文章编号: 1009-3664(2008) 02-0074-04 设计应用

SABER 仿真在 LLC 谐振变换器开发与设计中的应用

黄志武, 秦 惠
(中南大学控制工程系, 湖南 长沙 410075)

摘要: 分析 LLC 谐振变换器的工作原理, 提出了一种利用计算机仿真软件 SABER 辅助设计 LLC 谐振变换器的方法, 并用该方法设计了一款为电力机车上的仪器仪表供电的 LLC 变换器, 通过实验验证了该方法的准确性。

关键词: 开关电源; LLC 谐振变换器; 仿真; SABER 软件
中图分类号: TN86, TN712 文献标识码: A

Application of SABER in Designing LLC Resonant Converter

HUANG Zhi-wu, QIN Hui
(Central Southern University, Changsha 410075, China)

Abstract: This paper analyzes the theory of LLC resonant DC-DC converter that takes the half-bridge as the main circuit. It also proposes a method that using SABER software in designing LLC resonant converter. With this method, a LLC DC-DC converter which is used to supply power for electronic device on train has been designed. Experimental results testify the method.

Key words: switching power, LLC resonant converter, simulation, SABER

0 引 言

近几年来两电感一电容谐振变换器结构(简称为 LLC) 由于其简单、高效、宽范围输入、软开关等优点引起众多专家学者的重视, 发展了一系列相关技术[2, 4, 7]。由于 LLC 谐振变换器要设置的参数比较多, 有谐振电感 Lr, 谐振电容 Cr, 励磁电感 Lm, 参数选择的自由度高, 使得该类变换器的设计和调试工作变得非常复杂而耗时。

市面的仿真软件非常多, 而且功能都非常强大, 如 Matlab, Pspice 等, 另一仿真软件 SABER 与其他电路仿真软件相比, 其具有更丰富的元件库和更精确的仿真描述能力, 仿真真实性更好[1]。加之其在国内不断推广, 特别是在电源领域的先天优势, 借助其强大的仿真功能既可以节省人力, 也能够缩短电源产品的上市时间。文献[2]利用 SIMPLIS 仿真工具进行 LLC 电路的仿真分析和参数的优化设计, 但是目前 SIMPLIS 软件在国内推广不够。Pspice 软件在 LLC 方面的仿真得到了大量应用, 但是电力电子方面的模型不如 SABER 丰富, 其收敛性能也不如 SABER[3], 给仿真带来了非常多的不便。目前, 用 SABER 软件设计 LLC 谐振变换器的仿真分析尚不多见, 基于此, 提出一种用 SABER 仿真软件辅助设计 LLC 电路的方法。

收稿日期: 2007-11-16
作者简介: 黄志武(1966-), 男, 湖南人, 硕士生导师, 教授, 主要研究方向: 智能控制技术及应用, 电力机车传动与控制。
秦惠(1981-), 男, 湖南人, 硕士研究生, 主要研究方向: 智能控制技术与应用, 电力机车传动与控制。

1 LLC 谐振变换器的基本工作原理

图 1 示出 LLC 半桥谐振变流器的拓扑。初级为半桥结构[2], 谐振电感 Lr、谐振电容 Cr 和变压器励磁电感 Lm 组成谐振电路。次级由整流二极管 D_1, D_2 和输出滤波电容 C_3 组成。该变流器采用变频控制(PFM), 有两个谐振点, Lr, Cr 的串联谐振频率为:

$$f_r = 1/(2\pi\sqrt{LrCr})$$

当谐振网络由 Lm, Lr 和 Cr 组成, 其串联谐振频率为:

$$f_o = 1/2\pi\sqrt{(Lr+Lm)Cr}$$

令 f_s 是变换器的工作频率。

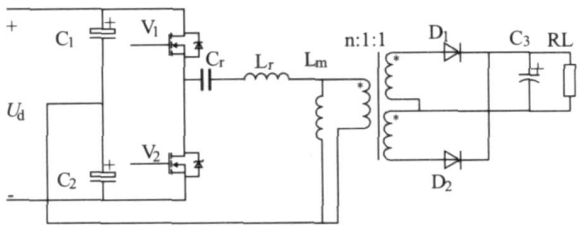


图 1 LLC 谐振变换器原理图

对于一般的谐振变换器电路, 如串联谐振(SRC)和并联谐振(PRC), 都希望电路工作在谐振频率上获得最大的效率。当电路工作频率小于谐振频率时, 电路将工作在零电流开关(ZCS)的状态, 不适合 MOS 管的工作。为了保证开关管总是工作在零电压开关(ZVS)状态, 在设计变换器的时候要留有足够的余量。因此, 这样的谐振电路一般都不能够工作在最佳的谐振状态。对于 LLC 谐振变换器电路, 当工作频率大于谐振频率时,

