

LLC 谐振全桥软开关 DC/DC 变换器研究

张小勇, 张 庆, 饶沛南, 耿志东, 罗 盼

(株洲中车时代电气股份有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘 要: 为适应变流产品高频化、高功率密度化的发展趋势, 重点介绍了 LLC 谐振软开关电路的工作原理, 研究了 LLC 谐振网络主要数学关系, 分析了软开关实现的理论条件。提出了 LLC 谐振软开关电路在工程上实现软开关的 3 个约束, 结电容放电时间约束、一次侧电流过零约束和频率匹配约束。在此基础上搭建了 1 台 60 kW 基于 LLC 谐振软开关的 DC/DC 变换器, 并通过试验验证了设计的可行性。

关键词: LLC 谐振; 软开关; DC/DC 变换器; 软开关工程约束; 结电容放电时间; 一次侧电流过零时间; 频率匹配

中图分类号: TM46

文献标识码: A

doi: 10.13890/j.issn.1000-128x.2019.03.020

Design of Full-bridge Soft-switching DC/DC Converter Based on LLC Resonant

ZHANG Xiaoyong, ZHANG Qing, RAO Peinan, GENG Zhidong, LUO Pan

(Zhuzhou CRRC Times Electric Co., Ltd., Zhuzhou, Hunan 412001, China)

Abstract: In order to adapt to the development trend of high frequency and high power density of converter products, the working principle of LLC resonant soft-switching circuit was mainly introduced, the main mathematical relationship of LLC resonant network was studied, and the theoretical conditions of soft-switching realization were analyzed. Three constraints of LLC resonant soft-switching circuit, including the time constraints of junction capacitance discharge, zero-crossing constraints of primary current and frequency matching constraints, were proposed. On this basis, a 60 kW DC/DC converter based on LLC resonant soft-switching was built, and the feasibility of the design was verified by experiments.

Keywords: LLC-resonant; soft switching; DC/DC converter; soft switch engineering constraints; junction capacitance discharge time; time for primary current to cross zero; frequency matching

0 引言

随着现代电力电子技术的进步和高频开关器件的性价比提升, 开关电源向着高频化、集成化和模块化的方向发展。谐振软开关技术是利用电路中电感和电容元件的谐振, 在电压或电流周期性过零时开通或关断开关器件。这种开关方式显著地减少了开关损耗, 同时避免了器件硬开关时的高 di/dt 和 dv/dt 产生的电磁干扰, 使得开关频率能够进一步提高, 进而减小变换器体积^[1], 提高设备的功率密度, 降低开关噪声, 减少开关损耗。

全桥变换器领域的软开关主要有移相全桥零电压

(ZVS)变换器和零电压/零电流(ZVS/ZCS)变换器。移相全桥 ZVS 软开关方式在系统轻载时滞后臂难于实现软开关; 移相全桥 ZVS/ZCS 软开关方式, 需要外部电流复位回路, 且一次侧存在较大的回流电流^[2-3]。以上 2 种软开关方式均存在器件增加的问题, 而 LLC 谐振软开关变换器利用电路的寄生参数控制, 在开通时, 由于开关管结电容的存在, 因此是零电压开通; 在关断时, 开关管电流谐振到励磁电流, 此电流相对运行电流很小, 近似零电流关断。同时, 变换器二次侧整流二极管电流自然到 0 A, 并在零电流处关断, 实现二次侧整流二极管软开关。LLC 谐振软开关变换器能同时实现一次侧、二次侧软开关, 大幅减小开关损耗。因此, 近年来全桥软开关技术的研究重点集中在 LLC 电路中。

