

对高频回扫变换器中的高功率铜箔型

无铁心变压器的评估*

Hisakatsu Kiwaki Takashi Yamaguchi

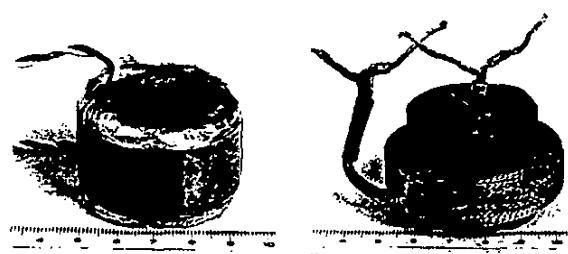
摘要 为了简化变压器线圈的绕制加工，本文提出了一种新型铜箔绕组的无铁心变压器方案，对 500kHz 回扫变换器用的 30W 量级试样变压器进行了评估，并与常用的绞合线绕组变压器作了比较，该样品达到的效率为 80%，比绞合线型低 1%。为了提高其效率，文中还探讨了能量恢复电路。

1 引言

为了解决高频开关变换器中的铁心损耗问题，人们寄希望于无铁心变压器[1][2]，从总体来说，常用的绞合线绕组具有较好的性能，但其绕制加工过程复杂，使成本较高。本研究是对 500kHz 回扫变换器用的新型铜箔绕组的无铁心变压器方案进行评估。

2 无铁心变压器试样的技术条件

图 1 为 30W 量级无铁心变压器的外形照片，右图为常用的绞合线绕组型，左图为新型的铜箔绕组型。表 1 列出了这些绕组所用的材料及其截面图。



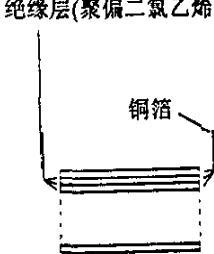
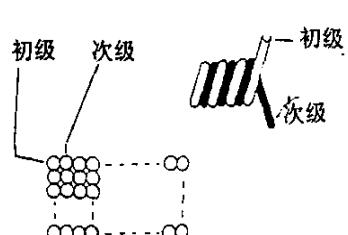
(a) 铜箔绕组

(b) 绞合线绕组

图 1 无铁心变压器样品

* "Evaluation of High Power Foil-Type Air-Core Transformer by High-Frequency Flyback Converter", p1311 ~ 1314(吴东法译校)

表1 变压器试样的技术条件

类型	铜箔绕组型	绞合线绕组型
材料	一对铜箔， 厚度：35μm 宽：18mm	44股 0.2mmφ 聚酯线
绕组截面	绝缘层(聚偏二氯乙烯, t=μm) 	一对绞合线(250匝/m) 

铜箔绕组是由每层铜箔添加一层薄的绝缘膜绕制而成，其绕制加工过程比用绞合线绕制简单，且绞合线的二个末端还需并联。由于趋肤效应，绞合线绕组的耦合系数要大一些[1]，聚酯膜的厚度为18.5μm，估计绞合后的线导体之间的间距为35μm。一般说，由于铜箔绕组的耦合不如绞合线绕组，因此相邻铜箔的间距应尽可能小。聚偏二氯乙烯薄膜的厚度约为7μm，表2给出了无铁心变压器的主要性能参数，耦合系数可由下式求得：

$$\text{耦合系数 } k = \sqrt{1 - L/L_1} \quad (1)$$

表2 变压器的主要性能参数

L ₁ (μH)	L(μH)	耦合系数	C _p (pF)	R ₁ (Ω) 500kHz 时的电阻 (括号内的为 1kHz 时的)	f _r (MHz)
8.84	0.090	0.9949	33.7	0.394 (0.071)	9.2
9.55	0.090	0.9953	8.0	0.439 (0.058)	18.6

注：第一行数据为铜箔绕组，第二行数据为绞合线绕组；L₁、R₁是在次级开路条件下测得的；L是在次级短路条件下测得的；L₁、R₁、L、C_p、f_r的值是用YHP-4194A在500kHz测得的；(R₁)用ANDO-AG4305在1kHz测得的。

绞合线绕组在500kHz和1kHz时的电阻R₁差别大于同样条件下的铜箔绕组，这可能是绞合线绕组的邻近效应大于铜箔绕组。谐振频率f_r是在次级电路开路条件下测得的。

