

开关变换器功率电感磁损建模及应用

周 岩, 张俊波, 陈麒米

(南京邮电大学 自动化学院, 江苏 南京 210023)

摘要: 以 Buck、Boost 变换器为例, 根据磁损分离模型理论和开关变换器电路工作特征, 提出一种简化的功率电感磁芯损耗计算模型。无需依赖任何磁性材料系数, 仅利用一组正弦激励磁芯损耗数据就可预测 Buck、Boost 变换器在不同占空比下的磁损。该模型可有效体现不同因素对磁损的具体影响, 通过实验测试数据验证了所提计算模型的正确性。

关键词: Buck 变换器; Boost 变换器; 功率电感; 磁芯损耗; 直流偏磁; 建模

中图分类号: TM 46

文献标识码: A

DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.11.021

0 引言

在高频开关变换器中磁性元件主要用作变压器和功率电感。近年来, 随着开关变换器向小型化、高频化的方向发展, 对磁性元件中的磁芯损耗进行预估越来越受重视。功率磁性元件对开关变换器的性能和可靠性有着决定性的影响, 不合理的磁性元件设计会引起磁芯的显著温升, 进而引起开关变换器工作失效^[1]。

开关频率 f 、磁通密度变化量 B_{pp} 、占空比 D 、直流偏磁 H_{DC} 、温度 T 等都会对磁性元件的功率磁损产生直接的影响, 这给磁芯损耗的建模带来了困难。即使在 B_{pp} 相同的条件下, 磁芯损耗也会受到直流偏磁 H_{DC} 和激励波形变化的显著影响^[2-20]。目前, 工程中普遍采用基于实验数据拟合的 Steinmetz 方程。经典的 Steinmetz 方程是通过 3 个系数拟合磁芯材料在正弦激励条件下不同频率和磁通密度时的损耗值, 具有参数少、应用简单的优点。由于开关变换器中磁性元件承受的激励为占空比变化的矩形波, 故许多学者提出采用如 MSE、GSE、iGSE 等 Steinmetz 方程修正模型来分析非正弦激励条件下的磁芯损耗^[2-8]。但由于 Steinmetz 修正方程修正模型中的拟合系数受到磁性材料、 T 、 f 、 H_{DC} 和 B_{pp} 的显著影响, 故需要大量的测试数据才能得到特定工作条件下的损耗系数。另外, 基于 Steinmetz 方程修正模型仅能得到相同磁通密度变化量 B_{pp} 条件下的矩形波损耗系数, 而大多数功率磁芯中的 B_{pp} 是变化的。如果考虑到直流偏磁对磁芯损耗的影响, 还需要进一步修正 Steinmetz 方程模型, 变得过于复杂。基于物理机理的磁芯损耗

模型主要有 Jiles-Atherton 磁滞模型、Preisach 磁滞模型和 Bertotti 磁芯损耗分离模型^[9-12]。磁损物理模型为开关变换器在各类工况下的磁性元件损耗建模分析提供了理论基础, 但其主要缺点是模型中包含过多的材料参数, 给实际应用带来了困难。

为了克服传统磁损物理模型中材料系数过多的缺点, 本文结合磁芯损耗产生的物理机理和开关变换器电路工作特征, 建立了功率电感磁芯损耗计算模型。首先系统地介绍了不同因素对磁滞损耗和涡流损耗的影响; 以 Buck、Boost 变换器功率电感为例, 结合电路的工作原理, 给出了功率电感在不同条件下的磁芯损耗计算方法。本文所提计算模型无需依赖任何磁芯材料系数, 仅需要测量一组正弦激励条件下的损耗数据就可预测矩形波激励下的磁损, 这对于分析开关变换器中功率电感的磁芯损耗具有重要的工程应用价值。

1 磁芯损耗物理模型

磁芯材料在交变磁场作用下会产生损耗, 根据 Bertotti 磁芯损耗构成理论可知, 磁芯损耗 P_c 主要由磁滞损耗 P_h 、涡流损耗 P_e 和剩余损耗 P_{ex} 三部分组成^[10]。