收稿日期: 2018-06-07; 修回日期: 2019-04-12

1 LLC 电路的基本原理

典型的全桥 LLC 电路如图 1 所示。

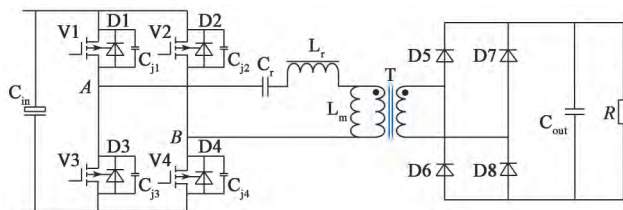


图 1 全桥 LLC 主电路原理图

图 1 中, C_{in} 作为输入电容起着支撑电容的作用; 4 个开关管 V1~V4 组成全桥逆变网络, 采用定频定脉宽的控制方式, 其控制脉宽占空比接近 50%, 同一桥臂上下 2 个开关管之间设置有死区; D1~D4 是开关管的反并联 (或体) 二极管; $C_{j1} \sim C_{j4}$ 是开关管的结电容; 谐振电容 C_r 、变压器漏感 L_r 和励磁电感 L_m 共同组成谐振网络; T 是高频变压器, 变压器变比为 $N:1$; D5~D8 组成全桥整流电路; C_{out} 为输出电容; R 为负载。

各器件的主要工作波形如图 2 所示。开关管开通时, 由于结电容的存在是零电压开通 (ZVS); 关断时, 谐振网络在变压器一次侧产生准正弦电流, 开关管在较小的电流下关断, 实现开关管的近似零电流关断 (ZCS)。

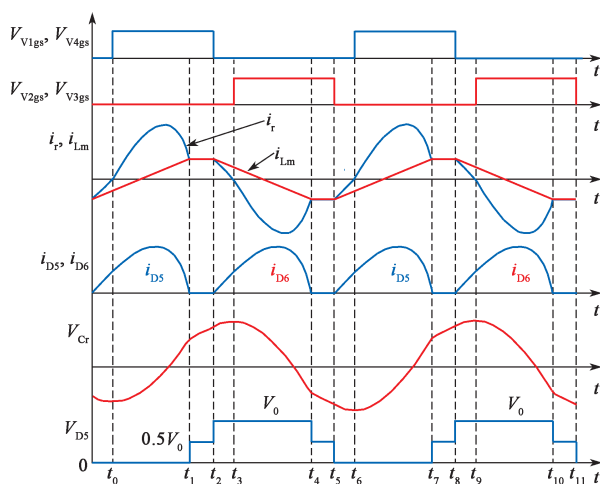


图 2 主要工作波形

图 2 中, $V_{V1gs} \sim V_{V4gs}$ 为开关管驱动电压; i_r 为变压器一次侧电流; i_{Lm} 为变压器励磁电流; i_{D5} 和 i_{D6} 为变压器二次侧二极管电流; V_{Cr} 为谐振电容电压; V_{D5} 为二极管电压。

主要工作模式为^[4]:

①模态 1 ($t_0 \sim t_1$): t_0 时刻, D1 和 D4 已经导通, 此时开通 V1 和 V4, 所以 V1 和 V4 是 ZVS 开通。变压器一次侧电压极性呈上“+”下“-”, 向变压器二次侧传递能量, 二极管 D5 和 D8 导通。变压器励磁电感电压被二次侧钳位在 NV_{out} (其中 V_{out} 为输出电压, 近似不变), 其电流线性上升, 不参与谐振。

此时, 谐振角频率 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ 。

变压器一次侧电流 i_r 、谐振电容电压 V_{Cr} 和励磁电

流 i_{Lm} 表达式分别为

$$\left. \begin{aligned} i_r(t) &= \frac{V_{in} - NV_{out} + V_{Cr\max}}{\omega_r L_r} \sin[\omega_r(t-t_0)] \\ V_{Cr}(t) &= V_{in} - NV_{out} - (V_{in} - NV_{out} + V_{Cr\max}) \cos[\omega_r(t-t_0)] \\ i_{Lm}(t) &= \frac{NV_{out}}{L_m}(t-t_0) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