3 回扫变换器中变压器性能的评估

图 2 给出了用作评估的变换器电路和电路常数, 该变换器的效率是在恒定的输出电压条件下测得的, 在该效率计算中未考虑 PWMLSI 的功耗。

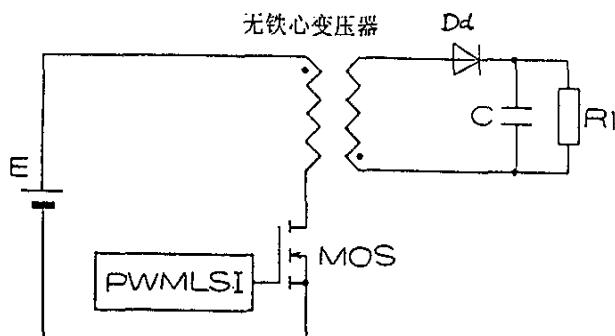


图 2 回扫变换器电路和有关常数

注: E(DC 源): 18 ~ 25(V); PWMLSI(工作状态控制): MB3769A(500kHz)

MOSFET: 27N10(接通状态为 0.06Ω); Dd: SGWJZCZ(在接状态为 $0.55V, 0.05\Omega$)

C(平滑电容器): $1000\mu F$, 0.052Ω ; R_L : $11 \sim 52\Omega$

图 3 示出了上述两种绕组变压器的效率特性, 图 4 为 MOSFET 两端的典型电压波形, 图 5 示出了峰值电压与输出电压的关系。

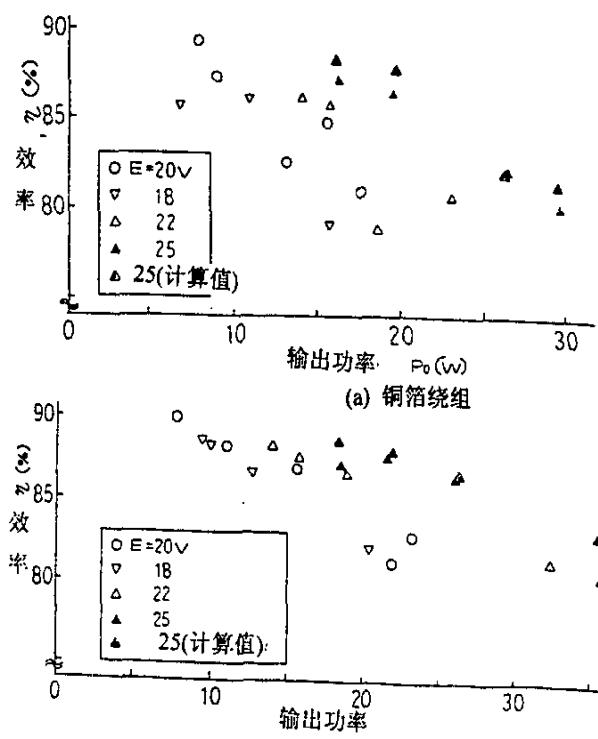


图 3 效率与输出功率的特性关系

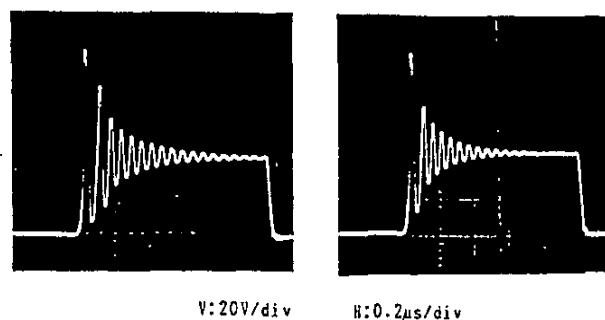


图 4 MOSFET 两端电压典型波形，左图为铜箔绕组型的波形，右图为绞合线绕组的波形

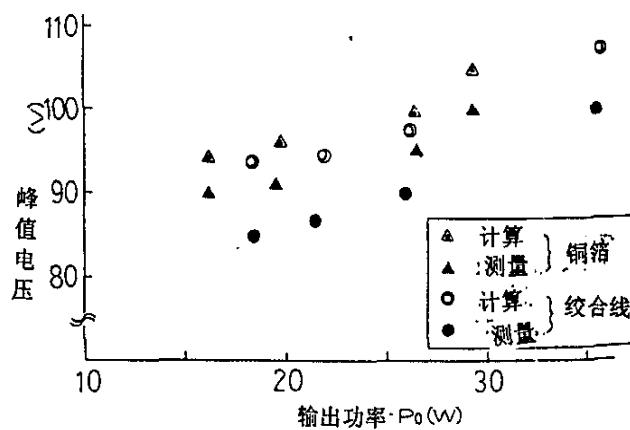
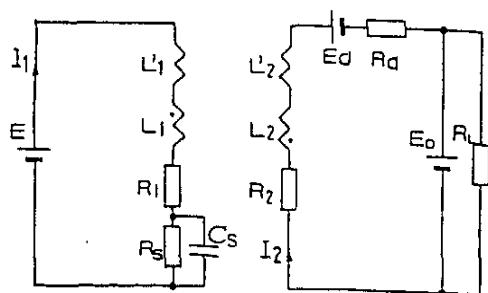


