

電源トランス及びその設計の現状

Present Power Supply Transformers and Their Design

松尾良夫・北岡幹雄・中尾文昭

富士電気化学(株), 静岡県湖西市驚津 2281 (〒431-0495)

Y. Matsuo, M. Kitaoka, and F. Nakao

FDK CORPORATION, 2281 Washizu, Kosai-shi, Shizuoka 431-0495

(1999年10月28日受理、1999年12月14日採録)

With the downsizing of switching power supplies in recent years, efforts have been exerted to develop smaller, more efficient power supply transformers with higher value added. In addition, the need to develop power-saving transformers has increased since the COP3 Framework Treaty on Climate Change Meeting held in Kyoto, Japan, in 1997. As a result, demand is growing for soft ferrite materials having higher flux density and lower loss. The current data on ferrite materials, however, do not reflect the operation conditions of switching power supplies. It is thus necessary to develop a new ferrite core evaluation method that enable prediction of power savings in power supply transformers in relation to ferrite material formulation, core shape, and winding mode. We report our current activities in material development and circuit design, with a view to establishing a new ferrite core evaluation method and to obtaining power-saving transformers with higher efficiency.

Key words: new evaluation method for ferrite cores, core loss, soft ferrite material, DC overlapping, operation waveform, core shape, winding mode

1. はじめに

近年、各種電子機器のポータブル化に伴い、そのほとんどに小型・低損失なスイッチング電源が利用されている。更に電源を小型化するためスイッチング周波数の高周波化が進んでおり磁性部品についても高周波で低損失な材料が開発されている¹⁻⁵⁾。またその他のスイッチング半導体デバイスについてもスイッチングロスを増加させないような高速動作化、更に高速化によるノイズ抑制を図るためソフトスイッチングという技術が進歩している。その回路方式として共振型や部分共振型が開発されている。スイッチング電源の特徴は小型・高効率であり、近年、その効率は80%以上⁶⁾に達しており、特に高効率化技術は電子機器の軽薄・短小化と併せ比較的付加価値の高い製品において開発と実用化が進められてきた。

他方、1997年の地球温暖化防止京都会議において炭酸ガスなど地球温暖化ガスの発生量の抑制が必要となった。そのため一層の省エネルギー化及び、省エネルギー効果が期待できる各種家電製品のトップランナー方式による省電力化が推進され、付加価値の低い製品に至るまで新たな規制とそれに対応する技術開発が必要となってきた⁷⁾。そこで本研究ではこのような背景

に対応した回路方式をもとに、その評価技術・損失の把握・省電力化への対応等を含めた高効率電源の開発及び設計の現状について調べた結果を報告する。

2. 現状の課題

テレビ/VTR等の民生機器用電源は、マルチ出力でありながらも部品点数を削減し、安価に電源部を構成する必要があることからフライバック方式の採用が主流である。その場合フェライトコアに要求される性能はHigh-B, Low- μ , Lowロスであり、パワーフェライトの開発コンセプトと透磁率の面で違いがある。またトランスの設計段階においても、材料データは実機と動作条件の面で大きな違いがある。今後、高周波化が進むにつれ、材料データの見直しと実機における損失の測定方法、実機に近い条件での評価技術の確立、及び材質、形状や巻線方法などを含めた省電力化につながる技術開発を進める必要がある。

3. 実験方法

Fig. 1に当社で製造しているMnZn系のフェライトコアとそれらが使用される周波数帯域を示す。5H材は100kHz以下での使用に適しており、この周波数帯域で支配的なヒステリシス損失を低減するため、グレインサイズを大きくし、初透磁率を高く設定している。7H材は500kHz以上の使用に適しており、この周波数帯域で支配的な渦電流損失、残留損失の低減を図るため、グレインサイズを小さくし、初透磁率を1000付近に設定し、更に粒界に偏析しやすい添加物を添加し粒界部の抵抗を高くしている。6H材はグレインサイズを5H材と7H材の中間に設定し5H材、7H材で支配的な損失を適度に抑えた設計としている。