②模态 2 ($t_1 \sim t_2$): t_1 时刻变压器一次侧电流与励磁电流相等, 变压器一次侧没有传递能量, 二次侧 4 个整流二极管均截止, 二极管关断时流经二极管的电流已经为 0, 整流二极管工作在 ZCS 状态, 输出电压靠输出电容提供。励磁电感参与谐振, 谐振角频率

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{(L_m + L_r)C_r}}。在 t_1 \sim t_2 时间内, 由于励磁电感远大于变压器漏感, $i_r(t)$ 近似认为不变。得到一次侧电流 i_r 、励磁电流 i_{Lm} 和谐振电容电压 V_{Cr} 为$$

$$\left. \begin{aligned} t_2 - t_1 &= 0.5 \left(\frac{1}{f} - \frac{1}{f_r} \right) \\ i_r(t) &= i_{Lm}(t) = I_{\max} \\ V_{Cr}(t) &= V_{Cr}(t_1) + \frac{I_{\max}}{C_r}(t-t_1) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

模态 3 ($t_2 \sim t_3$): t_2 时刻关断 V1 和 V4, 由于结电容的存在, 关断时为 ZVS 状态。此时, 变压器一次侧电流给 C_{j1} 和 C_{j4} 充电, C_{j2} 和 C_{j3} 放电。当 C_{j2} 和 C_{j3} 电压到 0 时, D2 和 D3 导通。变压器一次侧电压极性呈下“+”上“-”, 开始向变压器二次侧传递能量, 二极管 D6 和 D7 导通。励磁电感电压被钳位到 $-NV_{out}$, 励磁电流线性下降。由谐振角频率 ω_r 得到变压器一次侧电流 i_r 、谐振电容电压 V_{Cr} 和励磁电流 i_{Lm} , 其表达式分别为

$$\left. \begin{aligned} i_r(t) &= I_{\max} \cos[\omega_r(t-t_2)] - \frac{V_{in} - NV_{out} + V_{Cr}(t_2)}{\omega_r L_r} \sin[\omega_r(t-t_2)] \\ V_{Cr}(t) &= -V_{in} + NV_{out} + [V_{in} - NV_{out} + V_{Cr}(t_2) \cos[\omega_r(t-t_2)] + 2\pi f_r L_r I_{Lm} \sin[\omega_r(t-t_2)]] \\ i_{Lm}(t) &= -\frac{NV_{out}}{L_m}(t-t_2) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

2 开关管软开关的条件

LLC 主电路的主要特征集中在 C_r , L_r , L_m 组成的谐振网络上。将 C_r , L_r , L_m 组成的谐振网络单独提取出来, 如图 3 所示。

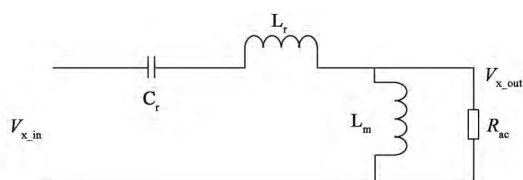


图 3 谐振网络

图3中, V_{x_in} 为谐振网络的输入电压; V_{x_out} 为谐振网络的输出电压; 负载电阻折算到谐振网络的等效电阻 $R_{ac} = \frac{8N^2}{\pi^2} R$ 。根据图3, 可得到谐振网络的传递函数:

$$H(s) = \frac{\frac{sR_{ac}L_m}{R_{ac} + L_m}}{sL_r + \frac{1}{sC_r} + \frac{sR_{ac}L_m}{R_{ac} + L_m}} = \frac{s^2 R_{ac} C_r L_m}{s^3 C_r L_r L_m + s^2 C_r R_{ac} (L_r + L_m) + sL_m + R_{ac}} \quad (4)$$

