

变压器磁芯的磁滞系数 (η_B) 对 变压器 THD 的影响

**Affect of Transformer Core Magnetic Hysteresis Coefficient (η_B)
on Transformer THD**

薛蕙 供稿

摘要 : 通讯产品在工作中常被要求具有高保真度, 即信号失真度要小, 因此, 对通讯设备的变压器设计, 要有更高的总谐波失真 (THD) 要求。实践证明, 在音频、载频下工作的通讯变压器的总谐波失真 (THD) 与变压器磁芯的磁滞系数 (η_B) 相关, 同时, η_B 又与磁芯的气隙有关。本文将从磁芯的磁滞系数、气隙、相对磁滞系数、磁导率和瑞利常数等入手, 以磁学理论讨论磁芯降低 THD 的方法。

关键词 : 通讯变压器, 磁芯, 磁滞系数 (η_B), 总谐波失真 (THD), 瑞利常数

中图分类号 : TM 文献标识码 : B 文章编号 : 1606-7517(2014)08-3-145

1 引言

高保真、失真度小是通讯中的基本要求和技术性能指标。为此, 对通讯变压器的设计提出了总谐波失真的严格技术指标要求。我们知道, 通讯变压器采用铁氧体材料磁芯, 其 B-H 曲线的非线性特性, 磁芯存在损耗而使 B 落后于 H 一个相位角 δ , 因此, 在变压器的输出端存在十分严重的谐波, 而且只有奇次谐波而没有偶次谐波。

众所周知, 任何复杂的波形都可以分析为基波和各次谐波。非正弦波波形虽然不是按正弦规律变化, 但它们的振荡是按周期性变化的, 所以, 基波和谐波都是正弦波, 而谐波是频率为基波若干倍的一种正弦波, 例如三次谐波就是其振荡频率为基波的三倍。非正弦波可以认为是基波 (正弦波) 和一系列谐波 (一系列正弦波) 相叠加的结果, 谐波越多, 则其波形与正弦波的差别越大。谐波频率为基波频率的 n 倍, 即是 $\omega=n\omega_0$, 当 $n<1$ 时, 则此时的谐波频率并非基波的整数倍。THD(Total Harmonic Distortion) 即总谐波失真, 其定义为: 所有的谐波输出功率对基频输出功率的比值。由于谐波的输出功率很小, 故将此值取其常用对数再乘以 10, 即用分贝 (dB) 为单位来表述, 表达式为:

$$\text{THD} = 10 \log_{10} \frac{P_h}{P_f} \quad (1)$$

式中, P_h 为总谐波输出功率; P_f 为基频输出功率。

2 高保真变压器设计的一般要求

高保真变压器的设计方法与一般音频输出变压器基本相同。在音频、载波频率下工作的磁芯, 其工作频率不高, 常为几千 Hz 至一、二百 kHz, 信号很弱: H 为 $10^2 \sim 10^5$ (oe), 即 $0.8 \sim 8 \times 10^4$ (A/m); 若以 $\mu_i=10000$ 计, 则 B 为 $0.01 \sim 10$ (mT)。这种情况下的磁芯损耗基本上是磁滞损耗, 其它两种损耗都很小, 此时的磁芯 B-H 曲线近似地满足 Rayleigh 方法, B-H 曲线近似于一个椭圆形。高保真变压器的失真不应大于 1dB。其设计中, 初级绕组的电感量要求足够大, 漏感则要求相当小, 即 $L_p:L_s$ 之值必须大于 10000。

3 关于磁滞系数 η_B

1936 年, 列格 (Legg) 提出了如下关系式:

$$\frac{R}{\mu f L} = aB_m + bf + c \quad (2)$$

$$\frac{R}{\mu 2\pi fL} = aB_m/(2\pi) + ef/(2\pi) + c/(2\pi) \quad (3)$$

$$\frac{R}{\omega L} = \frac{\mu a}{2\pi} B_m + \frac{\mu e}{2\pi} f + \frac{\mu c}{2\pi} \quad (4)$$

所以：

$$\tan \delta_h = \frac{\mu a}{2\pi} B_m, a = \frac{2\pi \tan \delta_h}{\mu B_m} \quad (5)$$