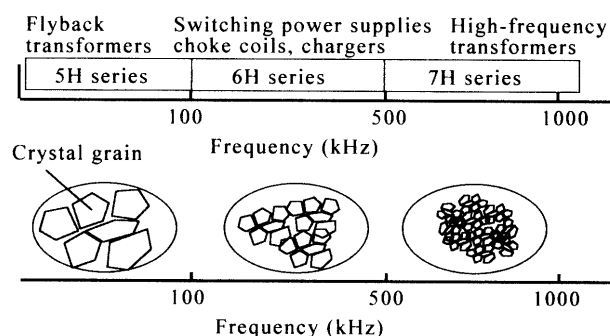


Fig. 1 Product line and microstructures by operating frequency.

本実験では、6H20材、7H10材、7H20材を使用した。各材質の特性を以下に示す。

[6H20材] コアロス値: 400 kW/m^3 (100 kHz, 200 mT, 100°C), $\mu_i = 2300$, 密度 = 4.8 g/cc , 抵抗率 = $3 \Omega\text{m}$ 。

[7H10材] コアロス値: 80 kW/m^3 (500 kHz, 50 mT, 80°C), 400 kW/m^3 (1 MHz, 50 mT, 60°C), $\mu_i = 1500$, 密度 = 4.8 g/cc , 抵抗率 = $5 \Omega\text{m}$ 。

[7H20材] コアロス値: 200 kW/m^3 (1 MHz, 50 mT, 80°C), $\mu_i = 1000$, 密度 = 4.8 g/cc , 抵抗率 = $5 \Omega\text{m}$ 。

3.1 直流重量の影響

Fig. 2 に直流重量下でのコアロス値を確認するために使用した回路図を示す。市販の EIR3312 コアに第3次巻線を行い、更に第3次巻線の浮遊容量の抑制及び、L成分を制御するためチョークコイルとして EI50 コアを2～3個使用した。コアロスの測定はBHアナライザー、SY-8232 (IWATSU社製)を用いた。測定条件としては、 $\Delta B = 150 \text{ mT}$ 、駆動周波数 $f = 1 \text{ kHz}$, 400 kHz 、重量量は0, 50, 100, 200, 300 mTとした。

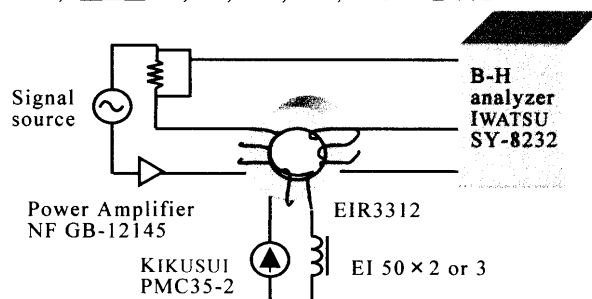


Fig. 2 Experimental setup for measuring dc overlapping characteristic dependence on core loss (ΔB : 150 mT, f : 1 kHz, 400 kHz, dc overlapping: 0 to 300 mT).

3.2 動作波形の影響

Fig. 3 に実機と同等の動作波形 (励磁波形が矩形波) によるコアロス値を求めるために使用した回路図を示す。図中矢印で示したチョークコイル部に EIR3312 コアをセットし評価した。測定条件は $\Delta B = 100 \text{ mT}$, $f = 400 \text{ kHz}$ 、重量量は 100 mT、測定温度は 25°C にて行った。比較したトロイダルリングコア (外径 25 mm, 内径 15 mm, 高さ 5 mm) は BHアナライザー (励磁波形が正弦波) にて評価した。

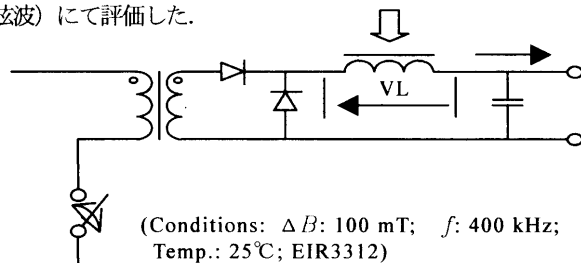


Fig. 3 Circuit diagram for measuring the effect of operating waveform.

