

トランス・インダクター一体型磁気部品の鉄損解析

Analysis of the Iron Loss of a Planar Integrated Magnetic Component with a Transformer and Inductor

藤原 徹

松下電工株式会社 大阪府門真市大字門真1048(〒571-8686)

T. Fujiwara

Matsushita Electric Works, Ltd.,

1048 Kadoma, Osaka 571-8686

(1998年10月13日受理、1999年1月21日採録)

A planar integrated magnetic component (PIM) with a transformer and an inductor is effective for switching the power supply. We analyzed the iron loss of the PIM by using the finite element method to calculate the magnetic flux distribution taking account of the magnetic interaction between the transformer and the inductor. As a result, we obtained a more exact value for the iron loss of the PIM, which was lower than that of similar, simply combined components.

Key words: planar integrated magnetic component, transformer, inductor, switching power supply, iron loss, finite element method

1. はじめに

最近、電子機器の小型・薄型化が進み、これと合わせて、電源についても、一層の小型化の要求が強くなっている。スイッチング電源の構成部品の中で、半導体は集積化が進んでいるのに対して、トランスやインダクタといった磁気部品の集積化は遅れている。このような背景の中で、一つのフェライトコアの中に複数の磁気部品を組み込んだ一体化磁気部品が考案され、その特性が研究されている^{1)~4)}。これらの報告では、磁気部品の磁束の流れや電流・電圧特性について検討されているが、鉄損特性については検討されていなかった。

筆者らはスイッチング電源の代表的な方式である一石フォワード回路用に、電源トランスとインダクタ(平滑用チョークコイル)を一体化した平面磁気部品(以下PIMと記す)を試作し、その基本特性を評価した^{5)~7)}。このPIMの概略図をFig. 1に示した。この磁気部品の巻線には多層プリント板を用いており、以下の長所がある。

- 1) 2種類の部品を一体化したことで、部品点数が減少し、取扱いが便利である。
- 2) 通常のポット型コアトランスと比較して、薄型である。
- 3) フェライトコアで覆われている部分が広いために従来の磁気部品と比較して、電磁ノイズが低い。

この報告^{5)~7)}で、磁気部品の損失(鉄損、銅損)の具体的な数値を推定したが、トランスとインダクタを磁気的に独立して取り扱っており、十分な検討とは言えなかった。一例として、PIMのトランスおよびインダクタのコイルをそれぞれ単独に直流電流で励磁したときの磁束線図を有限要素法(以下FEMと記す)で計算した結果をFig. 2に示

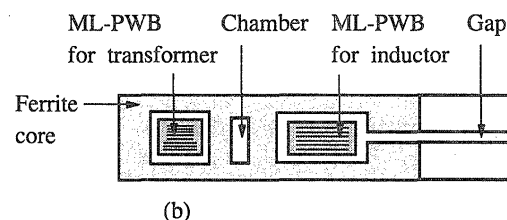
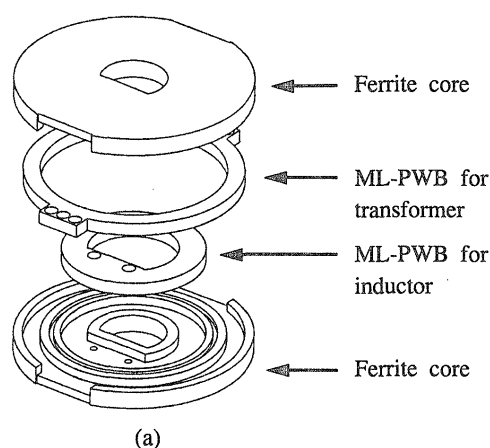


Fig. 1 Structure of a PIM (previous type), (a) bird's-eye view, and (b) cross-sectional view.