令

$$k = \frac{L_m}{L_r}, x = \frac{f}{f_r}, Q = \frac{2\pi f_r L_r}{R_{ac}}$$

式中: k 为电感比; x 为开关频率和谐振频率之比; f_r 是由 C_r 和 L_r 确定的谐振网络频率; f 是开关管的工作频率。

因此, 谐振网络的增益可表示为

$$|H| = \frac{kx^2}{\sqrt{[(1+k)x^2 - 1]^2 + [Qkx(x^2 - 1)]^2}} \quad (5)$$

同时可以得到谐振网络输入阻抗的表达式:

$$Z_{x_in} = sL_r + \frac{1}{sC_r} + \frac{sR_{ac}L_m}{sL_m + R_{ac}} \quad (6)$$

2.1 谐振网络输入阻抗条件

从 LLC 主电路可以看到, 由于开关管结电容的存在, 开关管关断时是近似 ZCS 关断。开通阶段, 如果谐振网络的输入阻抗是感性的, 在开关管开通前, 其寄生二极管已经导通, 此时开通, 开关管是 ZVS 状态。因此, 开关管实现 ZVS 的条件是谐振网络的输入阻抗呈感性, 即输入阻抗在工作频率下虚部大于 0。

设工作角频率 $\omega = 2\pi f$ 。将 ωj 代入式 (6) 并取其虚部有^[5]

$$\text{Im}(Z_{x_in}(\omega j)) = \omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} + \frac{64N^4 R^2 L_m \omega}{\pi^4 \omega^2 L_m^2 + 64N^4 R^2} \quad (7)$$

即

$$\omega L_r - \frac{1}{\omega C_r} + \frac{64N^4 R^2 L_m \omega}{\pi^4 \omega^2 L_m^2 + 64N^4 R^2} = 0 \Rightarrow x - \frac{1}{x} + \frac{xk}{1+x^2k^2Q^2} = 0 \quad (8)$$

由式 (8) 可以得到, 电路要在 ZVS 情况下开通, Q 存在最大值:

$$Q_{\max} = \sqrt{\frac{1}{k(1-x^2)} - \frac{1}{k^2x^2}} \quad (9)$$

2.2 开关频率条件

根据式 (6) 可以绘制输入阻抗虚部关于 x 在不同 Q 值情况下的曲线图, 如图 4 所示。

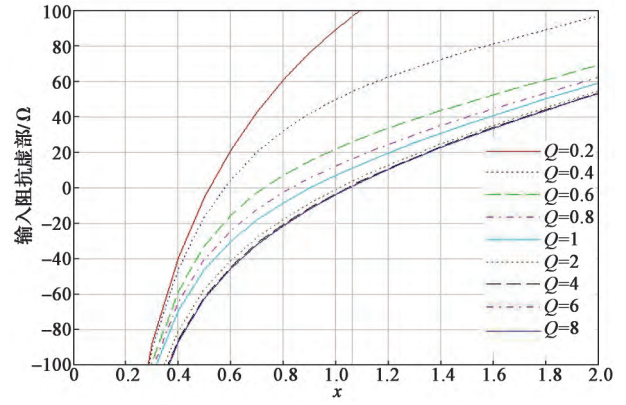


图4 输入阻抗与 x 关系图

由图4可知, Q 值越小时, 曲线穿越 0 点对应的频率越小。根据不同 Q 值时曲线穿越 0 点的频率情况, 结合式 (5) 可以绘制出谐振网络增益关于 x 在不同 Q 值情况下的曲线图, 如图 5 所示。

