

基于AP法选择高频变压器磁心的 公式推导及验证

沙占友 马洪涛

(河北科技大学, 河北 石家庄 050054)

摘要:目前AP法(即面积乘法)仍被推荐为选择磁心的一种有效方法,但AP法原本是针对传统的工频正弦波铁心变压器而提出的,直接用于波形复杂的高频变压器并不合适,计算结果也很不准确。本文基于电子测量领域定义的波形因数(k_f)、开关电源特有的脉动系数(K_{RP})、占空比(D)等概念及工作波形,对AP法计算公式做了严密推导及验证,为正确选择高频变压器的磁心提供了一种科学、实用的方法。

关键词:高频变压器;磁心;面积乘积;波形因数;脉动系数

Derivation and Validation of Formula to Select the High-Frequency Transformer Magnetic Core Based on AP Method

SHA Zhanyou, MA Hongtao

(Hebei University of Science & Technology, Shijiazhuang 050054, China)

Abstract: P method (i.e., the product of area method) is still recommended as an effective way to select the magnetic core, but it was originally presented for traditional sine-wave frequency iron core transformers and thus the direct application of this method to complex high-frequency transformers is not appropriate, leading to inaccurate calculated results. Based on the waveform factor (k_f) defined in the field of electronic measurement, the unique switching power supply ripple factor (K_{RP}), the concepts of the duty cycle (D), etc. and waveforms, AP formula derivation and validation are carried out carefully, which provides a scientific, practical approach for correct selection of the high-frequency transformer magnetic cores.

Keywords: High-frequency Transformer; Core; Area Product; Waveform Factor; Ripple Factor

中图分类号: TM433

文献标识码: B

文章编号: 0219-2713(2011)11-0009-05

0 引言

AP表示磁心有效截面积与窗口面积的乘积。

计算公式为

$$AP = A_w A_e \quad (1)$$

式中, AP的单位是 cm^4 ; A_w 为磁心可绕导线的窗口面积(cm^2); A_e 为磁心有效截面积(cm^2), A_e

收稿日期: 2011-09-14

$\approx S_j = CD$, S_j 为磁心几何尺寸的截面积, C 为舌宽, D 为磁心厚度。根据计算出的 AP 值, 即可查表找出所需磁心型号。下面介绍将 AP 法用于开关电源高频变压器设计时的公式推导及验证方法。

1 高频变压器电路的波形参数分析

开关电源的电压及电流波形比较复杂, 既有输入正弦波、半波或全波整流波, 又有矩形波(PWM波形)、锯齿波(不连续电流模式的一次侧电流波形)、梯形波(连续电流模式的一次侧电流波形)等。高频变压器电路中有3个波形参数: 波形系数(K_f), 波形因数(k_f), 波峰因数(k_p)。

1) 波形系数 K_f

为便于分析, 在不考虑铜损的情况下给高频变压器的输入端施加交变的正弦波电流, 在一次、二次绕组中就会产生感应电动势 e 。根据法拉第电磁感应定律, $e = d\Phi/dt = d(NAB\sin\omega t)/dt = NAB\omega\cos\omega t$ 。其中 N 为绕组匝数, A 为变压器磁心的截面积, B 为交变电流产生的磁感应强度, 角频率 $\omega = 2\pi f$ 。正弦波的电压有效值为

$$U = \frac{\sqrt{2}}{2} \times NAB \times 2\pi f = \sqrt{2}\pi NABf = 4.44 NABf \quad (2)$$

在开关电源中定义正弦波的波形系数 $K_f = \sqrt{2}\pi = 4.44$ 。利用傅里叶级数不难求出方波的波形系数 $K_f = \frac{4\sqrt{2}}{2\pi} \times \frac{2\sqrt{2}\pi}{2} = 4$ 。

2) 波形因数 k_f

为便于对方波、矩形波、三角波、锯齿波、梯形波等周期性非正弦波形进行分析, 需要引入波形因数的概念。在电子测量领域定义的波形因数与开关电源波形系数的定义有所不同, 它表示有效值电压(U_{RMS})与平均值电压(\bar{U})之比, 为便于和 K_f 区分, 这里用小写的 k_f 表示, 有公式

$$k_f = U_{RMS}/\bar{U} \quad (3)$$

以正弦波为例,

$$k_f = \frac{\sqrt{2}U_p}{2} \div \frac{2U_p}{\pi} = \frac{\sqrt{2}\pi}{4} = 1.111$$