す。なお、この解析は3次元軸対称モデルで、要素数は1026で、フェライトの比透磁率は典型的な数値である2500としている。Fig. 2によると、トランスとインダクタの中間のフェライト部分には、両者の磁束が通っていることがわかる。したがって、このPIMの鉄損を計算するためには、両者の磁束の相互作用を考慮して、部品全体の磁束分布を計算することが必要となる。

今回上記の点を考慮して、PIMの磁束分布と鉄損を計算した結果、新しい知見を得た。つまり、PIMの鉄損はインダクタの電極の極性によって変化し、この効果を考慮するとPIMは単純にトランスとインダクタを組み合わせたものよりも低鉄損となっていることがわかった。

2. 鉄損の解析法

磁気部品の鉄損 P_{fe} は、FEM解析の各要素の鉄損 P_i の和として計算される⁸⁾。また、 P_i は、FEMによって求められる各要素の最大励磁磁束密度 B_m と周波数 f との関数

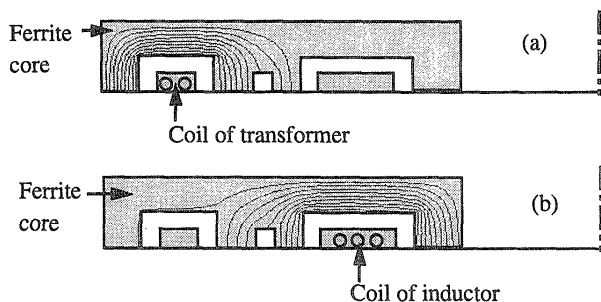


Fig. 2 Magnetic flux distributions, (a) only a transformer is excited, and (b) only an inductor is excited.

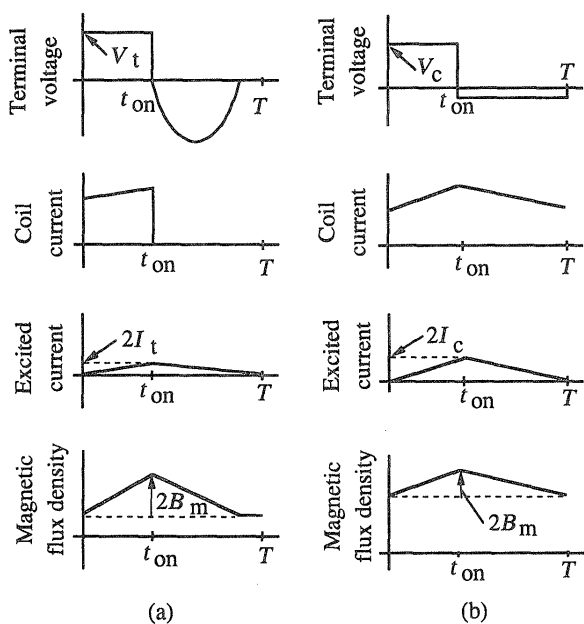


Fig. 3 Schematic waveforms of voltage, current and magnetic flux density for the transformer and inductor, (a) a transformer of primary coil and (b) an inductor.

として表される単位体積当たりの鉄損 p_i と要素の体積 V_i の積として示される。なお、 i は要素番号である。

$$P_{fe} = \sum P_i = \sum p_i(B_m, f) V_i \quad (1)$$

今回フェライトコアに用いた材料(川鉄フェライト製MB-3)を磁束正弦波で励磁したときの単位体積当たりの鉄損 p は B_m と f との実験式として以下の式で表される⁹⁾。

$$p(B_m, f) = 2.59 \times 10^{-6} B_m^{2.43} f^{1.53} + 5.73 \times 10^{-9} B_m^{1.93} f^{2.62} \quad (2)$$

単位 p : kW/m³, B_m : mT, f : kHz

フェライトの鉄損を厳密に計算するためには、直流偏磁¹⁰⁾や磁束波形¹¹⁾⁻¹²⁾を考慮する必要があるが、今回は各試料での鉄損値の相対比較を主目的としているために、簡易的に(2)式を用いて単位体積当たりの鉄損を計算した。