1.1 磁滞损耗

磁性元件中的磁畴在外磁场的作用下会发生转动, 部分磁畴转动时需要克服磁畴壁的摩擦力而消耗能量, 从而产生磁滞损耗。在单个磁化周期内, 静态磁滞损耗的大小与磁通密度变化量相关, 可等效为磁滞回线包围的面积, 且磁滞损耗与频率成正比。在强磁场激励下, 磁滞损耗可近似表示为:

$$P_h \propto B_{pp}^2 f \quad (1)$$

其中 f 为磁芯所承受的开关频率。

文献[20]给出了直流偏置对磁滞损耗影响的等效物理模型, 证明了在直流偏置条件下磁滞损耗的大小与开关频率依然满足线性关系, 具体如下:

收稿日期: 2016-09-08; 修回日期: 2017-09-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51307088); 中国博士后基金资助项目(2016M601857); 江苏省博士后基金资助项目(1601153C)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (51307088), China Postdoctoral Science Foundation (2016M601857) and Jiangsu Postdoctoral Science Foundation (1601153C)

$$P_h = c_h f \quad (2)$$

其中, c_h 为磁滞损耗系数。

同时,文献[20]证明了在相同 B_{pp} 、 H_{DC} 和 f 的条件下,不同激励波形所造成的磁滞损耗是相同的,即:

$$P_h^{\sin} = P_h^{\text{square}} \quad (3)$$

1.2 涡流损耗

由于交变磁场在磁芯中会产生感应电压,且铁氧体等磁性材料存在等效电阻,故交变磁场在磁芯材料中会产生感应电流,其所消耗的能量就是涡流损耗。磁芯涡流损耗的大小与激励的波形紧密相关。单位涡流损耗的一般表达式为:

$$P_e = \frac{1}{R_e} \frac{1}{T} \int_0^T U^2(t) dt \quad (4)$$

其中, R_e 为磁芯等效电阻; $U(t)$ 为每个开关周期激励电压。在相同工作条件下,正弦激励涡流损耗 $P_e^{\sin}$ 和方波激励涡流损耗 P_e^{square} 之间的数学关系为^[18]:

$$\frac{P_e^{\sin}}{P_e^{\text{square}}} = \frac{\pi^2}{8} \quad (5)$$

在正弦激励条件下,磁芯涡流损耗与频率的关系为:

$$P_e = c_e f^2 \quad (6)$$

其中, c_e 为涡流损耗系数。

1.3 剩余涡流损耗

剩余涡流损耗是由于磁芯材料中磁畴之间的磁畴壁随外磁场变化所产生的损耗。与典型涡流损耗相比,剩余涡流损耗在低频或低磁通密度工作条件下占主导。考虑到功率磁芯工作在高频、高磁通密度条件下,忽略剩余涡流损耗可简化计算且不会带来显著误差^[11],因此,对于估算工作在高频、高磁通密度条件下的磁性元件,磁芯损耗与频率的关系可进一步简化为^[16-18]:

$$P_v = P_h + P_e = c_h f + c_e f^2 \quad (7)$$

在相同的 B_{pp} 和 H_{DC} 条件下,测量 2 个相邻不同频率点 f_A 、 f_B 的正弦磁损数据 $P_v^{\sin}(f_A)$ 、 $P_v^{\sin}(f_B)$,可分离出相应频率点的磁滞损耗和涡流损耗分量^[17,20],具体如下:

$$\begin{cases} P_v^{\sin}(f_A) = P_h^{\sin}(f_A) + P_e^{\sin}(f_A) \\ P_v^{\sin}(f_B) = P_h^{\sin}(f_B) + P_e^{\sin}(f_B) \end{cases} \Rightarrow \begin{bmatrix} P_v^{\sin}(f_A) \\ P_v^{\sin}(f_B) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ \frac{f_B}{f_A} & \left(\frac{f_B}{f_A}\right)^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_h^{\sin}(f_A) \\ P_e^{\sin}(f_A) \end{bmatrix} \quad (8)$$

2 影响磁芯损耗的关键因素

由于影响磁芯损耗的因素有很多,分析不同因素对磁损的具体影响,对于设计磁性元件合理的工作区间具有重要意义。

2.1 f 和 B_{pp} 对磁芯损耗的影响

由式(2)和(6)可知,磁滞损耗 P_h 与 f 成正比,涡

流损耗 P_e 与 f 呈平方关系。当 B_{pp} 较大时,磁滞损耗 P_h 和涡流损耗 P_e 均与 B_{pp} 呈平方关系。可见, f 、 B_{pp} 的增大将会导致磁芯损耗的急剧增加。