这表明, $K_f = 4k_f$, 二者相差4倍。

开关电源6种常见波形的参数见表1。因方波和梯形波的平均值为零, 故改用电压均绝对值 $|\bar{U}|$

来代替。对于矩形波, t 表示脉冲宽度, T 表示周期, 占空比 $D = t/T$ 。

2 用AP法(面积乘法)选择磁心的公式推导

令一次绕组的有效值电压为 U_1 , 一次绕组的匝数为 N_p , 所选磁心的交流磁通密度为 B_{AC} , 磁通量为 Φ , 开关周期为 T , 开关频率为 f , 一次侧电流的波形系数为 K_f , 磁心有效截面积为 A_e (单位是 cm^2), 有关系式

$$U_1 = N_p \cdot \frac{d\Phi}{dt} = N_p \cdot \frac{B_{AC}A_eK_f}{T} \times 10^{-4} \\ = N_p B_{AC}A_eK_f f \times 10^{-4} \quad (4)$$

考虑到 $K_f = 4k_f$ 关系式之后, 可推导出

$$N_p = \frac{U_1 \times 10^4}{4k_f B_{AC}A_e f} \quad (5)$$

同理, 设二次绕组的有效值电压为 U_s , 二次绕组的匝数为 N_s , 可得

$$N_s = \frac{U_s \times 10^4}{4k_f B_{AC}A_e f} \quad (6)$$

设绕组的电流密度为 J (单位是 A/cm^2), 导线的截面积为 $S = I/J$ 。令高频变压器的窗口面积利用系数为 K_w , 一次、二次绕组的有效值电流分别为 I_1 、 I_2 , 绕组面积被完全利用时

$$K_w A_w = N_p \cdot \frac{I_1}{J} + N_s \cdot \frac{I_2}{J} \quad (7)$$

即

$$A_w = \frac{N_p}{K_w} \cdot \frac{I_1}{J} + \frac{N_s}{K_w} \cdot \frac{I_2}{J} \quad (8)$$

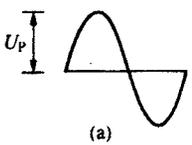
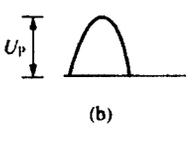
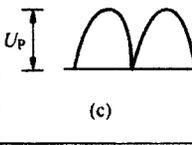
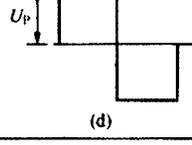
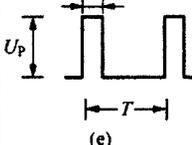
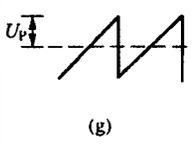
再将(5)式和(6)式代入(8)式中整理后得到

$$A_w = \frac{U_1 I_1 + U_s I_2}{4K_w k_f J B_{AC} A_e f} \times 10^4 \text{ (cm}^2\text{)} \quad (9)$$

$$AP = A_w A_e = \frac{U_1 I_1 + U_s I_2}{4K_w k_f J B_{AC} A_e f} \times 10^4 \times A_e \\ = \frac{P_1 + P_0}{4K_w k_f J B_{AC} f} \times 10^4 \quad (10)$$

高频变压器的视在功率表示一次绕组和二次绕组所承受的总功率, 即 $S = P_1 + P_0$ 。因电源效率 $\eta = P_0/P_1$, 故 $P_1 + P_0 = P_0/\eta + P_0 = (1+\eta)P_0/\eta$ 。代入(10)式最终得到

表1 开关电源6种常见波形的参数

名称	波形图	电压有效值 U_{RMS}	电压平均值 \bar{U}	电压均 绝对值 $ \bar{U} $	波形因数 k_f	波峰因数 k_p
正弦波		$0.707U_p$ $(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot U_p)$	0	$0.637U_p$ $(\frac{2}{\pi} \cdot U_p)$	1.111	1.414
半波整 流波		$0.5U_p$	$0.318U_p$ $(\frac{1}{\pi} \cdot U_p)$	$0.318U_p$ $(\frac{1}{\pi} \cdot U_p)$	1.571	2
全波整 流波		$0.707U_p$ $(\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot U_p)$	$0.637U_p$ $(\frac{2}{\pi} \cdot U_p)$	$0.637U_p$ $(\frac{2}{\pi} \cdot U_p)$	1.111	1.414
方波		U_p	0	U_p	1	1
矩形波		$\sqrt{\frac{t}{T}} \cdot U_p$	$\frac{t}{T} \cdot U_p$	$\frac{t}{T} \cdot U_p$	$\sqrt{\frac{T}{t}}$	$\sqrt{\frac{T}{t}}$
锯齿波		$0.577U_p$ $(\frac{\sqrt{3}}{3} \cdot U_p)$	0	$0.5U_p$	1.155	1.732

$$AP = A_w A_c = \frac{(1+\eta)P_o}{4\eta K_w k_f J B_{AC} f} \times 10^4 (\text{cm}^4) \quad (11)$$