目前，文献资料中都取 $B_{m2}=3\text{mT}$, $B_{m1}=1.5\text{mT}$; 测得其斜率为：

$$\frac{a}{2\pi} = \frac{\tan \delta_2 - \tan \delta_1}{\mu(B_{m2} - B_{m1})}$$

式中的 $\tan \delta_2$, $\tan \delta_1$ 均为总损耗角的正切。

定义 $\eta_B = \frac{a}{2\pi}$, 所以

$$\eta_B = \frac{\tan \delta_2 - \tan \delta_1}{\mu(B_{m2} - B_{m1})} \quad (\text{单位为 } \text{mT}^{-1} \text{ 或 } \text{T}^{-1}) \quad (6)$$

实际测试时可以使用下式：

$$\eta_B = (1/Q_2 - 1/Q_1)/[\mu(B_{m2} - B_{m1})] \quad (6a)$$

1924 年，约旦 (Jordan) 则提出过如下关系式：

$$\begin{aligned} \frac{R}{fL} &= ef + hH + r \\ \frac{R}{2\pi fL} &= ef/2\pi + hH/2\pi + r/2\pi \end{aligned} \quad (7) \quad (8)$$

对于磁滞损耗部分则有下式：

$$R_b = hf LH$$

由式(8), 则得：

$$\tan \delta_b = \frac{h}{2\pi} H \quad (10)$$

同样：

$$h = 2\pi(\tan \delta_2 - \tan \delta_1)/(H_{m2} - H_{m1}) \quad (11)$$

对照 Legg 公式，则得：

$$R_b/fL = a\mu^2 H_m \quad (12)$$

$$R_b/2\pi fL = a\mu^2 H_m/2\pi \quad (13)$$

即： $\tan \delta_b = a\mu^2 H_m/2\pi$

在此，

$$a\mu^2/2\pi = h/2\pi, \text{ 即 } a = h/\mu^2 \quad (14)$$

所以：

$$a\mu^2/2\pi = (\tan \delta_2 - \tan \delta_1)/(H_{m2} - H_{m1}) \quad (15)$$

$$\eta_B = a/2\pi = (\tan \delta_2 - \tan \delta_1)/[\mu^2(H_{m2} - H_{m1})] \quad (16)$$

或：

$$\eta_B = (1/Q_2 - 1/Q_1)/[\mu^2(H_{m2} - H_{m1})] \quad (17)$$

(说明 式(16)、式(17) 是上世纪 70 年代使用的关系式，目前则使用式(6) 和式(6a)。相对磁滞系数 (h/μ^2) 则与气隙

无关。因此， $\eta_B = a/2\pi = h/[2\pi\mu^2]$ 也是相对磁滞系数。相对磁滞系数也称比磁滞损耗系数。)

当气隙存在时，引进有效磁滞系数 h_e ：

$$h_e = \frac{h}{\mu_e^2} \mu_e^2 \quad (18)$$

$$h_e = a\mu_e^2 = 2\pi\eta_B\mu_e^2 = 2\pi\mu_e[\Delta \tan \delta / \Delta B] \quad (19)$$

由此可见，气隙大，则 μ_e 小，有效磁滞系数小，对降低 THD 有利。但是气隙不能过大，否则，为了达到所需要的电感值 L ，则磁芯尺寸必须加大，这与小型化要求是违背的。

对于某一确定的磁芯，IEC 给出的 η_B 定义是：

$$\eta_B = \frac{\Delta \tan \delta}{\mu_e \times \Delta B}$$

式中， B 为 1.5mT 到 3mT 。其测试频率目前多用 10kHz ，对于某一确定的 B 值为：

$$\eta_B = \frac{\tan \delta_h}{\mu_e \times B}$$

4 关于瑞利常数与磁滞系数的关系

首先讨论磁芯工作在小信号状态下的典型 B-H 关系曲线。以上论述已经提到它满足瑞利方程，曲线的下支部分为：

$$B + B_m = \mu_1(H + H_m) + \frac{b}{2}(H + H_m)^2 \quad (20)$$

曲线的上支部分为：

$$B - B_m = \mu_1(H_m - H) + \frac{b}{2}(H_m - H)^2 \quad (20a)$$

式中 b 为瑞利常数， b 越大则回线越陡，反之亦然。

若 $H = H_m \cos \omega t$ ，再利用 $H = H_m$ 时， $B = B_m$ 以及 $H = 0$ 时， $B_r = \pm \frac{b}{2} H_m^2$ 则。经过数字计算得：

$$B = (\mu_1 + bH_m)H_m \cos \omega t \pm \frac{b}{2} H_m^2 \sin^2 \omega t$$

取正值为：

$$B = \mu H_m \cos \omega t + \frac{b}{2} \left[\frac{8}{3\pi} \sin \omega t - \frac{8}{15\pi} \sin 3\omega t \sim \dots \right] \quad (21)$$