2.2 H_{DC} 对磁芯损耗的影响

开关变换器中部分变压器和滤波电感在工作时均存在一定的偏置电流 I_{dc} ,如图 1 所示。图中, I_o 为功率电感中的平均电流; ΔI 为功率电感上脉动电流绝对值; I_m 为电流幅值。

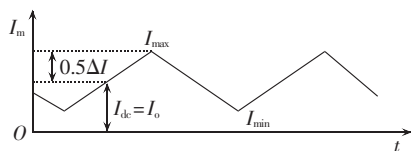


图 1 磁芯电流波形图

Fig.1 Waveform of core current

直流偏置电流 I_{dc} 对磁滞损耗 P_h 的影响主要体现在对单位周期内静态磁滞回线面积的影响。因此即使 B_{pp} 保持不变,磁滞损耗也会随着直流偏磁的增大而显著增加,文献[20]已给出了详细的物理模型。直流偏置电流 I_{dc} 对涡流损耗分量 P_e 也会产生显著影响。这主要是由于磁芯材料的等效电阻率 ρ 与磁芯工作的磁场强度区间相关。由于 H_{DC} 导致磁芯工作区间变化,进而引起 ρ 的改变,使得涡流损耗发生变化。

2.3 D 对涡流损耗的影响

开关变换器的磁性元件一般工作在非正弦的矩形电压激励下。为了获得稳定的输出电压,开关变换器需要根据输入电压的变化调节占空比。由于磁通密度变化率 dB/dt 的变化,即使磁通密度变化量 B_{pp} 相同,当占空比较小时涡流损耗也会显著增加^[12,18]。

2.4 温度对磁芯损耗的影响

磁芯损耗随温度变化会产生显著的非线性变化。需要注意的是,厂家针对不同的温度应用场合会推出不同的磁芯材料,考虑到实际开关变换器中磁芯的工作条件,一般选择在 100℃ 左右时产生磁损最低的磁芯。

3 Buck 和 Boost 变换器功率电感损耗特征

本文以 Buck 和 Boost 变换器为例,详细讨论基于磁损分离模型和开关变换器电路工作原理的建模方法。在磁性元件设计中,主要关心的是在最恶劣工况条件下的磁损变化趋势,也就是在最大输出电流条件下、占空比变化时的磁损变化趋势。因此本文主要分析开关变换器工作在连续导通模式(CCM)下的磁芯损耗。

为了保证输出电压不变,开关变换器输入电压的变化将会引起 D 和 B_{pp} 的改变,进而引起磁芯损耗的显著变化。

3.1 Buck 变换器工作原理

Buck 变换器主电路如图 2 所示。

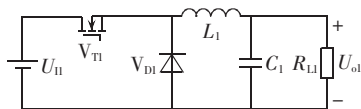


图 2 Buck 变换器主电路

Fig.2 Main circuitry of Buck converter

设定 Buck 变换器工作在 CCM, 在 V_{T1} 导通期间电感正向激磁, 磁通变化量为:

$$B_{pp1}^+ = \frac{U_{II} - U_{OI}}{N_1 A_{e1}} D_1 T_1 \quad (9)$$

其中, N_1 为线圈匝数; A_{e1} 为磁芯截面积。

在 V_{T1} 截止期间电感反向退磁, 磁通变化量为:

$$B_{pp1}^- = \frac{U_{OI}(1-D_1)T_1}{N_1 A_{e1}} \quad (10)$$

输入电压 U_{II} 与输出电压 U_{OI} 的关系为:

$$\frac{U_{OI}}{U_{II}} = D_1 \quad (11)$$

3.2 Buck 变换器磁芯损耗特征

结合式(4)、(9)~(11)可知, Buck 变换器单位体积磁芯中的涡流损耗可表示为:

$$P_{cl}(D_1) = \frac{1}{R_{e1}} \frac{1}{T_1} \left[\int_0^{D_1 T_1} \left(\frac{1}{D_1} - 1 \right)^2 U_{OI}^2 dt + \int_{D_1 T_1}^{T_1} U_{OI}^2 dt \right] = \frac{U_{OI}^2}{R_{e1}} \frac{1-D_1}{D_1} \quad (12)$$

