

doi: 10.3969/j.issn.1007-290X.2012.11.019

半桥 LLC 型谐振变换器的高频变压器设计

赵慧超, 张青利, 刘洪昌, 颜湘武

(华北电力大学 电气与电子工程学院, 河北 保定 071000)

摘要: 高频变压器作为半桥 LLC 型谐振变换器的核心组件, 其设计将影响开关电源的损耗、输出电压的稳定性及发热量等。针对 5 kW 高频变压器的设计, 介绍了高频变压器磁芯选型原则, 采用面积乘法(area product, AP)确定了绕组导线型号和磁芯类型, 通过进一步优化计算得到了绕组匝数、变压器损耗及其他相关参数。最终确定的高频变压器参数为: 原副边侧绕组导线为 18 号导线, 磁芯型号为 EE-100, 变压器变比为 0.7375, 原副边匝数分别为 59 和 80 匝, 变压器损耗为 16.187 W。

关键词: LLC 半桥谐振变换器; 高频变压器; AP 法; 优化设计; 损耗分析

中图分类号: TK323

文献标志码: A

文章编号: 1007-290X(2012)11-0087-05

High Frequency Transformer Design for Half Bridge LLC Type Resonant Converter

ZHAO Huichao, ZHANG Qingli, LIU Hongchang, YAN Xiangwu

(Electric and Electronic Engineering College of North China Electric Power University, Baoding, Hebei 071000, China)

Abstract: As a key component of half bridge LLC resonant converter, high frequency transformer design may affect loss, stability of output voltage and heat value of switch power supply. Therefore, this paper aims at design for 5 kW high frequency transformer, introduces type selection principles for high frequency transformer cores and takes area product method to determine types of winding wires and cores. By further optimization calculation it gets numbers of windings, transformer loss and other relevant parameters. Final high frequency transformer parameters include that type of former vice side winding wire is No. 18, type of core is EE-100, transformer ratio is 0.7375, former vice side winding numbers are 59 and 80 respectively and transformer loss is 16.187 W.

Key words: LLC half bridge resonant converter; high frequency transformer; AP method; optimization design; loss analysis

随着开关电源技术的不断发展, 电源装置向小型化、轻量化方向发展, 电源的开关频率也逐渐高频化, 但在传统硬开关方式下将使开关损耗增加, 影响效率。软开关技术的出现则在一定程度上缓解了这种矛盾^[1]。半桥 LLC 型谐振变换器以其结构简单, 效率高、功率密度大、体积小, 重量轻, 控制精度高等诸多优点在通信电源领域备受关注, 广泛应用于航天, 电子, 通信, 电动汽车充电站等领域。近年来随着电动汽车的崛起与发展, 开关电源在电动汽车充电站方面得到了十足的发展与推广。在实际应用中, 开关电源的核心器件高频变压器的

设计和制作尤为重要, 因为高频变压器的设计不合理或者制作工艺的不足等问题致使开关电源损耗过大, 输出电压不稳定, 发热量过大, 甚至导致开关电源损坏等情况频繁出现。因此, 开关电源变压器的设计与制作是制作开关电源的重要环节之一。

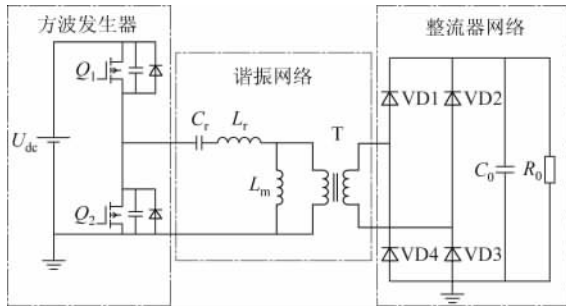
本文首先介绍了半桥 LLC 型谐振变换器的拓扑结构, 然后详细分析了半桥 LLC 型谐振变换器的高频变压器的设计过程, 采用 AP 法针对 5 kW 高频变压器进行理论计算与优化设计。

1 半桥 LLC 型谐振变换器的拓扑结构

半桥 LLC 型谐振变换器的主电路结构如图 1 所示。半桥 LLC 型谐振变换器一般包括三部分:

收稿日期: 2012-05-24

方波产生电路、谐振网络和输出电路^[2]。



U_{dc} 为直流电源； Q_1 、 Q_2 为两个功率原边谐振开关管 (metal oxide semiconductor field effect transistor, MOSFET)，占空比均为 0.5； C_r 为谐振电容； L_r 为谐振电感； L_m 为励磁电感； T 为理想高频变压器； $VD1$ — $VD4$ 为全桥整流二极管； C_o 为输出电容； R_o 为负载。

图 1 半桥 LLC 谐振变换器的主电路结构

电路中， Q_1 和 Q_2 采用固定死区的互补调频控制方式来进行控制，图 1 中分别给出了 Q_1 和 Q_2 的体二极管和寄生电容。

方波产生电路可以是半桥或全桥结构 (根据功率需求选择)。通过高低端开关管的交替导通，将直流输入转换为方波。为防止它们同时导通，半桥 LLC 型谐振控制器普遍会在高低端开关管的驱动信号之间插入固定或可调的死区时间。半桥 LLC 型谐振变换器的谐振网络由三个谐振原件构成，分别为谐振电容 C_r ，谐振电感 L_r 和励磁电感 L_m 。

方波馈入谐振网络后，电流波形和电压波形将产生相位差。开关损耗为流过开关管的电流与其源漏极两端的电压乘积。由于 Q_1 和 Q_2 在电流流过体二极管时开启，开启电压很低，所以损耗很小。半桥 LLC 型谐振变换器电路有两个谐振频率，一个是 L_r 和 C_r 的谐振频率，一个是 L_m 加上 L_r 与 C_r 的谐振频率^[3]，即：

$$f_{r1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (1)$$

$$f_{r2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_r + L_m) \cdot C_r}} \quad (2)$$

2 高频变压器的设计要求

2.1 变压器的设计要求

本文的高频变压器设计要求变压器原边侧的逆变电路为半桥转换电路，变压器副边侧的整流电路

为全桥整流电路。具体参数要求如下：原边直流输入电压： $U_{max} = 590 \text{ V}$ ， $U_{min} = 436 \text{ V}$ ；副边直流输出电压 $U_o = 400 \text{ V}$ ，直流输出电流 $I_o = 12.5 \text{ A}$ ；谐振频率 35 kHz。

2.2 高频变压器磁芯材料的选定

在对高频变压器的磁芯材料进行选择时，一定要考虑到以下几个方面：

a) 所选的磁芯材料能否满足所设计的高频变压器的各项已定性指标和设计要求，主要包括变压器的输入输出功率、变压器的工作频率、变压器磁芯的工作磁通密度、温度等方面的指标和要求。

b) 所选择磁芯材料能否最大限度的减小所设计的高频变压器的质量和体积。

c) 所选择磁芯材料在价格方面能否满足给定的设计预算要求。

当所设计的高频变压器的工作频率在 10~100 kHz 范围内时，较为常用的用于制作高频变压器磁芯的软磁材料主要有铁氧体材料和非晶、纳米晶材料两大类。铁氧体材料由于具有饱和磁通密度低，磁导率低，居里温度低，温度依赖特性较强的缺点，所以并不适用于功率较大和工作磁通较高的情况下使用。虽然铁氧体材料在使用中有这样的局限性，但它也具有中高频损耗低，成本低，价格便宜等优势，并且铁氧体材料可以被加工成各种形状的磁芯，从而使设计者可以很方便的设计出各种样式的变压器，用以适应不同的应用场合。而 20 世纪 80 年代末期发展起来的非晶、纳米晶材料，具有优良的综合磁性能，并集硅钢、坡莫合金、铁氧体等材料的优点于一身，但是非晶、纳米晶磁芯与铁氧体磁芯相比，虽然在性能上很有优势，但是其价格昂贵，并且不易做成任何形状，通常形状是环状封闭式，形状很单一。

在本次高频变压器的设计中，经过综合分析，选择锰锌铁氧体作为变压器磁芯的磁芯材料。锰锌铁氧体的饱和磁通密度 B_s 为 0.3~0.5 T，剩余磁通密度 $B_r = 0.1 \text{ T}$ ，所以选择锰锌铁氧体正常工作磁通密度 $B_w = 0.15 \text{ T}$ ，以便后面的分析和计算。