Fig. 3 に、一石フォワード型スイッチング電源のトランスとインダクタの電圧電流・磁束密度波形を模式化したものを示す。この図でわかるように、トランス、インダクタの磁束には直流バイアスが印加されており、(1)(2)式の B_m は磁束密度波形のピーク・ピーク値の半分の値となる。ここで、FEMで磁束分布を計算する際に用いるトランス1次およびインダクタの励磁電流はそれぞれのコイ

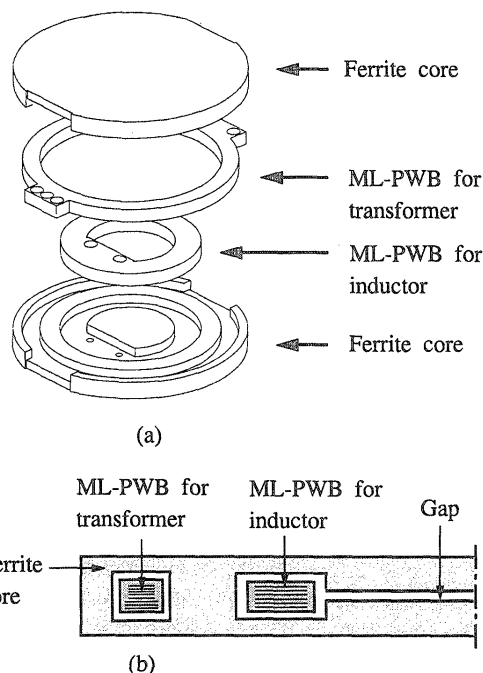


Fig. 4 Structure of a PIM (newly developed type), (a) bird's-eye view, and (b) cross-sectional view.

ルを貫く交流磁束 ϕ_t , ϕ_c を考慮することにより計算される。具体的には以下の連立方程式を解くことで求められる。

$$\Phi_t = V_t \cdot t_{on} / 2 = L_t I_t + M I_c \quad (3)$$

$$\Phi_c = V_c \cdot t_{on} / 2 = M I_t + L_c I_c \quad (4)$$

ここで、 V_t , V_c はスイッチングトランジスタON時のトランス1次、インダクタの端子電圧で、 t_{on} はスイッチングトランジスタのON時間であり、これらの数値は実測可能である。また、 L_t , L_c はトランス1次およびインダクタの自己インダクタンスであり、 M は両者の相互インダクタンスである。これらのインダクタンス値はFEMで計算可能となる。

ただし、通常のスイッチング電源用トランスでは、加工上フェライトコアの突き合わせ面にわずかなギャップが存在し、これがトランスの自己インダクタンスに影響を与えている。このギャップは通常測定が困難であり、今回は L_t を実測して、これから逆にギャップを決めることにした。

3. PIM試作と実験および結果

前述したように、トランスとインダクタの中間のフェライト部分には、両者の磁束が通っており、両者の磁束を分離する目的で設けていた溝部分はほとんど効果がないこともわかった。このため、今回の設計ではこの点を活かして、溝をなくしている。Fig. 4に、新たに試作したPIMの概略図と断面積を示したが、溝のない方がフェライトコアの製造が容易になっている。また、量産性を考慮して、いままでのPIMにあった中心部の穴をなくしている。今回試作したPIMとこれを組み込むスイッチング電源の仕様をTable 1に示す。

ところで、インダクタ単独では電極に極性は存在しない。しかし、トランスと一体化され、両者の磁束に相互

Table 1 Design specification of the PIM and switching the power supply

Ferrite core	Diameter	57 mm
	Thickness	8.4 mm
Transformer	Primary winding number	5
	Secondary winding number	3
Inductor	Winding number	6
	Inductance value	47 μ H
	Gap of ferrite core	150 μ m
Switching power supply	Switching frequency	350 kHz
	Input voltage (rms value)	60 Hz, 100 V
	Rated output	24 V, 5 A