由式(12)可知, 不同占空比条件下涡流损耗 P_{cl}^{rect} 与占空比为 0.5 方波激励下的涡流损耗 P_{cl}^{square} 的关系为:

$$\frac{P_{cl}^{\text{rect}}(D_1)}{P_{cl}^{\text{square}}} = \frac{1-D_1}{D_1} \quad (13)$$

令 $D_1=0.5$ 时涡流损耗为 1, 不同占空比条件下磁芯的涡流损耗变化趋势如图 3 所示。可见, 随着占空比的增大, 涡流损耗显著降低。

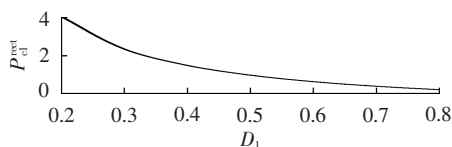


图 3 涡流损耗与 D_1 的关系曲线

Fig.3 Curve of core loss vs. D_1

由式(5)和(13)可知, 正弦波和方波激励下的涡流损耗的关系为:

$$P_{cl}^{\text{rect}}(D_1) = \frac{8}{\pi^2} \frac{1-D_1}{D_1} P_{cl}^{\text{sin}} \quad (14)$$

设定占空比为 0.5 时 B_{pp1} 为 1, 由式(10)可知占空比的变化会引起 B_{pp1} 的变化, 随着占空比的增大磁滞损耗线性下降, 具体如图 4 所示。

由式(1)和(10)可知, 矩形波激励下的磁滞损耗 P_{hl}^{rect} 与占空比为 0.5 方波激励下的磁滞损耗 P_{hl}^{square} 的关系为:

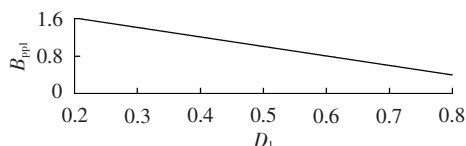


图 4 B_{pp} 与 D_1 的关系曲线

Fig.4 Curve of B_{pp} vs. D_1

关系为:

$$\frac{P_{hl}^{\text{rect}}(D_1)}{P_{hl}^{\text{square}}} = 4(1-D_1)^2 \quad (15)$$

设 $D_1=0.5$ 时磁滞损耗为 1, 磁滞损耗与 D_1 之间的变化趋势如图 5 所示。可见, 磁滞损耗会随着占空比的增加而迅速减小。

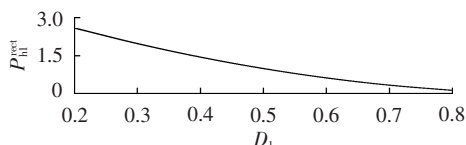


图 5 磁滞损耗与 D_1 的关系曲线

Fig.5 Curve of hysteresis loss vs. D_1

结合式(3)、(14)和(15)可知, 不同占空比条件下 Buck 变换器功率磁芯损耗为:

$$P_{vl}^{\text{rect}}(D_1) = 4(1-D_1)^2 P_{hl}^{\text{sin}} + \frac{8}{\pi^2} \frac{1-D_1}{D_1} P_{cl}^{\text{sin}} \quad (16)$$

4 Boost 变换器磁芯损耗

4.1 Boost 变换器基本原理与工作

Boost 变换器主电路如图 6 所示。

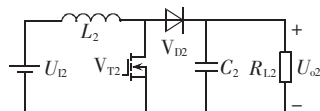


图 6 Boost 变换器主电路

Fig.6 Main circuitry of Boost converter

在 V_{T2} 导通期间电感正向激磁, 磁通变化量为:

$$B_{pp2}^+ = \frac{U_{I2} D_2 T_2}{N_2 A_{e2}} \quad (17)$$

在 V_{T2} 截止期间电感反向退磁, 磁通变化量为:

$$B_{pp2}^- = \frac{(U_{O2} - U_{I2})}{N_2 A_{e2}} (1-D_2) T_2 \quad (18)$$

输入电压 U_{I2} 与输出电压 U_{O2} 的关系为:

$$\frac{U_{O2}}{U_{I2}} = \frac{1}{1-D_2} \quad (19)$$

4.2 Boost 变换器磁芯损耗的典型特征

结合式(4)、(17)~(19)可知, Boost 变换器磁芯中的涡流损耗可以表示为:

$$P_{c2} = \frac{1}{R_{e2}} \frac{1}{T_2} \left[\int_0^{D_2 T_2} (1-D_2)^2 U_{O2}^2 dt + \int_{D_2 T_2}^{T_2} D_2^2 U_{O2}^2 dt \right] = \frac{U_{O2}^2}{R_{e2}} [D_2(1-D_2)] \quad (20)$$