图 5 MOSFET 两端峰值电压与输出功率的关系

4 效率和 MOSFET 两端峰值电压的计算

4.1 效率计算

图 6 给出了计算效率和 MOSFET 两端峰值电压的等效电路。



(a) MOS 通

(b)MOS 断

图 6 用于效率计算的等效电路

图中：
 I_1 ：初级绕组电流； L_1 ：初级绕组电感；
 L'_1 ：初级漏感(包含导线电感($= (1-k)L_1$))； R_1 ：初级绕组电阻；
 R_s ：MOSFET 接通状态时的电阻； C_s ：MOSFET 的 D-S 电容；
 I_2 ：次级绕组电流； L'_1 ：次级漏感(包含导线电感($= L'_1$))；
 L_2 ：次级绕组电感($= L_2$)； R_2 ：次级绕组电阻($= R_2$)
 E_d ：在次级二极管零电流时的开态电压； R_d ：次级二极管的开态电阻；
 E_o ：输出电压。

当 MOSFET 接通时，初级绕组电流 I_1 可由式(2)求得：

$$I_1 = \frac{E}{R_1 + R_s} (1 - e^{-t/T_{on}}) + I_m e^{-t/T_{on}} \quad (2)$$

而当 MOSFET 断开时，次级绕组电流 I_2 可由式(3)求得：

$$I_2 = \frac{E_0 + E_d}{R_2 + R_d} (1 - e^{-t/T_{off}}) + I_M e^{-t/T_{off}} \quad (3)$$

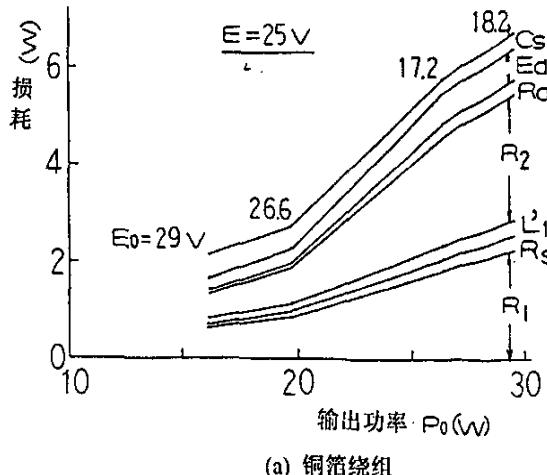
上述式中：

$$T_{on} = (L_1 + L'_1)/(R_1 + R_s); \quad T_{off} = (L_2 + L'_2)/(R_2 + R_d);$$

I_m ：为 I_1 的初始值(等于 I_2 的终值)； I_M ：为 I_2 的初始值(等于 I_1 的终值)

当 MOSFET 接通时， R_1 会产生功耗，而 L'_1 存贮能量 $L'_1 I_M^2 / 2$ ，该能量将在下次接通期内在初级电路内耗损。而当 MOSFET 开路时， R_2 会产生功耗， C_s 以 $(E + E_o)$ 电压充电，存贮在 C_s 中能量当下次接通期内在 MOSFET 中耗损。由于初级一侧的能量为输出功率和损耗功率之和，故效率为该和值与输出功率之比。现考虑图 4 的振荡波形，假定初级和次级电路的导线电感各自为 10nH ，而铜箔绕组的漏感为 17nH ，此大于表 2 给出的值。图 3 给出的计算的效率量值与测量值完全一致，这些结果表明用耦合系数 K 计算漏感的方法对铜箔绕组是不适用的。

图 7 示出了图 3 中计算功耗各个单元，大部分功耗是由绕组电阻所致，因此降低绕组电阻是今后研究的一个主要内容，根据这些结果同时也说明绞合线绕组的性能要稍好于铜箔绕组。