忽略高次谐波后：

$$B = B_m \cos \omega t + \frac{4b}{3\pi} H_m^2 \sin \omega t \quad (22)$$

为此可得：

$$\tan \delta_h = \frac{4b}{3\pi} H_m^2 / B_m = \frac{4b}{3\pi} B_m / \mu^2$$

对照列格公式有：

$$2\pi \tan \delta_h = \frac{4bB_m 2\pi}{3\pi\mu^2\mu} = \frac{8bB_m}{3\mu^3} = aB_m$$

所以

$$a = \frac{8b}{3\mu^3} \quad (23)$$

$$\eta_B = a/2\pi = \frac{8b}{6\pi\mu^2}; \eta_B = a/2\pi = \frac{8b}{6\pi\mu^3} \quad (24)$$

由式(21)可知：当基频为 ω 时，感应产生出来的信号有3倍、5倍、7倍……的奇数倍基频的奇数谐波产生，而没有偶次谐波。因此，THD中只有奇次谐波起作用，而没有偶次谐波的成分。由式(23)可知， μ_i 越高，瑞利常数 b 越小（瑞利区的椭圆形小回线越不陡， b 就越小；开气隙磁芯也有此效果），磁滞系数 η_B 也越小，THD也就越小。

5 总谐波失真(THD)与磁芯特性关系

从以上所述的内容可以知道，影响通讯变压器总谐波失真(THD)的实质性因素有：

- a. 工作电平对磁芯损耗的影响：工作电平越大，磁芯损耗越大、THD则越差；
- b. 在瑞利区内，磁芯的磁导率越高（指初始磁导率 μ_i ）， μQ 值越高，则THD越小；
- c. 磁芯开气隙后，可以使有效磁滞系数 η_B 减小， Q 值升高， $\tan\delta$ 减小，因此使THD减小。但是，磁芯开气隙后，将使电感量大为下降。为了兼顾到电感量，气隙应该很小；另外，THD与相对磁滞系数有关，相对磁滞系数小，则THD也小；而且，相对磁滞系数与 μ_i 呈反比关系，因此，提高 μ_i 是减小 η_B 的有效方法。
- d. 上述理论使我们理解了为什么高保真变压器用的磁

芯既具备高磁导率 μ_i ，又要开气隙的原理。在此还必须说明，变压器磁芯的Q值、 f - μ - f 曲线特性等在THD问题上仍然起着重要的作用。因为通讯变压器不是在一个点频上工作，故既要照顾到低频端，也不能忽视高频端，因此，如果出现低频的THD指标较差，而高频端却有富裕量，则说明磁芯用磁材的初始磁导率嫌低，损耗嫌大，反之亦然。

6 初始磁导率测量精度对 η_B 计算的影响

从以上所列许多公式可见，磁滞系数 η_B 的计算包含有磁芯的初始磁导率 μ_i ，如果磁芯的初始磁导率的测量精度不高，则磁滞系数的计算也就难以准确。而且，影响初始磁导率测量精度的因素比较多，其中测试电平的大小最为敏感，为此，初始磁导率的测量必须遵循一个共同的标准。目标JIS-C2561-1992标准规定，测试初始磁导率的磁场强度为：当 $\mu_i < 4000$ 时， $H=0.4A/m$ ， $\mu_i > 4000$ 时， $H=0.005A/m$ 。上面提到，瑞利区的B约在0.01~10mT范围之间，因此，国内外大多数厂商选用0.1mT作为测量初始磁导率的电平。

7 小结

文章讨论了通讯变压器的总谐波失真(THD)受磁芯磁滞系数 η_B 影响的关系，指出了磁滞系数 η_B 的计算及其与瑞利常数和初始磁导率测量精度的影响。

（参考文献略）