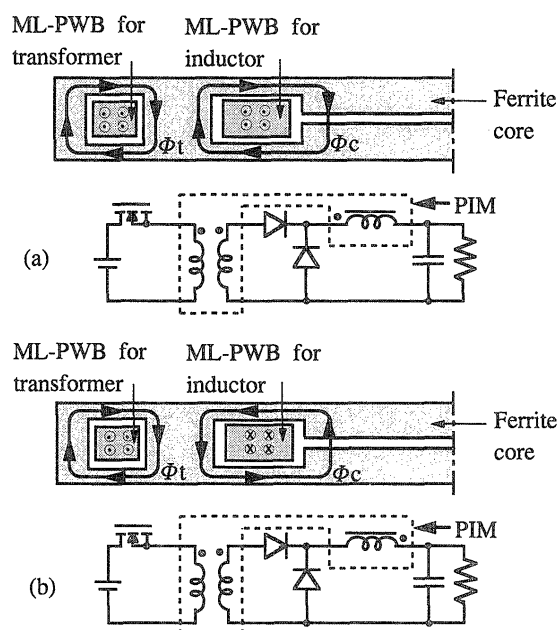


Fig. 5 Locations of the windings of the transformer and inductor, and their circuit designs, (a) when the excited currents for the transformer and the inductor have the same direction (location A), and (b) when the excited currents for the transformer and the inductor have different directions (location B).

作用を示したように、トランスおよびインダクタの励磁電流の方向が一致する場合(以下配置Aと記す)と、Fig. 5(b)に示したように両者の励磁電流の方向が反対となる場合(以下配置Bと記す)とが存在する。ここで、配置Aでは、トランスとインダクタの中間部のフェライトの磁束が打ち消し合うようになるのに対して、配置Bでは中間部で両者の磁束が強め合うようになっている。電気回路では図に示したように、インダクタのコイルの巻き始め位置が反対となる。

それぞれの場合について、実機回路に組み込んだときの温度上昇をフェライトコアに取り付けた熱電対で測定した。この測定結果をFig. 6に示したが、定常状態での温度変動から、測定誤差は $\pm 1^\circ\text{C}$ 以下と推定される。この図によると、配置Bは配置Aと比較して、定常状態でのフェライト温度は 5°C 高くなっている。この差は測定誤差以上であり、配置Aの方が低鉄損となっていることを示している。

Table 2 List of inductance values

	$L_t (\mu\text{H})$	$L_c (\mu\text{H})$	$M (\mu\text{H})$
Measured	385	47	14
Calculated	385	46	12

Table 3 List of calculated values of magnetic flux and excited current for the PIM

Location	$\phi_t (\mu\text{Wb})$	$\phi_c (\mu\text{Wb})$	$I_t (\text{A})$	$I_c (\text{A})$
A	62.0	25.6	0.145	0.519
B	62.0	-25.6	0.518	-0.603

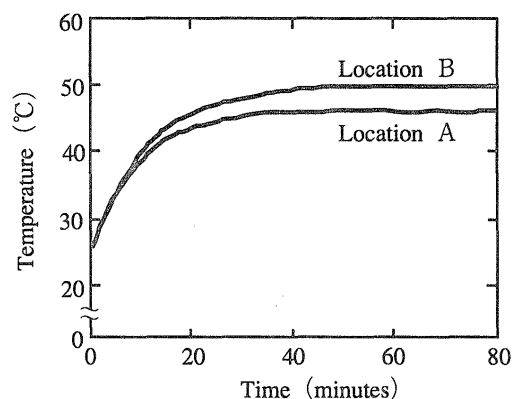


Fig. 6 Time dependence of the temperature of the ferrite core.