© 1994-2013 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

LLC 电路的工作状态和串联谐振(SRC) 相似; 当工作频率在两个谐振频率之间时, 即 $f_o < f_s < f_r$, 该种电路出现了其他的谐振电路都没有的工作状态。不管工作频率比谐振频率高还是低, 即 ZVS 状态总是可以实现。所以在设计过程中没有必要考虑为电路留有太多的余量, 而且电路总是能够工作在谐振频率附近, 从而得到高效率。用 SABER 仿真 $f_o < f_s < f_r$ 这种状态, 得到电路的主要工作波形如图 2 所示。

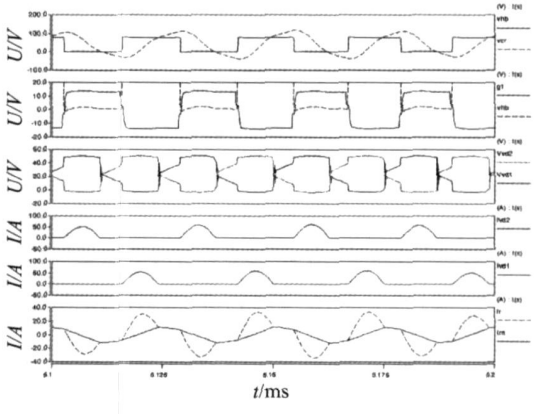


图 2　**SABER** 仿真 **LLC** 电路的主要波形

2　LLC 参数的选择

选择 LLC 的参数, 关键就是要保证电路在全范围电压输入的情况下, 从空载到满载都能保证电路工作在 ZVS 状态。先通过计算选择两组参数(可以选择更多组, 分别用 SABER 仿真选择最优者), 然后用 SABER 仿真选择其中的最优组。

令 U_{in_min} = 80 V; U_{in_max} = 120 V; U_{in_nor} = 110 V; U_{out} = 24 V; I_{out} = 21 A; 整流二极管导通压降 U_f = 1 V。

考虑到输入电压, 电流比较大, 导通损耗比较大, 过高的开关频率将产生过多的开关损耗。导通损耗和开关损耗不利于整体效率的提高, 所以取谐振频率 f_r = 60 kHz; 设 $k = L_m / L_r$, $L_{rm} = L_r + L_m$。

参数数目多, 选择参数的方法也比较多。但是对每个要设计的变换器, 有一组参数是最佳的, 要判断哪组参数最佳, 只能试验调试。这里通过用 SABER 仿真来选择一组相对最佳参数, 试验调试可以在这组参数上做微小的变动以寻找到最佳的参数。考虑到导通损耗、开关损耗以及输入电压为 110 V, 推荐的 k 一般选 3 到 7 之间[5,7], 选择 k = 4。确定变压器匝比 n:

$$n = \frac{U_{in_min} D}{U_{out} + U_f} = 2.4$$

式中 D 是占空比, 取0.5。变压器次边的等效负载 R_e 为:

$$R_e = \frac{8}{\pi^2} n^2 \frac{U_{out} + U_f}{I_o} = 5.558\ \text{k}\Omega$$

变换器在正常输入 110 V 满载的电压增益应为 1, 其必要条件为

$$\frac{f_r}{f_o} = \sqrt{1 + k}$$

参数组 1: 以最大效率为设计的条件。品质因素 QL 取如下值时效率最高。

$QL_1 = \dfrac{f_r / f_o}{1 + \dfrac{1}{k}} = 1.789$, 求得对应的参数如下:

$$C_{r1} = \frac{QL_1}{2\pi f_o R_e} = 1.909\ \mu\text{F}$$

$$L_{rm1} = \frac{R_e}{2\pi f_o QL_1} = 18.429\ \mu\text{H}$$

$$L_{r1} = \frac{1}{k} L_{rm1} = 4.607\ \mu\text{H}$$

$$L_{m1} = \frac{k}{1 + k} L_{rm1} = 13.822\ \mu\text{H}$$

参数组 2:

QL 选得越小, 带负载能力越强[7], 选取 QL = 1, 计算参数如下。

$$QL_2 = 1$$

$$C_{r2} = \frac{QL_2}{2\pi f_o R_e} = 1.067\ \mu\text{F}$$

$$L_{rm2} = \frac{R_e}{2\pi f_o QL_2} = 32.968\ \mu\text{H}$$

$$L_{r2} = \frac{1}{k} L_{rm2} = 8.242\ \mu\text{H}$$

$$L_{m2} = \frac{k}{1 + k} L_{rm2} = 24.726\ \mu\text{H}$$

从而得到了两组参数。接下来用 saber 仿真的方法比较两组参数, 判断最优者。

3　SABER 仿真验证

根据变换器要选择仿真元件模型, 如果 SABER 的模型库中没有对应的模型, 可以选择参数相近的模型, 主要模型见列表 1。

表 1　主要仿真模型列表

模型名称	模型介绍
UC3863	PFM 型控制芯片模型
U4N35	隔离芯片模型, 仿真时可以代替其他的光隔芯片
ixfk44n50	功率开关管模型
tl431c	精密稳压芯片模型
transformer	三个绕组的非线性变压器模型
mur3060pt_sl	整流二极管模型
q2sd667ab	P 型三极管模型
q2sb647_sl	N 型三极管模型

用表 1 中的模型和其他一些常见的模型搭建整体电路如图 3。

仿真前对仿真参数进行设置[5]:

(1) 仿真时间取电路达到稳态所需要的时间。在直流变换电路中, 达到稳态所需要的时间受输出滤波电容影响很大。为了节省仿真时间, 可以把输出滤波电容的初值设置为比预想稳定时候的电压低几伏。这

© 1994-2013 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

里取仿真时间为 5 ms。

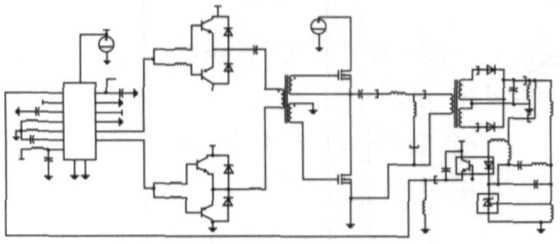


图 3　仿真电路

(2) 步长一般取不大于开关周期的 1/300, 本电路中取 10 ns。

(3) 截断误差取0.00001。

另外, 在动态仿真前先进行静态仿真, 并仿真结束后自动弹出波行图。

用 SABER 分别仿真两种参数在最低电压输入带满载时, 发现输出 U_{out} 在开环的时候都达不到 24 V, 所以减少匝比, 把匝比定为 2, 即 $n=2$。

重新计算参数。

$$Re=\frac{8}{\pi^2}n^2\frac{U_{out}+U_f}{I_o}=3.86\ k\Omega$$

参数组 3:

$$QL_3=\frac{f_r/f_o}{1+\frac{1}{k}}=1.789$$

$$C_{r3}=\frac{QL_3}{2\pi f_o Re}=2.749\ \mu F$$

$$L_{rm3}=\frac{Re}{2\pi f_o QL_3}=12.798\ \mu H$$

$$L_{r3}=\frac{1}{k}L_{rm3}=3.2\ \mu H$$

$$L_{m3}=\frac{k}{1+k}L_{rm3}=9.598\ \mu H$$

参数组 4: $QL_4=1$

$$C_{r4}=\frac{QL_4}{2\pi f_o Re}=1.537\ \mu F$$

$$L_{rm4}=\frac{Re}{2\pi f_o QL_4}=22.894\ \mu H$$

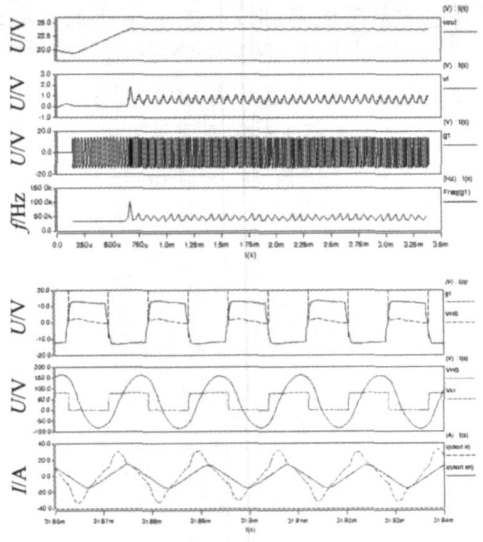
$$L_{r4}=\frac{1}{k}L_{rm4}=5.724\ \mu H$$