2.3 高频变压器磁芯结构的选取

在高频变压器的设计中，对高频变压器磁芯的磁芯结构进行选取时需要考虑的因素主要有：

- 所选磁芯结构能否降低高频变压器的漏感。
- 所选磁芯结构能否增加绕组线圈的散热面

积。

c) 所选磁芯结构是否有利于屏蔽。

d) 所选磁芯结构是否便于绕组线圈的绕线和装配接线。

上述的几点因素彼此间相互制约, 它们无法在同一种磁芯结构下同时满足。

常用的磁芯结构有 EI 形、EE 形、EER 形、Q 型(罐形)、PQ 形等。

EI 形和 EE 形铁氧体磁芯的优点是: 窗口大, 散热好, 结果规则, 便于组合使用, 制造工艺简单成熟, 便于引出接线, 成本较低; 缺点则是磁芯中间柱截面为方形, 这给绕组线圈的绕制带来了麻烦, 同时电磁屏蔽性能差、干扰大。

EER 形(EC 形)铁氧体磁芯的优点是: 窗口大, 散热好, 漏感小, 磁芯的中间柱截面为圆形, 绕组线圈的绕线方便且匝数少, 同时绕线长度比方形截面缩短了 11%, 从而降低了绕组线圈的铜损。EER 形(EC 形)铁氧体磁芯较适合在高频段下使用。

Q 型(罐形)铁氧体磁芯的优点是: 结合面大, 屏蔽效果好, 单位空间电感值高, 漏感及分布电容小, 且有中心孔, 安装方便; 但缺口小, 引出接线不便。

PQ 形磁芯比 Q 型磁芯开的缺口大, 引出接线更为方便, 而且磁芯背面的散热面积较大。相比较而言, PQ 形磁芯是高频开关电源变压器所用磁芯的磁芯结构中, 性能最佳的一种。

综合考虑各种磁芯的优缺点, 在本次变压器制作中选用 EE 形结构。

3 高频变压器的设计过程

面积乘积法(area product, AP)是常用的高频逆变变压器磁芯类型的选择方法。AP 法是先求出磁芯窗口面积 A_w 和磁芯有效截面积 A_e 的乘积 A_p (磁芯面积乘积), 然后根据求出的 A_p 值, 查表找出所需磁芯类型的编号。

3.1 高频变压器原、副边侧绕组导线型号的选取

设计的半桥 LLC 型谐振变换器的参数设置如下: $C_r = 775 \text{ nF}$, $L_r = 26.7 \text{ } \mu\text{H}$, $L_m = 106.8 \text{ } \mu\text{H}$, 由此可知 $f_{r2} = 15.7 \text{ kHz}$, $f_{r1} = 35 \text{ kHz}$ 。欲设计的高频变压器的最小工作频率 $f_{\min} = 15.7 \text{ kHz}$, 根据最小工作频率 f_{\min} 选择导线, 则以厘米为单位的趋

肤深度^[4]

$$\epsilon = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad (3)$$

式中: ρ 为导线的电导率; μ 为导线材料的磁导率。经计算 $\epsilon = 0.0528 \text{ cm}$ 。

则欲选变压器原、副边侧绕组导线的直径 D_{AWG} (AWG 为美国线规 American Wire Gauge 的缩写)为两倍的趋肤深度, 即 $D_{\text{AWG}} = 0.1056 \text{ cm}$, 则欲选定的变压器原、副边侧绕组导线的裸面积为 $A_w = 0.008754 \text{ cm}^2$ 。与 AWG 导线表比照, 可以看到的看到, 18 号导线的裸面积 $A_{18} = 0.00828 \text{ cm}^2$, 是裸面积最为接近的导线, 所以本次设计中变压器原副边侧绕组的导线选择 18 号导线。

3.2 高频变压器磁芯类型的选定

3.2.1 变压器总的视在功率 P_s 的计算

由于变压器副边侧采用全桥整流电路, 因此变压器副边的总的视在功率 P_{s1} ^[5]为

$$P_{s1} = P_o = I_s \cdot (U_o + U_D) \quad (4)$$

式中: U_D 为变压器副边侧整流二极管的正向导通压降; I_s 为副边侧电路电流; P_o 为输出功率。则 $P_{s1} = 5.025 \text{ W}$ 。