当 Boost 变换器占空比变化时, 涡流损耗 P_{c2}^{rect} 与占空比为 0.5 方波激励下的涡流损耗 P_{c2}^{square} 的关系为:

$$\frac{P_{c2}^{\text{rect}}(D_2)}{P_{c2}^{\text{square}}} = 4D_2(1-D_2) \quad (21)$$

设 $D_2=0.5$ 时涡流损耗为 1,则 D_2 对涡流损耗的影响如图 7 所示。可见, $D_2=0.5$ 时,磁芯的涡流损耗最大;随着 D_2 的增加或减小,涡流损耗都会降低。

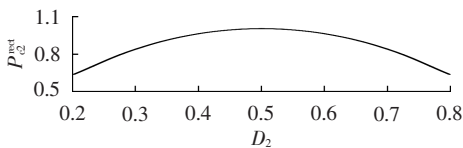


图 7 涡流损耗与 D_2 的关系曲线
Fig.7 Curve of core loss vs. D_2

由式(5)和(21)可知,正弦波和方波激励下的涡流损耗的关系为:

$$P_{c2}^{\text{rect}}(D_2) = \frac{32}{\pi^2} D_2(1-D_2) P_{c2}^{\text{sin}} \quad (22)$$

由式(18)和(19)可知,Boost 变换器中 $B_{\text{pp}2}$ 为:

$$B_{\text{pp}2} = \frac{U_{o2} T_2 [D_2(1-D_2)]}{N_2 A_{e2}} \quad (23)$$

设定 $D_2=0.5$ 时 $B_{\text{pp}2}$ 为 1,则占空比变化引起 $B_{\text{pp}2}$ 变化的具体关系如图 8 所示。

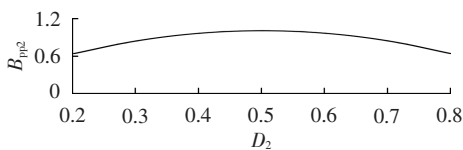


图 8 B_{pp} 与 D_2 的关系曲线
Fig.8 Curve of B_{pp} vs. D_2

由式(1)和(23)可知,矩形波激励下的磁滞损耗 $P_{\text{h}2}^{\text{rect}}$ 与占空比为 0.5 方波激励下的磁滞损耗 $P_{\text{h}2}^{\text{square}}$ 的关系为:

$$\frac{P_{\text{h}2}^{\text{rect}}(D_2)}{P_{\text{h}2}^{\text{square}}} = 16D_2^2(1-D_2)^2 \quad (24)$$

设占空比 $D_2=0.5$ 时磁滞损耗为 1,则不同占空比对磁滞损耗的影响如图 9 所示。

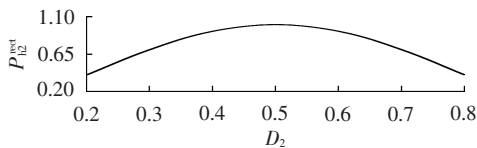


图 9 磁滞损耗与 D_2 的关系曲线
Fig.9 Curve of hysteresis loss vs. D_2

由式(3)、(22)和(24)可知,不同占空比条件下 Boost 变换器功率磁芯损耗为:

$$P_{v2}^{\text{rect}}(D_2) = 16D_2^2(1-D_2)^2 P_{\text{h}2}^{\text{sin}} + \frac{32}{\pi^2} D_2(1-D_2) P_{c2}^{\text{sin}} \quad (25)$$

5 实验验证

磁芯损耗测试平台见图 10。采用 ArbExpress 软件编辑所需的任意激励波形信息,并将波形信息发送给信号发生器 Tektronix AFG3022B,产生相应激

励信号^[19];通过调节功率放大器 Krohn-HITE 7500 的放大倍数,控制磁芯电感两端激励电压的大小,产生所需的磁通密度;直流电源与去耦电感 L_D 串联,在磁芯绕组 N_{31} 上施加直流偏磁。测试磁芯采用双线圈并联绕线方式,功率分析仪 YOKOGAWA WT1800 通过采集 N_{11} 绕组电流和 N_{22} 绕组电压,计算出磁芯损耗。实验中,选取的是 Ferroxcube 公司的 3C90 铁氧体磁环 TX40/24/16,线圈绕组为 $N_{11}:N_{21}:N_{31}=6:6:1$ 。