这就是AP法选择磁心的基本公式。下面将从工程设计的角度对(11)式做深入分析和适当简化，重点是对式中的 K_f 、 B_{AC} 参数做进一步推导。

开关电源一次侧的电压波形可近似视为矩形波，即 $K_f = \sqrt{T/t} = \sqrt{1/D} = 1/\sqrt{D}$ ；但一次侧的电流波形不是矩形波，而是锯齿波(工作在不连续电流模式DCM)或梯形波(工作在连续电流模式CCM)。不连续电流模式和连续电流模式的一次侧

电流波形分别如图1(a)、(b)所示。以不连续电流模式为例，一次侧电流波形是周期性通、断的锯齿波，仅在功率开关管(MOSFET)导通期间，一次侧出现锯齿波电流；在功率开关管关断期间，一次侧电流为零。令导通时间为 t_{ON} ，开关周期为 T ， $D = t_{ON}/T$ 。对于周期性通、断的锯齿波，一次侧电流的波形因数可用 k'_f 表示，有关系式

$$k'_f = k_f t_{ON}/T = K_f D \quad (12)$$

查表1，周期性锯齿波的 $k_f = 1.155$ ，代入式(12)中得到 $k'_f = 1.115D$ 。此时需将式(11)中的 k_f 换

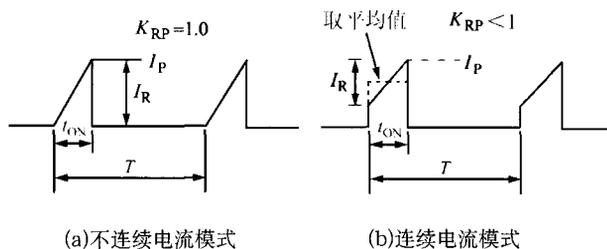


图1 一次侧电流波形

成1.115D。

在连续电流模式下一次侧电流波形为周期性通、断的梯形波，其波形因数比较复杂。一种简单方法是先按照不连续电流模式选择磁心，然后适当增加磁心尺寸，以便通过增大一次绕组的电感量，使开关电源工作在连续电流模式。

磁心的交流磁通密度(B_{AC})可根据最大磁通密度(B_M)来求出，对于反激式开关电源，计算公式为

$$B_{AC} = B_M K_{RP} Z \quad (13)$$

式中， K_{RP} 为脉动系数，它等于一次侧脉动电流 I_R 与峰值电流 I_P 的比值；在连续电流模式时 $K_{RP} < 1$ ；不连续电流模式时 $K_{RP} = 1$ 。 Z 为损耗分配系数，它表示二次侧的损耗与总功耗的比值，在极端情况下， $Z = 0$ 表示全部损耗发生在一次侧，此时负载开路； $Z = 1$ 则表示全部损耗发生在二次侧，此时负载短路。一般情况下取 $Z = 0.5$ ，因此 $B_{AC} = 0.5 B_M K_{RP}$ 。将 $k'_t = 1.115D$ 和 $B_{AC} = 0.5 B_M K_{RP}$ 一并代入式(11)中，整理后得到

$$AP = A_w A_c = \frac{0.433(1+\eta)P_o}{\eta K_w D J B_M K_{RP} f} \times 10^4 (\text{cm}^4) \quad (14)$$

这就是AP法选择磁心的实用公式。式(14)是按照单极性变压器的绕组电流及输出功率推导出来的，适用于单端正激式或反激式高频变压器的设计。式中，AP的单位为 cm^4 ， P_o 的单位为W。电流密度一般取 $J = 200 \sim 600 \text{A}/\text{cm}^2$ (即 $2 \sim 6 \text{A}/\text{mm}^2$)。窗口面积的利用系数一般取 $K_w = 0.3 \sim 0.4$ 。如高频变压器有多个绕组，就应计算全部绕组的匝数与对应电流的乘积之和。

进一步分析可知，对于不连续电流模式(K_{RP}

$= 1$)，式(14)可简化为

$$AP = A_w A_c = \frac{0.433(1+\eta)P_o}{\eta K_w D J B_M f} \times 10^4 (\text{cm}^4) \quad (15)$$

对于连续电流模式($K_{RP} < 1$)，假定 $K_{RP} = 0.8$ ，式(14)可简化为

$$AP = A_w A_c = \frac{0.62(1+\eta)P_o}{\eta K_w D J B_M f} \times 10^4 (\text{cm}^4) \quad (16)$$