3.3 コア形状の影響

トロイダルリングコア (外径 25 mm, 内径 15 mm, 高さ 5 mm) と実機形状コア (EI2519 ギャップなしとした 1/4 コア形状モデル) の違いを磁束密度分布シミュレーションによって確認した⁸⁾。条件としては、磁束密度 100 mT、トロイダルリングコアの巻線数

は3ターンとし材質特性は7H10材を用いた。更にBHアナライザーを用いてトロイダルリングコア形状及び、EIR3312 コア形状のコアロス値の周波数特性を測定した。測定条件は 80°C で材質は7H20材を使用した。

3.4 リークエッジによる影響

実形状コアの巻線位置による磁束密度分布シミュレーションを確認した⁸⁾。条件としては、一次巻線の電流値 0.6 A (30 AT), コア形状は EI2519 でギャップシート 0.2 mm, 1/4 コア形状モデルとし材質特性は7H10材のものを用いた。

3.5 BHアナライザーにて測定したコアロス値と実機の温度上昇から求めたコアロス値の比較

コアロス値を求める一例として、一般的なBHアナライザーから求める方法と実機に設置されたコアの温度上昇から求める方法について各々の値を比較した。BHアナライザーから求める方法としては、Fig. 4 に示すように7H20材の EIR3312 コアの 400 kHz , 80°C におけるコアロス値の実測データをもとに、変数 $X = \log f$, $Y = Bm/100$ とした時のコアロス値 $Z = \log(Pc)$ の算出式を以下の式(1)と仮定し、最小二乗法を用いて、係数 $a \sim e$ を求めた。

$$Z = aX^2 + bX + cY^2 + dY + e \quad (1)$$

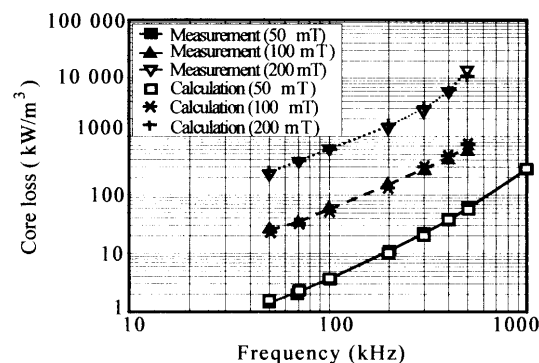


Fig. 4 Frequency characteristic dependence on core loss. (Condition: 7H20/EIR3312, f : 400 kHz, 80°C)

実機に設置されたコアの温度上昇から求めたコアロス値については、まず7H20材の EIR3312 コアに巻線後、所定の電流を流し、コア表面部の温度変化量 (ΔT)、発熱量 (Q) 及び、コア放熱部の表面積 (S) を式(2)に代入し熱伝導率の逆数 ($1/h$) を求める。

$$1/h = (\Delta T \cdot S) / Q \quad (2)$$

ここで求めた ($1/h$) を使い、実機に EIR3312 コアをセットし、コア放熱部の表面積 (S)、測定したコアの温度上昇量 (ΔT) を式(3)に代入しコアロス値を求めた。

$$Pc = (S \cdot \Delta T) / (1/h) \quad (3)$$

4. 実験結果および考察

4.1 直流重量の影響

電源装置のほとんどはシングルスウィッチング方式⁹⁾を採用していることからコアに対しては一方にしか励磁は行われていない。更に一定のバイアス値で重量されているため、実機動作

でのマイナーループはFig. 5に示すように第1象限の位置となる。一方、市販のBHアナライザにて測定した場合、Fig. 5に示すようにBH軸の中心にマイナーループが位置する。Fig. 6に $f = 1$ kHz, 400 kHzでのコアロス値の直流重畳量による変化量を示す。ここで $f = 1$ kHzで評価した理由は、直流重畳のみの影響を確認するためであり、 $f = 400$ kHzの条件では直流重畳のみだけでなく、高調波の要因が含まれる可能性がある。Fig. 6からわかるようにコアロス値は重畳量に比例して大きくなっており、図中の矢印 $f = 1$ kHz, 重畳量100 mT付近では重畳していない条件に比べコアロス値が6H20材で1.4倍、7H20材で1.9倍に増加している。重畳量300 mTまでの傾向は $f = 1$ kHzでは6H20材、7H20材で差はないが、 $f = 400$ kHzでは双方の差が拡大している。これは周波数が高い領域では渦電流損失や残留損失が支配的となるため、7H20材のようにグレインサイズが小さく、抵抗率が高い微細構造を有する材料は高周波域でのコアロス抑制が有利に働くためである。