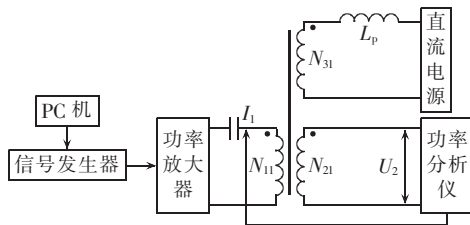


图 10 磁芯损耗测试平台
Fig.10 Testing platform of core losses

设定 Buck 变换器的工作条件如下:开关频率为 100 kHz,直流偏磁为 12.5 A/m,占空比的变化范围为 0.2~0.8。占空比为 0.5 时,磁通密度变化量为 0.16 T。

测量相同磁通密度变化量和直流偏磁时 50 kHz 和 100 kHz 正弦激励下的磁损数据,根据式(9)分离出 100 kHz 时的磁滞损耗分量和涡流损耗分量。表 1 列出了所测得的磁损数据和计算得到的磁损成分分量。

表 1 Buck 变换器功率电感实验结果
Table 1 Experimental results of power inductor in Buck converter

工作频率/kHz	磁芯损耗/W	磁滞损耗/W	涡流损耗/W
50	0.528	0.421	0.107
100	1.270	0.842	0.428

根据表 1 数据和式(16),图 11 给出了不同占空比下 Buck 变换器磁芯损耗预估值与实测值比较结果。可见 Buck 变换器中的磁损随着占空比的增大而显著降低,实验数据与预测值吻合。

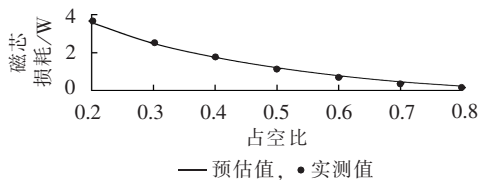


图 11 Buck 变换器磁芯损耗预估值与实测值比较
Fig.11 Comparison between predicted and true data of core losses in Buck converter

设定 Boost 变换器的工作条件如下:开关频率为 100 kHz,直流偏磁为 12.5 A/m,占空比的变化范围为 0.2~0.8。当占空比为 0.5 时,磁通密度变化量为 0.2 T。

同样地,测量相同磁通密度变化量和直流偏磁

时 50 kHz 和 100 kHz 正弦激励磁损数据,根据式(9)分离出磁滞损耗分量和涡流损耗分量。表 2 列出了所测得的磁损数据和计算得到的磁损成分分量。

表 2 Boost 变换器功率电感实验结果

Table 2 Experimental results of power inductor in Boost converter

工作频率/kHz	磁芯损耗/W	磁滞损耗/W	涡流损耗/W
50	0.872	0.699	0.173
100	2.090	1.398	0.692

根据表 2 的数据和式(25),图 12 给出了不同占空比下 Boost 变换器磁芯损耗预估值与实测值比较结果。可见 Boost 变换器在占空比为 0.5 时磁芯损耗最大,随着占空比的增大或减小磁芯损耗显著降低。实验数据与预测结果变化趋势基本吻合。

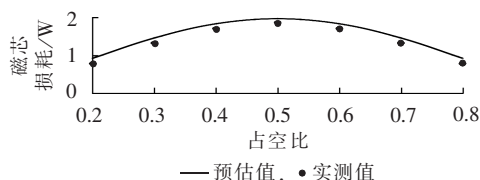


图 12 Boost 变换器磁芯损耗预估值与实测值比较

Fig.12 Comparison between predicted and true data of core losses in Boost converter