4. 鉄損の数値解析

4.1 試作PIMの鉄損

今回使用したフェライトの透磁率をスイッチング周波数で実測すると、 $B_m = 150\text{ mT}$ 以下の未飽和領域では比透磁率は 2500 ± 300 であった。この磁気部品は磁路にギャップを有しているため、磁束分布への透磁率の影響は小さいと考えられる。そこで、今回は比透磁率2500で一定としてFEMの計算をした。

Table 2に、インダクタンス値 L_t 、 L_c 、 M の実測値をまとめた。この L_t の値から、フェライトコアのトランスの突き合わせ部分のギャップは $0.6\text{ }\mu\text{m}$ と推定される。この条件で計算したインダクタンス値をTable 2にあわせて示したが、計算値は実測値と良い一致をしている。

この表のインダクタンス値と V_t 、 V_c 、 t_{on} の実測値を連立方程式(3)(4)に代入することで、 ϕ_t 、 ϕ_c 、 I_t 、 I_c が計算される。配置Aおよび配置Bについての具体的なこれらの数値をTable 3にまとめた。この表の励磁電流値を用いてFEMで磁束分布を計算した結果をFig. 7に示す。(a)図の配置Aでは、フェライトコアの突き合わせ部分での磁束密度は、外側で 48 mT 、内側で 17 mT 、中間部分で 15 mT となっている。式(1)を用いて計算した鉄損は $P_{fe} = 0.91\text{ W}$ となった。

一方、(b)図の配置Bでの同様の位置での磁束密度は、外側と内側では位置Aと同値であるが、中間部分では 32 mT と2倍以上の数値になっている。また、(1)式を用いて計算した鉄損は $P_{fe} = 0.99\text{ W}$ となる。このようにPIM鉄損は、配置Aの方が配置Bよりも9%小さくなっており、これはFig. 6に示した部品の温度上昇の測定結果と一致している。

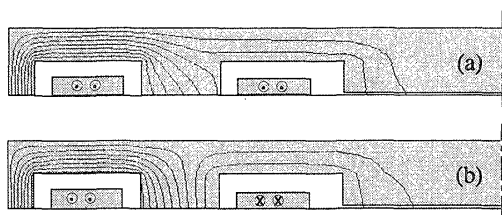


Fig. 7 Magnetic flux distributions of the PIM, (a) location A, and (b) location B.

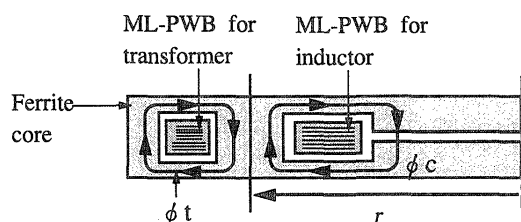


Fig. 8 Divided radius between the transformer and inductor.

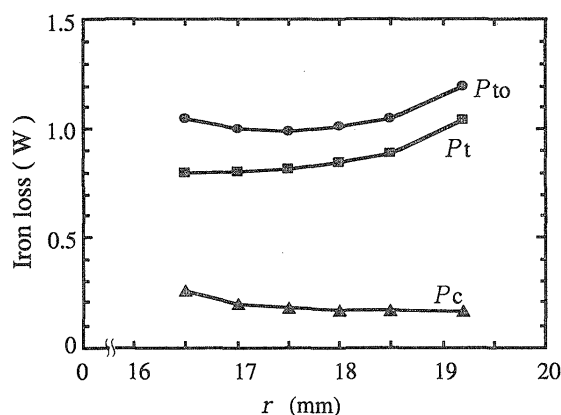


Fig. 9 Relation between the divided radius r and the iron loss.