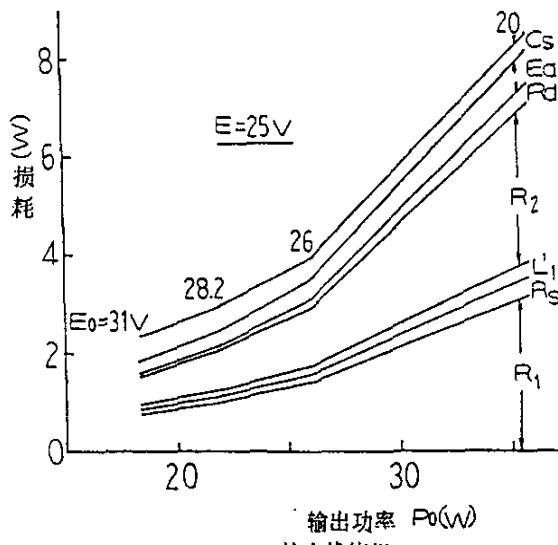


图 7 功耗单元

4.2 MOSFET 二端的峰值电压计算

文献[3]已详细地分析了开路后 MOSFET 二端的峰值电压, 图 8 给出了开路后的高频等效电路。

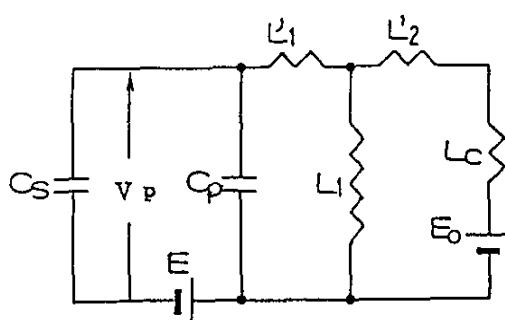


图 8 开路后的等效电路

MOSFET 二端的峰值电压由下式求得:

$$V_P = I_M \sqrt{(L'_1 + L'_2 + L_C / (C_s + C_p)) + E + E_0} \quad (4)$$

式中 L_C 为平滑电容器的内部电感, 测得值为 1.3nH , 图 3 给出了计算值, 我们推断其测量值与计算值之差是由于 MOSFET 门信号上升时间所致。铜箔绕组的峰值电压达到 MOSFET 可能极限要早于绞合线绕组, 这是因为铜箔组的漏感大于绞合线绕组的漏感。

5 用能量恢复电路进行峰值电压抑制和提高效率的研究

抑制 MOSFET 两端峰值电压, 在相同 MOSFET 额定值条件下, 能增加无铁心变压器的输出功率。作为一种抑制方法, 从提高效率的角度来说用能量恢复电路是有好处的, 图

9 为带有一个能量恢复电路的回扫变换器电路的例子，初级漏感中存贮的能量在 MOSFET 开路后经二级管 Dd 被恢复到 dc 源电压 E'，因此，MOSFET 二端峰值电压被抑制到 E'。如果初级和次级电路之间不需要隔离，因为此时次级电路起到了能量恢复电路的作用，那么这种方法是适用的。实验证明，当 E' 等于 2E 时，效率会提高 0.5 ~ 3%。

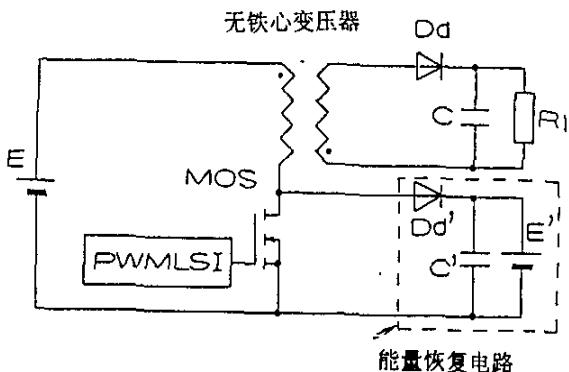


图 9 采用能量恢复电路的例子

6 结 论

为了简化具有较高耦合系数变压器的组装过程，与常用的绞合线绕组相比，用新型的铜箔绕组是有利的。如果 MOSFET 二端峰值电压为 100V 或小于 100V 条件下，铜箔绕组变压器试样的效率在 30W 输出功率时为 80%，输出功率 10W 时效率至少可达 88%，它低于常用绞合线绕组变压器的效率约 1%。开发工作于兆周级的效率高于 80% 的高功率铜箔绕组变压器是今天的目标，为达到这一目标，必须解决以下一些问题，如减小绕组电阻，绕组电容的利用以及变压器辐射噪声的抑制等。

参 考 文 献

- [1] S. Hayano, Y. Nakajima, H. Saotome, and Y. Saito, "A New Type High Frequency Transformer", IEEE Trans. Magn. Nov., 1991.
- [2] S. Hayano, Y. Midorikawa, and Y. Saito, "The Film Transformer", Proc. ISEM-Sapporo, Feb., 1993.
- [3] K. Harada and T. Ninomiya, "On the Mechanism of Switching-Noise Generation and Its Suppression Techniques in a DC-DC Converter", IEICE Trans., J62-C, Nov., 1979.