長当たりの電圧の実効値 V_2 から、鉄損等価抵抗 R_i は次の (9) 式で計算される。

$$R_i = \frac{V_2^2}{P_{i1}} \quad (9)$$

Case 2 の解析結果についても、二次導体における銅損 P_{c2} および磁界エネルギー w_{m2} を算出し、Case 1 の場合と同様に、等価回路中の R_2 および L_2 は次の (10)、(11) 式で計算される。

$$R_2 = P_{c2} \quad (10)$$

$$L_2 = 2\text{Re}(w_{m2}) \quad (11)$$

Case 3 の解析結果からは、磁界エネルギー w_{m12} を算出する。Case 3 は、一次導体と二次導体を直列に接続して電流 1A を流した場合に相当する。したがって、相互インダクタンス M は次の (12) 式で計算される。

$$M = \frac{1}{2} \{2\text{Re}(w_{m12}) - (L_1 + L_2)\} \quad (12)$$

通常の変圧器では、Case 3 の代わりに短絡試験⁸⁾を行って漏れインダクタンスを測定するが、数値解析の場合には、磁界エネルギーが容易に計算できるため、Case 3 による方がより直接的である。

4. 平面トランスの特性解析

前章で述べた方法を用いて、導体埋め込み形平面トランスの等価回路を決定し、方法の妥当性を検証する。Fig. 1 において、一次および二次導体としては銅を仮定する。また磁性体は NiZn フェライトのような高抵抗の材料を想定し、解析においては、導電率を零として、鉄損は複素透磁率の虚部によって表現している。ここでは、周波数 1MHz において比透磁率が絶対値 $|\mu_r| = 1000$ 、損失係数 $\tan \delta = 1.0$ と仮定した。

導体の側面を磁性体に密着させて $w_s = 0$ とし、一次導体と二次導体の間の絶縁距離を $t_s = 20\mu\text{m}$ としたトランスの解析結果から計算した、等価回路の定数を Table 1 に示す。この等価回路の妥当性を以下で検証する。二次側端子に負荷抵抗 R_L を接続したときの一次側からみたインピーダンス Z を、等価回路よ

Table 1 Calculated parameters of the equivalent circuit when $t_s = 20\mu\text{m}$

R_1	3.050	Ω/m
R_2	2.888	Ω/m
L_1	12.84	$\mu\text{H}/\text{m}$
L_2	13.14	$\mu\text{H}/\text{m}$
M	12.87	$\mu\text{H}/\text{m}$
R_i	3.525	$\text{k}\Omega/\text{m}$
k	0.991	

* k : Coupling factor

Fig. 2 Equivalent circuit of the transformer.

り計算すると、次の (13) 式となる。

$$Z = R + jX \quad (13)$$

$$R = R_1 + A^2 \bar{R}_2 \quad (14)$$

$$X = \omega(L_1 - A^2 L_2) \quad (15)$$

ここで、

$$\bar{R}_2 = R_2 // (R_2 + R_L) \quad (16)$$

$$A^2 = \frac{\omega^2 M^2}{\omega^2 L_2^2 + \bar{R}_2^2} \quad (17)$$

である。負荷抵抗 R_L を変化させて一次側からみたインピーダンス Z を計算した結果を Fig. 3 に示す。図中に実線および破線で示されているのが等価回路より計算した値である。一方、白丸および黒丸で示されているのは、負荷抵抗を条件として与え、数値解析により計算した、一次側からみたインピーダンス Z の値である。両者はよく一致しており、トランスの特性が、等価回路によってうまく表現されていることがわかる。したがって、この等価回路の決定法は妥当であると考えられる。

5. 安全規格を考慮した平面トランスの設計

IEC950 などの安全規格では、一次導体と二次導体の間の強化絶縁の厚さは 0.4 mm 以上と規定されている²⁾。平面トランスの場合には、素子のサイズが小さいため、このような絶縁距離の確保は設計上大きな制約となる。そこで、この規定を満足しつつ性能を確保する設計技術が必要となる。