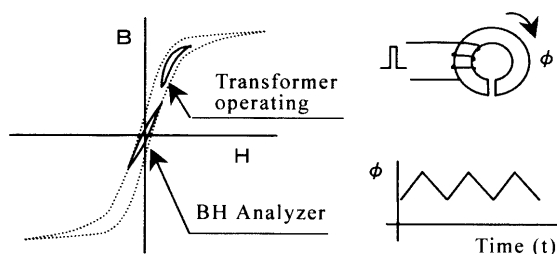


Fig. 5 Schematic illustration of operating condition.

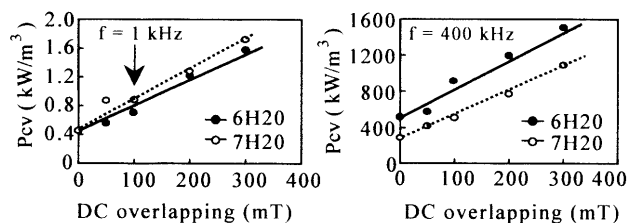


Fig. 6 DC overlapping characteristic dependence on core loss (ΔB : 150 mT, 25°C, f : 1 kHz, 400 kHz, dc overlapping: 0 to 300 mT).

4.2 動作波形の影響

トロイダルリングコアの評価では、一般的に励磁波形が正弦波であり信号検出法としては、波形記憶装置を用いたBHアナライザが使用されている。実機でFig. 5に示すように矩形波でコアを励磁しており磁束は三角波となる。そのため電流波形をフーリエ展開して高調波を求めると、Fig. 7に示すようにトロイダルリングコアの測定ではロスの中に第2次高調波までしか含んでいないのに対し、実機では第1次高調波まで含んでいることがわかる。そこでこの影響を確認した結果、Table 1に示すように実機で測定したロスはトロイダルリングコアをBHアナライザで測定したロスに比べ6H20材で2.0倍、7H20材で2.45倍となった（実機動作による評価については、ロス値の中に重畳による影響も含まれている）。

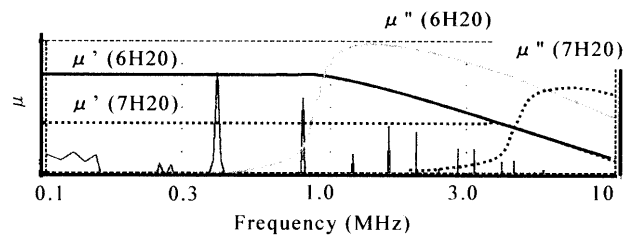


Fig. 7 Frequency characteristic dependence on μ' , μ'' , and harmonic waveform.

Table 1 Increase in loss caused by overlapping and waveform.

	6H20	7H20
Loss of toroidal ring	0.41 W	0.20 W
Loss of transformer	0.82 W	0.49 W
Increase by overlapping and waveform	2.0 times	2.45 times

(Conditions: ΔB : 100 mT; f : 400 kHz; Temp.: 25°C; EIR3312)