$$L_{m4}=\frac{k}{1+k}L_{rm4}=17.17\ \mu H$$

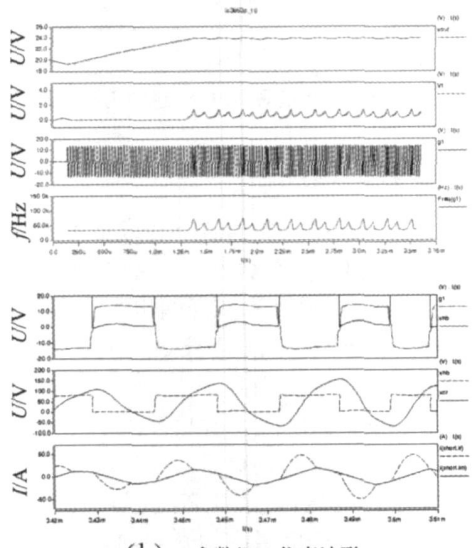
在三种状态下输入满载稳压后, 参数组 3 和参数组 4 比较如下:

比较图 4(a) 和图 4(b), 由参数组 3 的谐振电流和励磁电流波形图可知, 参数组 3 在低压输入满载的时, 电路工作在了 ZCS 区域, 没有实现零电压开通, 而参数组 4 仍然是工作在 ZVS 区域, 实现了零电压开通。

对同样的反馈回路[6], 比较图 5(a) 和图 5(b), 参数组 3 的反馈调整相对于参数组 4 过大, 达到稳态所需时间要长。由图 5(b), 参数组 4 更加适合选择的反馈回路参数, MOS 管实现了零电压开通, 工作频率正好在谐振频率附近。