由于变压器原边侧采用半桥转换电路, 则变压器原边侧总的视在功率 P_{s2} 等于变压器原边侧的输入功率 P_{in} , 即

$$P_{s2} = P_{in} = \frac{P_o}{\eta} \quad (5)$$

式中, η 为变压器转换效率, $\eta = 0.98$ 。则 $P_{s2} = 5.12755 \text{ W}$ 。则变压器总的视在功率 $P_s = P_{s1} + P_{s2} = 10.15255 \text{ W}$ 。

3.2.2 变压器磁芯面面积 A_p 的计算

锰锌铁氧体磁芯属于铁粉磁芯范畴, 通过查阅相关资料铁粉磁芯在温升 25° 时, 电流密度比例系数 $K_j = 403$, 常数 $X = -0.125$ (由所用磁芯确定); 由于变压器原边侧的输入电压波形为方波, 则波形系数 $K_f = 4$ (有效值与平均值之比, 正弦波时为 4.44, 方波时为 4)。

由前面的计算分析可知, 变压器原、副边侧绕组导线采用 18 号导线, 而 18 号导线的导线裸面积 (0.008228 cm^2) 与导线总面积 (0.009326 cm^2) 之比为 0.88, 即 $S_1 = 0.88$; 当采用一个小的带骨架的铁氧体磁芯时, 导线的填充系数 S_2 (n 为匝绕线面积与可用窗口面积之比)取 0.61, 窗口有效系数

S_3 (可用窗口面积与窗口面积之比) 的值接近 0.6; 窗口的绝缘系数 S_4 (可用窗口面积与可用窗口面积加绕组绝缘面积和之比) 通常取 1。则变压器磁芯的窗口使用系数^[6] $K_u = S_1 S_2 S_3 S_4 = 0.322 08$ 。则

$$A_p = \left(\frac{P_s \times 10^4}{B_w f_{\min} K_j K_f K_u} \right)^{\frac{1}{1.7}} \quad (6)$$

经计算, $A_p = 154 \text{ cm}^4$ 。最终通过查阅一些知名磁芯制造厂家给出的锰锌铁氧体磁芯方面的资料, 选择一个面面积值与求出的面面积值相近的 EE 型锰锌铁氧体磁芯:

磁芯型号为 EE-100; 制造商为 IFcores; 磁芯的有效截面积 A_e 为 7.84 cm^2 ; 磁芯的窗口面积 A_w 为 20.24 cm^2 ; 磁芯的面面积 A_p 为 158.682 cm^4 ; 磁芯的表面面积 A_t 为 507.52 cm^2 ; 平均匝长 L 为 18.11 cm 。

4 高频变压器其他相关参数的计算

4.1 变压器原边侧绕组匝数 N_p 及有关参数

由于变压器原边侧采用半桥转换电路, 则

$$U_p = U_{\text{in}} \quad (7)$$

式中: U_p 为变压器原边电压; U_{in} 为输入电压。

根据以公制单位表示的法拉第定律^[7], 则

$$N_p = \frac{U_p \times 10^4}{K_f B_w f_{\min} A_c} = 59 \quad (8)$$

变压器原边侧直流电压的最小值 U_{\min} 作为式 (15) 中 U_p 的值, 是为了保证在输入电压最小的情况下, 变压器副边侧仍可以维持输出电压 400 V 。

变压器原、副边绕组中流过每匝绕组的电流密度^[8]

$$J = \frac{P_s \times 10^4}{K_f K_u B_w f_{\min} A_p} = 210.88 \text{ A/cm}^2 \quad (9)$$