4.3 コア形状の影響

材料データは標準のトロイダルリングコアにて測定されているが、実機ではトランスの製造上の問題からEIR, EER等のコアが使用されており、磁路内の磁束分布に違いが生じる。この様子をトロイダルリングコアと1/4 EIコアモデルを用いてFig. 8に示す。比較的磁束密度の高い条件(100 mT)ではトロイダルリングコアとEIコア双方ともコアの内側は飽和し磁束分布にあまり差が生じていないのに対し、磁束密度の低い領域(25 mT)ではEIコアは内側のエッジ部分に磁束が集中し分布を生じてしまう。コアの損失がBの約2.4乗に比例する事を考慮するとEIコアの方が条件が不利である。Fig. 9にBHアナライザを用いて測定したコアロス値の周波数変化を示す。その結果、磁束密度が高い条件(100 mT, 200 mT)ではトロイダルリングコア及び、EIコア双方ともシミュレーションの結果と同様にほぼ同じ値であった。しかし磁束密度が低い条件では双方に差が生じていた。図中、50 kHz, 50 mTの条件ではEIRコアのコアロス値はトロイダルリングコアの約2.5倍であることが確認できた。

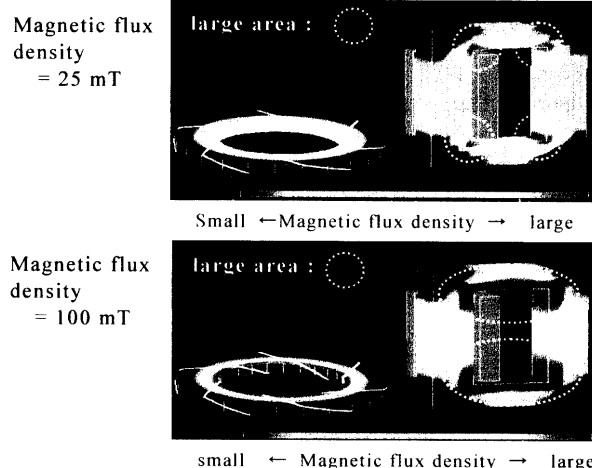


Fig. 8 Distribution of magnetic flux density.

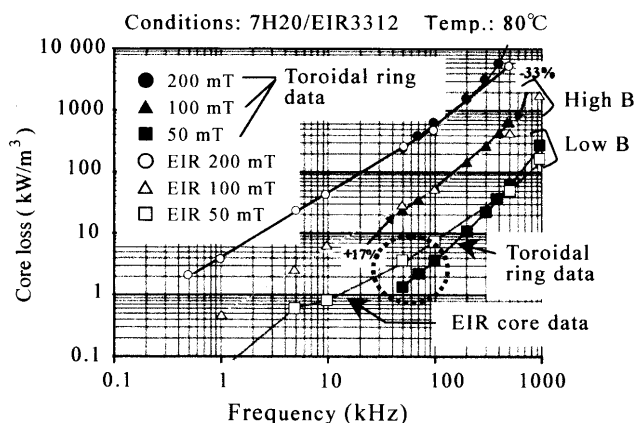


Fig. 9 Frequency characteristic dependence on core loss (Condition: 7H20/EIR3312, 80°C).

4.4 リークageによる影響

複数巻線間のリークageによる影響を調べるため、一次巻線Pと二次巻線Sを分離した構造で考え、一次と二次のそれぞれで励磁した磁束分布の状態を1/4 EI コアモデルを用いてシミュレーションを行った。その結果、Fig. 10 に示のように巻線位置が異なることによって明確に磁束密度分布に差が生じてしまうことが確認できた。実機においては一次巻線によって励磁された磁束は次の瞬間、二次巻線によって補完される動きをする。この時二つの巻線間に磁路の違いがあるとその部分で急峻に磁束の変化が現れることになり、このことが大きなロスにつながると推察される。つまり一次と二次の巻線間においてできる限り同じ磁路になるように、巻線構造を工夫することが高効率化トランスの開発に重要であると考えられる。

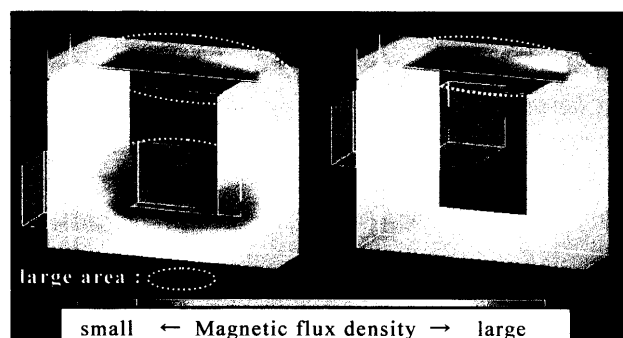


Fig. 10 Distribution of magnetic flux density by leakage flux of transformer.