6 结论

开关变换器中的功率电感一般工作在带有直流偏置电流的矩形电压波激励条件下。本文以 Buck、Boost 变换器中的功率电感为例,结合磁芯损耗产生的物理机理和电路工作特征,对功率电感磁芯损耗进行建模分析。本文系统地介绍了占空比、直流偏置对磁滞损耗分量和涡流损耗分量的影响,给出了不同工作条件下磁芯损耗的变化规律。整体建模过程总结如下。

a. 确定磁芯的工作条件。如根据输入电压、输出电压确定磁芯工作的占空比范围;根据最大输出电流确定直流偏置条件;计算占空比为 0.5 时的 B_{pp} 。

b. 测量正弦磁损数据。根据步骤 a 所确定的 f 、 I_{dc} 和 B_{pp} 条件下的正弦损耗数据,分离出相应的磁滞损耗分量和涡流损耗分量。

c. 预估工作区间内的磁损。根据步骤 b 所确定的磁损分量,结合 Buck 和 Boost 变换器电路工作特征确定占空比变化时的磁损变化趋势。

上述模型简单实用,且实验表明所提出的磁损分析模型能够满足工程应用精度。同时,本文中所提的磁损建模思路同样可适用于任意开关变换器拓扑,建模方法具有一般性。

参考文献:

[1] 叶曙光,胡蕊,刘钊,等. 基于 LCL 滤波器的双向储能变流器研

究[J]. 电力自动化设备,2014,34(7):88-92.

YE Shuguang,HU Rui,LIU Zhao,et al. Bi-directional power conversion system based on LCL filter[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(7):88-92.

[2] 叶建盈,陈为,汪晶慧. PWM 波及直流偏励磁下磁芯损耗模型研究[J]. 中国电机工程学报,2015,35(10):2601-2606.

YE Jianying,CHEN Wei,WANG Jinghui. Research on the core loss model under PWM wave and DC bias excitations[J]. Proceedings of the CSEE,2015,35(10):2601-2606.

[3] 曹林,何金良,张波. 直流偏磁状态下电力变压器铁心动态磁滞损耗模型及验证[J]. 中国电机工程学报,2008,28(24):141-146. CAO Lin,HE Jinliang,ZHANG Bo. Dynamic hysteresis loss model of power transformer under DC current biasing and its verification[J]. Proceedings of the CSEE,2008,28(24):141-146.

[4] 龚宇,崔巍,章跃进. 考虑局部磁滞损耗的复合电机铁损耗计算[J]. 中国电机工程学报,2014,34(30):5396-5400.

GONG Yu,CUI Wei,ZHANG Yuejin. Iron loss calculation of compound motors considering minor hysteresis losses[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(30):5396-5400.

[5] 张艳丽,李玉梅,刘洋,等. 考虑不同磁特性模型的感应电机铁心损耗分析[J]. 中国电机工程学报,2013,33(27):120-126.

ZHANG Yanli,LI Yumei,LIU Yang,et al. Analysis of core losses in induction motors considering different magnetic property models[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(27):120-126.

[6] 夏向阳,孔祥霖,帅智康,等. 基于磁集成结构 DC-DC 变换器的超级电容储能系统[J]. 电力自动化设备,2014,34(11):95-99.

XIA Xiangyang,KONG Xiangji,SHUAI Zhikang,et al. Supercapacitor energy storage system based on DC-DC converter[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(11):95-99.

[7] MUHLETHALER J,BIELA J,KOLAR J W,et al. Core losses under the DC bias condition based on Steinmetz parameters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2012,27(2):953-963.

[8] MUHLETHALER J,BIELA J,KOLAR J W,et al. Improved core-loss calculation for magnetic components employed in power electronic systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012,27(2):964-973.

[9] MAYERGOYZ I D,FRIEMAN G. Generalized preisach model of hysteresis(invited)[J]. IEEE Transactions on Magnetics,1988,24 (1):212-217.

[10] BERTOTTI G. General properties of power loss in soft magnetic material[J]. IEEE Transactions on Magnetics,1988,24(1): 621-630.

[11] ROSHEN W A. Ferrite core loss for power magnetic components design[J]. IEEE Transactions on Magnetics,1991,27(6): 4407-4415.

[12] ROSHEN W A. A practical,accurate and very general core loss model for nonsinusoidal waveforms[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2007,22(1):30-40.

[13] SASAKI Y,MATSUKI T. Hysteresis loss in Mn-Zn ferrites[J]. IEEE Transactions on Magnetics,1986,22(5):623-625.

[14] SEIICHI Y,ETSUO O,TSUTOMU O. AC resistivity of Mn-Zn ferrites[C]//IEEE Intelec Conference Record. Kyoto,Japan: IEEE,1991:703-708.