絶縁距離 t_s をパラメータとして結合係数を計算した結果を Fig. 4 に示す。 t_s が大きくなるにつれて結合が悪化し、安全規格の下限に相当する $t_s = 0.4$ mm では、結合係数が $k = 0.91$ にまで低下している。これは、絶縁距離が素子各部のサイズに比べて相対的にかなり大きくなったため、一次導体と二次導体の間の絶縁部分を通る漏れ磁束が増加するためである。

漏れ磁束を低減するために、励磁磁束に影響を与えずに、漏れ磁束に対する磁気抵抗を増加させることを考える。導体の側面と磁性体との間の距離 w_s を増し、溝幅を広げた場合、磁性体内を通る励磁磁束と、非磁性の絶縁体を通る漏れ磁束のそ

Fig. 3 Impedance seen from the primary side when the secondary terminals are terminated with the resistance R_L .

れぞれに対する磁気抵抗の増加を比べると、これらは透磁率の逆数に比例するため、漏れ磁束に対する増加の方が大きい。このため、溝幅を広げることにより、漏れ磁束が減少することが期待される。

絶縁距離を $t_s = 0.4$ mm に固定し、 w_s を変化させて結合係数 k を計算した結果を Fig. 5 に示す。 w_s の増加に伴って k が増加し、 $w_s = 0.1$ mm で結合係数は $k = 0.944$ にまで回復する。しかし、それ以上では飽和の傾向が見られ、 $w_s = 0.1$ mm 程度が実際の値であると思われる。

このように、溝幅を広げることにより、素子面積は多少小さくなるものの、安全規格を満足し、なおかつ、結合を確保することが可能になる。

Fig. 4 Dependence of the coupling factor on the space between the primary and secondary conductors.

Fig. 5 Dependence of the coupling factor on the space between the side of the conductor and the magnetic core.

6. ま と め

数値解析を用いて平面トランスの等価回路を決定する方法を示し、それによって、導体埋め込み形の平面トランスの設計の際に、安全規格を考慮する場合の問題点について検討した。その結果、規格を満足するために、一次導体と二次導体の間の絶縁距離を大きくすると、漏れ磁束が増加し、結合が悪化することを示した。安全規格を満足しつつ高い結合を確保するには、何らかの対策が必要であるが、ここでは、一つの方法として、溝幅を広げて、漏れ磁束に対する磁気抵抗を増加させる方法が有効であることを示した。他の方法についても現在検討中である。

謝 辞 トランスの安全規格に関する資料をご紹介いただいた松下電気産業の前岡達夫氏に感謝します。また、著者の一人

が、日頃ご指導ご鞭撻いただく、九州産業大学工学部の木脇久勝教授に感謝します。

文 献

- 1) 山口 崇, 笹田一郎, 原田耕介: 日本応用磁気学会誌, **16**, 445 (1992).
- 2) 高周波化・軽薄短小化におけるスイッチング電源と事例, 第5章 (ミマツデータシステム, 東京, 1993).
- 3) I. Sasada, T. Yamaguchi, K. Harada, and Y. Notohara: *IEEE Trans. Magn.*, **29**, 3231 (1993).
- 4) R. E. Stoll: *The Analysis of Eddy Currents*, p. 100 (Oxford University Press, London, 1974).
- 5) 高橋亮一, 棚町芳弘: 差分法, p. 75 (培風館, 東京, 1991).
- 6) 山口 崇, 笹田一郎: 第17回日本応用磁気学会学術講演概要集, 船橋, 1993, p. 294 (日本応用磁気学会, 東京, 1993).
- 7) 棚橋隆彦: 連続体の力学(4), 第3章 (理工図書, 東京, 1989).
- 8) 野中作太郎: 電気機器 (I), p. 35 (森北出版, 東京, 1973).

1994年10月13日受理, 1995年1月20日採録