4.5 BHアナライザーにて測定したコアロス値と実機の温度上昇から求めたコアロス値の比較

Fig. 4 の実測データをもとに、最小二乗法にて式(1)の変数 $a \sim e$ を求め、コアロス値の算出式(4)を導いた。

$$P_C = 10^X \quad (4)$$

$$X = 0.50 \cdot \log f^2 - 0.64 \cdot \log f - 0.79 \cdot ((\Delta B / 100) \cdot 1/2)^2 + 3.47 \cdot ((\Delta B / 100) \cdot 1/2) - 1.79$$

この式に以下の条件を代入しコアロス値の $P_C = 0.23W$ を求めた。

[試料: 7H20 材, 形状: EIR3312, 発振周波数: 400 KHz,
 $\Delta B: 60mT$, 磁路定数: $A_e = 101mm^2$, $l_e = 40.7mm$]

実機に設置したコアの温度上昇からのコアロス値については、式(2)に $\Delta T = 95^\circ C$, $Q = 5W$, $S = 19cm^2$ を代入して $1/h = 361 [^\circ C \cdot cm^2/W]$ を求め、式(3)に実機に設置した際の条件, $S = 19cm^2$, $\Delta T = 80^\circ C$, $1/h = 361 [^\circ C \cdot cm^2/W]$ を代入し, $P_C = 4.2W$ を求めた。この実機の値には銅損も含まれているが、今回の条件ではワイヤー部の発熱量はコアのそれに比べ小さいことが確認されている。ここで紹介したものはコアロス確認の一例ではあるが、実機とBHアナライザーから求めた値とでは幾分かの差があることが初めて確認された。

5. まとめ

高効率化への取り組みは永遠のテーマであるが今後、低価格製品にまで波及してゆくと考えられる。その場合安価な回路方式でトランスの損失低減を図ることが重要なポイントである。またトランスの損失メカニズムを明確にしコアの材質特性から巻線技術、回路技術に至るまで特性の整合性を把握できる技術確立が今後更に重要である。

現在、低価格電源はフライバック方式を採用しているものが多く材料特性としては、High-B, Low- μ , Lowロスが要求される。またコア形状と巻線方法についても磁束分布の均一性や漏れの低減が求められている。今後も材料技術、トランス技術、CAE技術をうまく組み合わせた複合技術によって高性能な電源トランスを迅速に市場に提供したいと考えている。

謝 辞 本稿で紹介した研究結果は、富士電気化学株式会社電子デバイス研究部・赤谷知行氏、基盤研究部・鈴木一成氏、コイルデバイス技術部・大田智嗣氏との共同研究で行われたものである。

文 献

- 1) 牧野彰宏, 鈴木清策, 井上明久, 増本健: 電気学会論文誌 A, 112, 559 (1992).
- 2) 吉沢克仁, 備前嘉雄, 山内清隆, 杉原ほさき: 電気学会論文誌 A, 112, 553 (1992).
- 3) 八木正昭, 沢孝雄, 山崎二郎: 電気学会論文誌 A, 112, 546 (1992).
- 4) 松尾良夫, 望月武史, 石倉誠, 佐々木勇, 日本応用磁気学会誌: Vol. 20, No. 2, 429 (1996).
- 5) 皆川保, 荒健輔, 佐藤直義, 野村武史: 日本応用磁気学会誌: Vol. 22, No. 4-2, 665 (1998).
- 6) スイッチング電源の現状と動向 (1998): (社) 日本電子機械工業会.
- 7) 原田耕介: スイッチング電源ハンドブック: 電子技術 Vol. 41, No. 4, 2 (1999).
- 8) 北岡幹雄, 藤本健次, 陸川弘, 佐々木勇: 第17回日本応用磁気学会学術講演概要集, 12pE-3, 1993, p. 304.
- 9) トランジスタ技術 Special, CQ出版社, No. 57, WINTER.