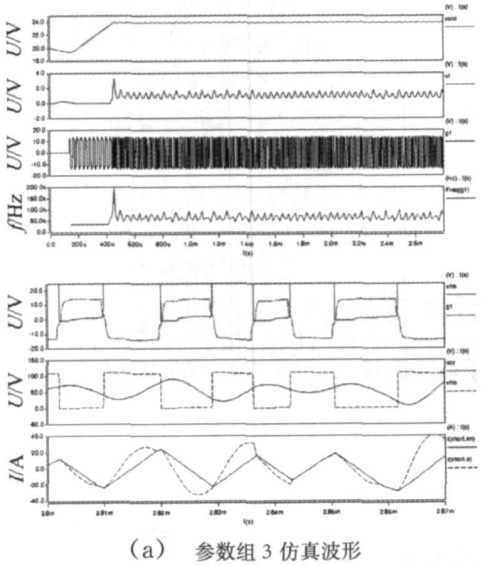


(a)　参数组 3 仿真波形



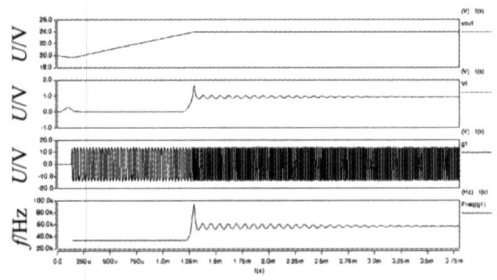
(b)　参数组 4 仿真波形

图 4　在 80 V 电压输入满载时仿真波形



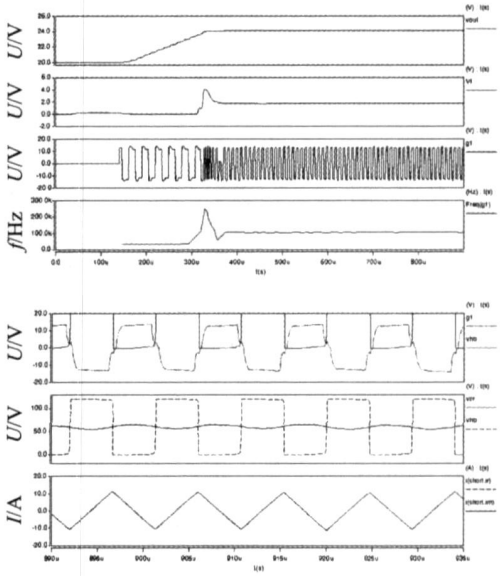
(a)　参数组 3 仿真波形

© 1994-2013 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

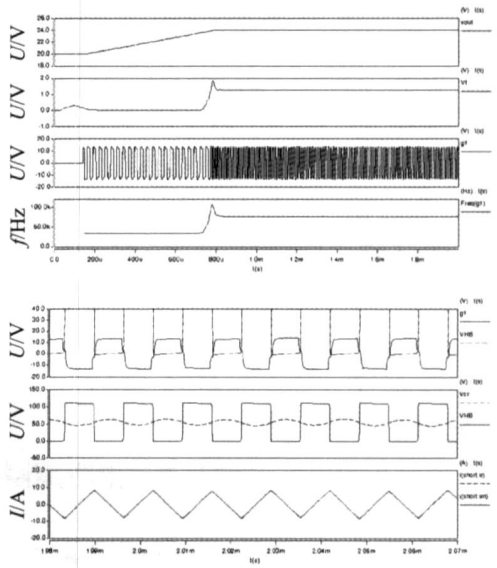


(b) 参数组 4 仿真波形

图 5 在 110 V 电压输入满载时仿真波形



(a) 参数组 3 仿真波形



(b) 参数组 4 仿真波形

图 6 在 120 V 电压输入空载时仿真波形

取两组参数,比较图 6(a) 和图 6(b),电路在最高电压输入空载时工作情况差不多。

综上,选择参数组 4 作为实物调试时的参数。

4 实物调试

根据仿真时搭建的电路,以参数组 4 为依据,控制和驱动部分电路板卡照片如。LLC 谐振电路的关键是变压器的设计,由于励磁电感和谐振电感都比较小,相对于一般的变换器,不能在变压器原边设计过多的匝数,否则要增加的气隙很大,不利于控制磁心的温升。把谐振电感 Lr 做到变压器内部,既节省成本,又减小了变换器体积[7]。

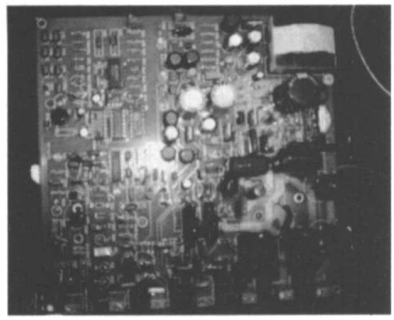


图 7 控制和驱动部分电路板

确定原边匝数为 10 匝,采用外径为0.38 mm 的漆包线 12 根并绕,注意到次级是采用中心抽头的全波整流方式,所以次级为 5 匝+ 5 匝, 采用双线并绕的方式使两组的漏感平衡,选择外径为0.38 mm 的漆包线 24 根并绕。经过调整气隙,当气隙为1.5 mm 时,用LCR 数字电桥设定测试频率为60 kHz 测试得励磁电感为 20 μH、谐振电感即原边漏感为 5 μH。选 1 μF 1 000 V、0.47 μF 1 000 V、0.047μF 1 000 V 三个 CBB 电容并联做为谐振电容。该变换器在80 V 输入带 80 % 的额定负载时,测得效率为 91 %,在高于 80 V 的电压输入带80 %额定负载时,效率为94 %以上。

5 结 论

本文介绍了一种采用 LLC 谐振变换器的半桥型开关电源,分析了它的工作原理,提出了一种利用 SABER 仿真协助设计这种 LLC 谐振变换器的方法,给出了这种 LLC 变换器中主要参数的计算方法,通过一款 110 V 直流输入,24 V 直流输出的变换器中使用 LLC 谐振变换的设计,介绍了其设计的过程。并通过实验验证了本文提出的通过 SABER 仿真来协助设计 LLC 变换器方法的可靠性和准确性。

参考文献:

[1] Power Converter Design Using the Saber Simulator, Steve Chwirka Analogy [C]. Inc. Beaverton, Oregon (503) 626-9700, 2002.