变压器原边侧的输入电流

$$I_{\text{in}} = \frac{P_o}{U_{\text{in}} \eta} = 11.76 \text{ A} \quad (10)$$

变压器原边侧每匝绕组总的导线裸面积

$$A_{\text{wp(B)}} = \frac{I_{\text{in}}}{J} = 0.0558 \text{ cm}^2 \quad (11)$$

变压器原边侧每匝绕组多股导线的股数

$$S_{\text{np}} = \frac{A_{\text{wp(B)}}}{A_{18}} = 6.8 \approx 7 \quad (12)$$

变压器原边侧每匝绕组每厘米的电阻

$$R_{\text{newp}} = \frac{R_{18}}{S_{\text{np}}} = 29.93 \mu\Omega \quad (13)$$

式中, R_{18} 为 18 号导线每厘米的总电阻, $R_{18} = 209.5 \Omega$ 。

变压器原边侧绕组的总电阻^[9]

$$R_p = LN_p R_{\text{newp}} \times 10^6 = 0.032 \Omega \quad (14)$$

变压器原边侧绕组的铜损

$$P_{\text{Cup}} = I_p^2 R_p = 4.43 \text{ W} \quad (15)$$

4.2 变压器副边侧绕组的匝数 N_s , 并联股数及铜损耗

当开关频率工作在谐振点时, 谐振变换器谐振槽路的增益 M 为 1, 并且与负载无关。为使变换器工作在 f_{r2} 和 f_{r1} 之间, 通常将最高输入电压时工作频率固定在串联谐振频率 f_{r1} 上。当输出电压 U_o 为 400 V , 输入电压为最高输入电压 U_{\max} 时, 直流增益最小, 且谐振槽路增益 $M=1$, 所以,

$$G_{\text{dc(min)}} = \frac{U_o}{U_{\max}} = \frac{1}{2n} M = \frac{400}{590} \quad (16)$$

式中: $G_{\text{dc(min)}}$ 为最小直流增益; n 为变压器变比,

解得 $n=0.7375$ 。所以, 变压器副边侧绕组的匝数 N_s 为

$$N_s = \frac{N_p}{n} = 80 \quad (17)$$

变压器副边侧每匝绕组总的导线裸面积

$$A_{\text{ws(B)}} = \frac{I_o}{J} = 0.0593 \text{ cm}^2 \quad (18)$$

变压器副边侧每匝绕组多股导线的股数

$$S_{\text{ns}} = \frac{A_{\text{ws(B)}}}{A_{18}} = 7.2 \approx 7 \quad (19)$$

变压器副边侧每匝绕组每厘米电阻

$$R_{\text{news}} = \frac{R_{18}}{S_{\text{ns}}} = 29.93 \mu\Omega \quad (20)$$

变压器副边侧绕组的总电阻

$$R_s = LN_s R_{\text{news}} \times 10^6 = 0.0434 \Omega \quad (21)$$

变压器副边侧绕组的铜损

$$P_{\text{Cus}} = I_o^2 R_s = 6.775 \text{ W} \quad (22)$$

4.3 变压器总的损耗

变压器原边侧绕组和副边侧绕组的总铜损 $P_{\text{Cu}} =$

$$P_{\text{Cup}} + P_{\text{Cus}} = 11.205 \text{ W}。$$

磁芯损失

$$P_{\text{Fe}} = k f_{\min}^{(m)} B_w^{(n)} (W_{\text{tFe}} \times 10^{-3}) = 4.982 \text{ W} \quad (23)$$

式中: k 、 m 、 n 三个系数的值来源于本设计实例中所选磁芯的磁芯制造商 IFcores 公司所提供的磁芯材料性能参数的相关资料; W_{tFe} 为铁磁芯质量。

因此总损耗 $P_{\Sigma} = P_{Cu} + P_{Fe} = 16.187 \text{ W}$ 。

5 结论

本文采用 AP 法针对半桥 LLC 型谐振变换器的 5 kW 大功率高频变压器进行计算与设计, 最终确定了磁芯的材料结构及相关参数。通过软件对高频变压器各项参数优化处理, 确定磁芯的型号为: EE-100。为了减小变压器的漏感, 变压器线圈导线的绕制方式确定为“三明治”绕制方法。变压器的主要性能参数为: 工作磁通 B_m 为 0.15 T, 原边匝数 59 匝, 副边匝数 80 匝, 损耗为 16.187 W。

参考文献:

- [1] 刘震, 孙永魁, 耿海. 基于输出电压可调的 LLC 谐振变换器的设计与优化[J]. 真空电子技术, 2010(3): 49-52.
LIU Zhen, SUN Yongkui, GENG Hai. Optimization and Design of LLC Resonant Converter with Variable Output Voltage[J]. Vacuum Electronics, 2010(3): 49-52.
- [2] HANGSEOK C. Design Consideration of Half Bridge LLC Resonant Converter[J]. Journal of Power Electronics, 2007 (1): 13-20.
- [3] 江雪, 龚春英. LLC 半桥谐振变换器参数设计法的比较与优化[J]. 电力电子技术, 2009, 43(11): 6-11.
JIANG Xue, GONG Chunying. Comparison and Optimization for LLC Half-bridge Resonant Converter Parameter Design [J]. Power Electronics, 2009, 43(11): 6-11.
- [4] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2004.
ZHANG Zhansong, CAI Xuansan. Principle and Design for Switch Power Supply [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2004.
- [5] 刘胜利. 高频开关电源实用新技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003.
LIU Shengli. Practical New Technology for High Frequency Switch Power Supply [M]. Beijing: China Machine Press, 2003.
- [6] 周志敏, 周纪海, 纪爱华. 非晶/纳米晶软磁材料及其应用[M]. 北京: 中国电力出版社, 2005.
ZHOU Zhimin, ZHOU Jihai, JI Aihua. Amorphous/Nanocrystalline Soft Magnetic Material and Its Application [M]. Beijing: China Electric Power Press, 2005.
- [7] 纪松, 钱坤明, 张延松, 等. 高功率密度 LLC 谐振变换器的研究[J]. 兵器材料科学与工程, 2005, 28(5): 51-55.
JI Song, QIAN Kunming, ZHANG Yansong, et al. Amorphous/Nanocrystalline Soft Magnetic Materials and Their Applications[J]. Ordnance Material Science And Engineering, 2005, 28(5): 51-55.
- [8] 麦克莱曼. 变压器与电感器设计手册[M], 龚绍文, 译. 北京: 中国电力出版社, 2009.
LYMAN M. Transformer and Inductor Design Manual[M]. GONG Shaowen, Tran. Beijing: China Electric Power Press, 2009.
- [9] 姬海宁, 兰中文, 张怀武. 高频开关电源变压器的设计方法[J]. 磁性材料及器件, 2004, 35(2): 31-35.
JI Haining, LAN Zhongwen, ZHANG Huaiwu. Design Methods of Transformers in High Frequency Switch Mode Power Supply[J]. J Magn Mater Devices, 2004, 35(2): 31-35.
- [10] 李斌, 于绚, 薄志谦, 等. 含分布式电源的闭环配电网保护方案[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(7): 79-84.
LI Bin, YU Xuan, BO Zhiqian, et al. Investigation of Protection Schemes for Closed Loop Distribution Network with Distributed Generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(7): 79-84.
- [11] 林霞, 陆于平, 王联合. 分布式发电条件下的新型电流保护方案[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(20): 50-56.
LIN Xia, LU Yuping, WANG Lianhe. New Current Protection Scheme Considering Distributed Generation Impact[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(20): 50-56.
- [12] 张青杰, 陆于平. 基于故障相关区域自适应划分的分布式保护新原理[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(7): 39-43.
ZHANG Qingjie, LU Yuping. A New Distributed Protection Principle Based on Adaptive Division for Relevant Fault Area[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(7): 39-43.
- [13] IEEE 1547: 2003, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems[S].

作者简介: 赵慧超(1986), 男, 河北邯郸人。在读研究生, 研究方向为电力电子技术和新能源。

(编辑 王朋)

(上接第 35 页)

tection Scheme for Distribution Systems with High Penetration of Distributed Generation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2004, 1(19): 56-63.

- [10] 李斌, 于绚, 薄志谦, 等. 含分布式电源的闭环配电网保护方案[J]. 电力系统自动化, 2010, 34(7): 79-84.
LI Bin, YU Xuan, BO Zhiqian, et al. Investigation of Protection Schemes for Closed Loop Distribution Network with Distributed Generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2010, 34(7): 79-84.
- [11] 林霞, 陆于平, 王联合. 分布式发电条件下的新型电流保护方案[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(20): 50-56.
LIN Xia, LU Yuping, WANG Lianhe. New Current Protection Scheme Considering Distributed Generation Impact[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(20): 50-

作者简介: 张健(1985), 男, 安徽安庆人。助理工程师, 工学硕士, 主要从事分布式发电系统保护与运行的研究工作。

(编辑 钟美玲)