[15] LIN D,ZHOU P,FU W N,et al. A dynamic core loss model for soft ferromagnetic and power ferrite materials in transient finite element analysis[J]. IEEE Transactions on Magnetics,2004,40 (2):1318-1321.

- [16] 周岩,杨长业. 高频铁氧体功率损耗分离方法及其应用[J]. 磁性材料及器件,2013,44(6):50-54.
ZHOU Yan,YANG Changye. Separation of high frequency ferrite core power loss and its application[J]. Journal of Magnetic Materials and Devices,2013,44(6):50-54.
- [17] ZHOU Yan,SUN Aiming. A simplified ferrite core loss separation model for switched mode power converter[J]. IET Power Electronics,2016,9(3):529-535.
- [18] 周岩. 高频矩形波激励下磁芯损耗的研究[J]. 电力自动化设备,2013,33(1):91-95.
ZHOU Yan. Magnetic core loss excited by high-frequency rectangle waveform[J]. Electric Power Automation Equipment, 2013,33(1):91-95.
- [19] 周岩,孙爱鸣,张俊波,等. 基于 ArbExpress 软件的开关变换器典型激励波形生成方法研究[J]. 电测与仪表,2016,53(5):11-15.
ZHOU Yan,SUN Aimin,ZHANG Junbo,et al. The research on

how to generate typical excitation waveforms based on ArbExpress in the switching converter[J]. Electrical Measurement & Instrumentation,2016,53(5):11-15.

- [20] ZHOU Yan,CHEN Qimi. Predicting core losses under the DC bias based on the separation model[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,2017,5(2):833-840.

作者简介:



周 岩(1980—),男,江苏泰兴人,副教授,博士,研究方向为功率磁损建模及测试、无线电能传输技术、高频开关变换器设计(E-mail:zhouyan@njupt.edu.cn)。

Modeling and application of core losses for power inductor in switching converter

ZHOU Yan,ZHANG Junbo,CHEN Qimi

(College of Automation,Nanjing University of Posts and Telecommunications,Nanjing 210023,China)

Abstract: According to the theory of the core loss separation model and the operating characteristics of switching converter circuit,a simplified calculation model for core losses in power inductors is proposed,in which Buck and Boost converters are taken as examples. The characteristics of core losses in the Buck and Boost converters can be predicted in different duty cycles by using only core loss data under the sinusoidal excitation without relying on any magnetic material coefficients. The proposed model can effectively reflect the effects of different factors on the core losses,and the correctness of the model is verified by the experimental data.

Key words: Buck converter; Boost converter; power inductor; core losses; DC bias; model buildings

(上接第 131 页 continued from page 131)

Principle of adaptive zero-sequence current protection and implementation of its device for feeder of low resistance grounding system

YU Lei¹,GUO Xiaobin¹,HAN Bowen²,LEI Jinyong¹,TIAN Bing¹,BAI Hao¹,LI Haifeng²,WANG Gang²

(1. Electric Power Research Institute of CSG,Guangzhou 510080,China;

2. School of Electric Power,South China University of Technology,Guangzhou 510641,China)

Abstract: When in-phase grounding fault occurs in multi-circuit lines,the zero-sequence current would significantly decrease compared with that during single line grounding fault,which may cause zero-sequence current relay protection to function improperly and expand the fault range. Therefore,the SPGF(Single Phase Grounding Fault) mechanism of multi-circuit lines in low resistance grounding system is analyzed,and the relationship between feeder zero-sequence current during both multi-circuit line and single-circuit line SPGF is deduced,based on which,a novel adaptive zero-sequence current protection scheme is proposed,i.e. the zero-sequence current during SPGF occurs in multi-circuit lines can be compensated to zero-sequence current during single-circuit line SPGF according to the bus voltage in real time. The protection device based on the proposed scheme is developed. The proposed scheme and the protection device are verified via PSCAD/EMTDC and RTDS,the results show that the proposed scheme has high sensitivity during complex SPGF occurs in multi-circuit line,and the compensation accuracy is not affected by transition resistance and fault location. The proposed scheme can easily be implemented and has economic and high engineering application value since it only needs to add the bus voltage information on the basis of the existing zero-sequence current protection scheme.

Key words: low resistance grounding system; zero-sequence current; complex grounding fault; failure analysis; adaptive protection; relay protection; RTDS test