对于单端正激式高频变压器而言，最大占空比 $D_{\max} < 0.5$ 。如选择实际占空比 $D = 0.4$ ，电源效率 $\eta = 80\%$ ，窗口面积利用系数 $K_w = 0.4$ ， $J = 400 \text{A}/\text{cm}^2$ ，则式(14)可简化为

$$AP = A_c A_w = \frac{152 P_o}{B_M K_{RP} f} \quad (17)$$

式(15)~(17)都是根据不同电路结构和指定参数简化而来的，当实际参数改变时，计算结果会有误差。更为准确的方法是采用式(14)计算。推而广之，可总结出下述规律：第一，在输出功率相同的条件下，全桥和半桥式变换器所需高频变压器的体积最小，单端正激式变压器的体积最大；第二，在输出功率相同的条件下，连续电流模式的AP值要大于不连续电流模式，这表明连续电流模式所需高频变压器的体积较大，而不连续电流模式所需高频变压器体积较小；第三，上述公式均未考虑磁心损耗、磁心材料存在的差异、磁心损耗随开关频率及环境温度升高而增大等因素，因此仅供选择磁心时参考。

3 用AP法选择磁心的验证

设计一个输出功率为60W的反激式通用开关电源模块，要求交流输入电压为85~265V，输出为+12V、5A。采用AP法选择磁心，已知 $\eta = 80\%$ ， $P_o = 60 \text{W}$ ， $K_w = 0.35$ ， $D = 0.5$ ；对于反激式开关电源， B_M 值应介于0.2~0.3T之间，现取 $B_M = 0.25 \text{T}$ ， $K_{RP} = 0.7$ ， $f = 100 \text{kHz}$ ，一并代入式(14)中得到

$$\begin{aligned} AP &= A_w A_c \\ &= \frac{0.433 \times (1+0.8) \times 60}{0.8 \times 0.35 \times 0.5 \times 400 \times 0.25 \times 0.7 \times 100 \text{k}} \times 10^4 \\ &= 0.48 (\text{cm}^4) \end{aligned}$$

表2 常用EI型磁心的主要参数

型号	B (mm)	C (mm)	F (mm)	A_e (cm^2)	A_w (cm^2)	AP (cm^4)
EI16	11.8	4.0	10.87	0.19	0.42	0.08
EI19	14.2	4.85	11.3	0.23	0.53	0.12
EI22	13.0	5.75	10.55	0.41	0.38	0.16
EI25	19.0	6.35	12.5	0.40	0.79	0.32
EI28	18.7	7.2	12.25	0.83	0.70	0.58
EI30	20.1	10.65	16.3	1.09	0.77	0.91
EI33	23.6	9.7	19.25	1.18	1.34	1.58
EI40	26.8	11.7	21.3	1.43	1.61	2.30
EI50	34.5	15.0	24.5	2.27	2.39	5.43
EI60	44.5	15.8	27.5	2.44	3.95	9.64

根据 $AP=0.48\text{cm}^4$ ，从表1中查出与之接近的最小磁心规格为EI28，其 $AP=0.58\text{cm}^4$ 。考虑到磁心损耗等因素，至少应选择EI30型磁心，此时 $AP=0.91\text{cm}^4$ ， $A_e=1.09\text{cm}^2$ 。若按经验公式 $A_e \approx S_j = 0.15\sqrt{P_M}$ 进行估算，可得到 $A_e=1.16\text{cm}^2$ ，查表2，与之最接近的是EI33型磁心的 $A_e=1.18\text{cm}^2$ 。由此可见，采用两种方法所得到的结果是基本吻合的。为满足在宽电压范围内对输出功率的要求，本例实际选择EI33型磁心。

4 结束语

在将传统的AP法用于开关电源的高频变压器设计时，必须考虑开关电源特有的参数(波形因

数、脉动系数、占空比和开关频率)，还应根据开关电源在连续模式、不连续模式下的工作波形进行严密的公式推导。本文所推导出的AP法计算公式，可为正确选择高频变压器的磁心提供一种科学、实用的方法。

参考文献

- [1] [美]麦克莱曼 (McLyman, C.W.T.), 龚绍文译. 变压器与电感器设计手册 (第3版) [M]. 中国电力出版社, 2009.1
- [2] 沙占友. 开关电源优化设计 [M]. 北京: 中国电力出版社, 2009.10
- [3] 沙占友. LED照明驱动电源优化设计 [M]. 中国电力出版社, 2011.2
- [4] 沙占友. 单片开关电源变压器的设计要点 [J]. 电源技术应用, 2003 (6)

作者简介

沙占友(1944-), 男, 河北科技大学教授, 享受国务院政府特殊津贴专家, 主要研究方向为数字化测量技术、智能传感器系统及特种电源, 已出版《数字化测量技术》、《开关电源优化设计》、《LED照明驱动电源优化设计》等58部著作, 发表学术论文335篇。

马洪涛(1963-), 男, 河北科技大学副教授, 已出版《开关电源制作与调试》等著作。