4. 2 トランス・インダクタ単独の鉄損値の比較

本解析で得られたPIMの鉄損値を、トランスとインダクタ単独の鉄損値と比較する。具体的には、同じ部品形状を有し、磁氣的相互作用が存在しないと仮定した鉄損値を計算して、このPIMの鉄損と比べる。

Fig. 8に示したように、フェライトコアを半径 r の位置でトランスとインダクタの磁気回路に分割し、両者は磁氣的に相互作用はしないと仮定する。つまり、半径 r より内側ではインダクタの磁束 ϕ_c のみが存在し、逆に半径 r より外側ではトランスの磁束 ϕ_t のみが存在すると仮定する。総磁束 ϕ_c 、 ϕ_t は一定となるように、FEMを用いてフェライトコア内の磁束密度分布を計算する。この結果と式(1)を用いてインダクタ、トランスの鉄損 P_c 、 P_t をそれぞれ計算する。Fig. 9に、半径 r とこのようにして得られた鉄損との関係を示す。

この図によると、 r が小さくなるほどインダクタンスの鉄損 P_c は大きくなり、逆に r が大きくなるほどトランスの鉄損 P_t は大きくなる。したがって、両者をあわせた $P_c + P_t = P_{to}$ は、一定の r で最小値を示す。今回試作したフェライトコア形状では、 $r = 17.5$ mm のときに $P_{to\min} = 0.99$ W となる。

この $P_{to\min}$ は、配置BのPIMの鉄損値と同値である。つまり、PIMは磁氣的相互作用のない部品よりも低鉄損となっている。以上から、PIMは単にトランスとインダクタを組み合わせたものよりも、インダクタの極性を考慮すれば、低鉄損となることがわかった。

5. まとめ

スイッチング電源の一石フォワード回路に、トランスとインダクタ(平滑用チョークコイル)を一体化した平面磁気部品(PIM)の鉄損特性について実験・解析をした結果をまとめると、以下ようになる。

1. PIMに今まで取り付けいていたトランス部とインダクタ部のフェライトの中間にある溝は、不要であった。このフェライトコアの方が、製造が容易となる。

2. PIMでトランスとの磁束の相互作用を考慮すると、インダクタの電極には極性が存在する。両者の励磁電流が同方向になるように巻線を配置する方が、低鉄損となる。

3. 前記の効果を考慮すると、PIMは単純にトランスとインダクタを組み合わせたものよりも、低鉄損となっている。

以上のことから、我々の開発したPIMは単にトランスとインダクタを組み合わせたものよりも低鉄損であり、逆に鉄損を一定とすれば、PIMはより小型となることもわかる。

今後は、直流偏磁や磁束波形の影響を考慮して、より正確な鉄損推定を行うとともに、本実験・解析で得られた知見を活用し、さらに小型・低損失の磁気部品を設計していく予定である。

文 献

- 1) E. Santi and S. Čuk: *IEEE PESC*, 329(1996)
- 2) A. Kats, G. Ivensky and S. Ben-Yaakov: *IEEE APEC*, 925 (1997)
- 3) G. E. Bloom: *IEEE Trans. Magn.*, 34, 1342 (1998)
- 4) 鎌田久浩, 菅井恵一, 大内二郎, 池上恒男: 電子情報通信学会信学技報, PE93-76, 25 (1994)
- 5) 藤原徹, 西岡茂樹, 山口敏行: 電気学会マグネティクス研究会資料, MAG-97-117 (1997)
- 6) 藤原徹, 山口敏行, 西岡茂樹: 松下電工技報, 60, 48 (1997)
- 7) T. Fujiwara: *IEEE Trans. Magn.*, 34, 2051 (1998)
- 8) 今野博之, 原田和郎, 石原好之, 戸高敏之, 掛橋英典, 太田幸彦: 電子情報通信学会信学技報, PE 96-66, 21 (1997)
- 9) 藤原徹, 田原良一: 日本応用磁気学会誌, 17, 253 (1993)
- 10) 内田祐介, 増本進吾, 中野正基, 福永博俊, 太田幸彦, 掛橋英典, 小笠原宏: 電気学会マグネティクス研究会資料, MAG-96-109 (1996)
- 11) T. Sato and Y. Sakaki: *IEEE Trans. Magn.*, 24, 2904 (1988)
- 12) A. Brockmeyer and M. Albrach: *Proc. Int. Power Conversion Conf.*, 387 (1996)