(下转至第 80 页)

© 1994-2013 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

波电路进行滤波。输出滤波电感值按输出电流波动的 20% 取为 18 μH, 输出滤波电容可选标称容量为 470 μF, 耐压为 35 V 的电解电容。该滤波电路所用器件少, 转换效率高, 结构简单。

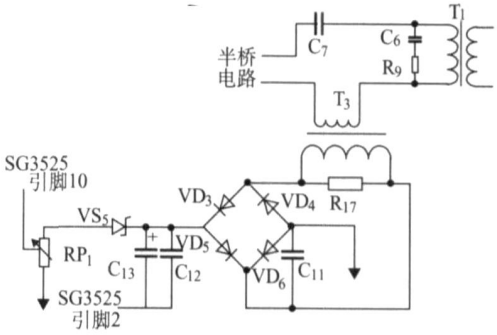


图 5　过流保护电路

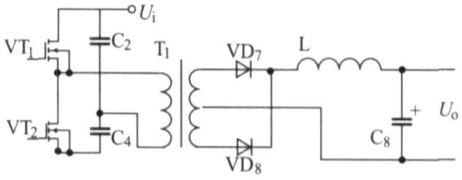


图 6　整流滤波电路

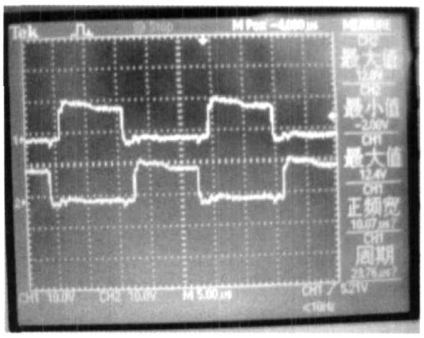


图 7　SG3525 输出的 PWM 波

3　实验结果

为了检验该开关电源的性能, 对电路进行了测试, 测得 SG3525 输出的 PWM 波以及输出电压的波形如图 8 所示。由图 8 可见, 当输入电压稳定时, 经 110.5 ms的上升时间, 电路输出电压也达到稳态 12 V。

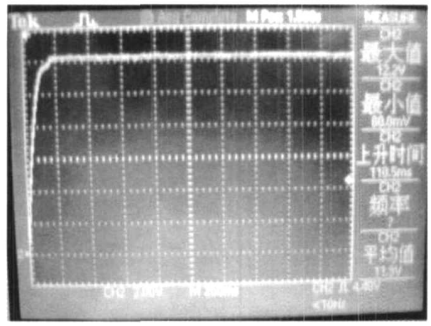


图 8　直流输出电压

4　结束语

本设计中充分使用了通用控制集成芯片 SG3525 的控制功能, 实现了对输出电压的反馈调节以及过流保护。这种开关电源结构不仅电路简单, 性能良好, 还便于集成在一块半导体芯片上, 实现了对电动车无刷电机控制模块的供电, 有利于提高太阳能电动车的整体性能。

参考文献:

[1] 杨　旭, 裴云庆, 王兆安. 开关电源技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005.
[2] 许志强, 石湘波. 太阳能电动自行车的研制[J]. 微计算机信息, 2006, (8): 38-40.
[3] 刘胜利编著. 高频开关电源实用新技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2006.
[4] 师　军, 高金行, 李玉忍. 基于 SG3525 的无刷直流电动机调速系统[J]. 微电机, 2006, (5): 47-49.

(上接第 77 页)

[2] Bo Yang, Lee Fred C, Zhang Alpha J, Guisong Huang [C]. LLC resonant converter for front end DC/DC conversion, IEEE APEC Proceedings, 2002.
[3] Mantooth H A, Vlach M. Beyond SPICE with Saber and MAST[C]. 0-7803-0593-0, IEEE, 1992.
[4] Bing Lu. Investigation of High-density Integrated Solution for AC/DC Conversion of a Distributed Power System[Z]. May 5th, 2006.
[5] Saber Release Notes for Version [Z]. Z-2007.
[6] Lazar J F, Martinelli R. Stedy-state analysis of the LLC series resonant converter[J]. IEEE APEC Proceedings, 2001, (1): 605-609.
[7] Yan Liang, Wenduo Liu, Bing Lu, van Wyk J D. Design of Intergrated Passive Component for a 1MHz 1kW Half-bridge LLC Resonant Converter[C]. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC, 2005.

© 1994-2013 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net