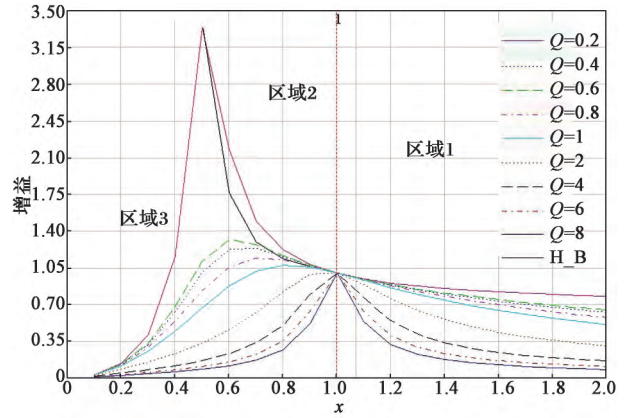


图5 增益与 x 关系图

图5中的 H_B 和 $x=1$ 是系统工作状态的边界曲线。当系统工作在区域3时, 开关管为 ZCS 工作状态; 当系统工作在区域2和区域1时, 开关管工作在 ZVS 状态, 且在区域2时, 整流二极管工作在 ZCS 状态。因此, LLC 电路开关管需尽量工作在区域2。其工作频率范围为:

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_m + L_r)C_r}} = f_1 \leq f \leq f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (10)$$

2.3 工程化约束条件

在工程实践中, 同一桥臂上的开关管必须存在死区, 死区时间同时受到以下几个条件限制。

2.3.1 开关管结电容放电时间

在 V_1 关断时, C_{j3} 放电, 变压器励磁电流对 C_{j1} 充电, 当 C_{j3} 两端电压下降到 0 之后, 再开通 V_3 , 可以实现 V_3 的零电压开通。因此, V_1 和 V_3 驱动信号之间的死区时间必须大于 C_{j3} 放电的时间。放电时间由结电容, 励磁电感和开关频率共同确定, 如下式所示:

$$t_f = 8C_j L_m f_s \quad (11)$$

式中: t_f 为放电时间; C_j 为 IGBT 输出电容; f_s 为开关频率; L_m 为变压器励磁电感。

2.3.2 变压器一次侧电流过零时间^[6]

IGBT 死区时间必须小于变压器一次侧电流反向过

零时间,若死区时间大于反向过零时间,则待开通的开关管的结电容被充电,失去 ZVS 开通条件。功率越大,该时间越短,软开关实现难度越大。一次侧电流过零时间由式(2)确定:

$$t_g = \frac{\tan^{-1} \left(\frac{N^2 V_o}{2\pi f_r \frac{P_o}{V_o} L_m} \frac{f_s}{f_r} \right)}{2\pi f_r} \quad (12)$$

式中: t_g 为变压器一次侧电流过零时间; N 为变压器变比; f_r 为谐振频率; P_o 为输出功率; V_o 为输出电压。

2.3.3 频率匹配时间

若开关动作时,谐振电流不足以下降到励磁平台电流,则开关管将处于大电流关断状态。此时间要求如下式所示:

$$t_h = \frac{1}{2f_s}(1-x) \quad (13)$$

式中: t_h 为谐振半周期与开关半周期之差; x 为谐振频率与开关频率比值。

综上所述,开关管的死区时间需满足以下要求:

$$t_f \leq t_d \leq t_f + t_g \text{ 且 } t_d \leq t_h \quad (14)$$

若 $t_d \leq t_f$,则在开关管电压到 0 前,开关管关断,ZVS 条件消失,如图 6 所示。

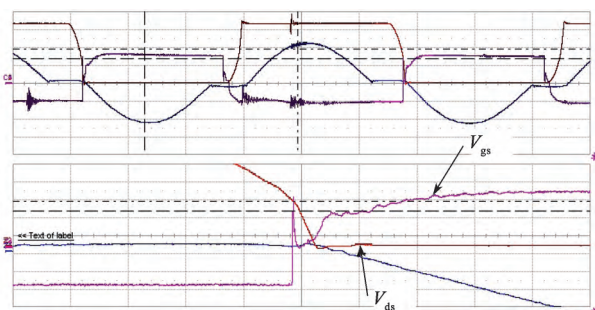


图 6 死区时间过小情况

若 $t_d \geq t_f + t_g$,开关管电压存在反向尖峰,ZVS 条件也消失,如图 7 所示。

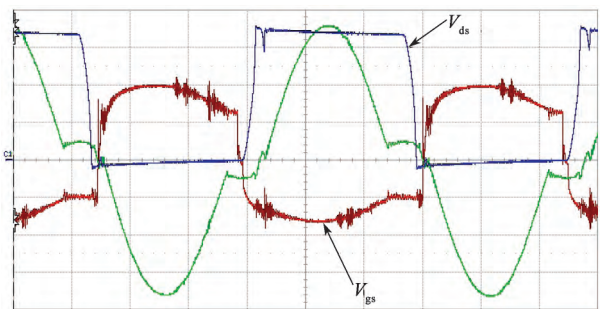


图 7 死区时间过大情况

图 6 和图 7 显示的是死区时间不满足式(14)时的 2 种情况。

3 样机测试

根据以上对 LLC 电路的分析,基于下一代地铁高

频辅助变流器平台搭建了一款 60 kW 的 DC/DC 变换器。样机原理框图如图 8 所示,包括前级稳压电路和 LLC 谐振软开关电路。

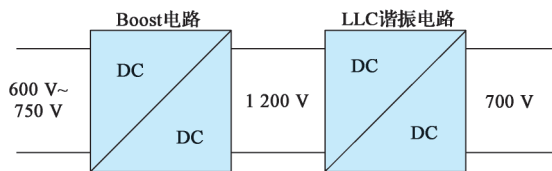


图 8 样机框图

系统参数:

输入电压	1 200 V
输出电压	700 V
开关频率	18 kHz
功率	60 kW
死区时间	3 μs

3.1 关键参数计算

由第 2 节可知,LLC 谐振软开关的关键参数为谐振电容 C_r 、变压器漏感 L_r 和变压器励磁电感 L_m 。其中, C_r 可以由式(15)确定:

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r R_{ac} Q} \quad (15)$$

式中: Q 为由增益、频率比和电感比确定的常数; R_{ac} 为负载折算到变压器一次侧的等效负载。

L_r 由 C_r 和谐振频率确定,如式(16)所示:

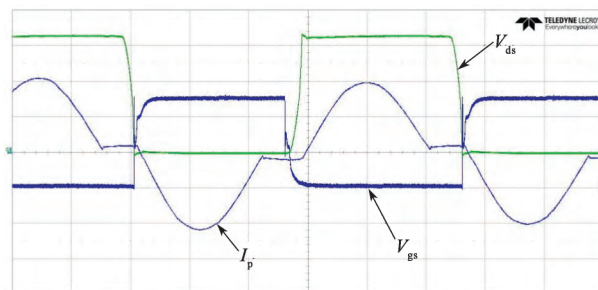
$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 C_r f_r^2} \quad (16)$$

L_m 则由 L_r 和电感比 k 确定,如式(17)所示:

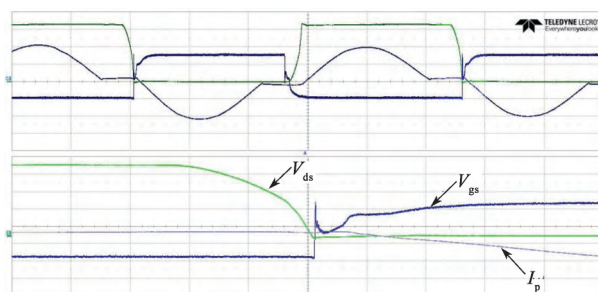
$$L_m = kL_r \quad (17)$$

3.2 样机测试情况

由 2.3.2 中分析,功率越大越难实现软开关。因此,在最大功率情况下测试了产品的软开关特性,如图 9 所示。



(a) 满载关键波形



(b) 满载关键波形放大

图 9 样机主要波形及其软开关状态(下转第 119 页)

大应力均降低, 结构静强度有很大提高; 虽然弓角最大应力降低不明显, 但相对于原方案弓角, 该结构弓角没有焊接结构, 可以避免因焊接缺陷等因素引起的结构故障; 由于弓头悬挂、上框架等改进, 受电弓整弓应力状况也有一定改善, 下臂杆、拉杆、平衡杆的最大应力也有所降低。

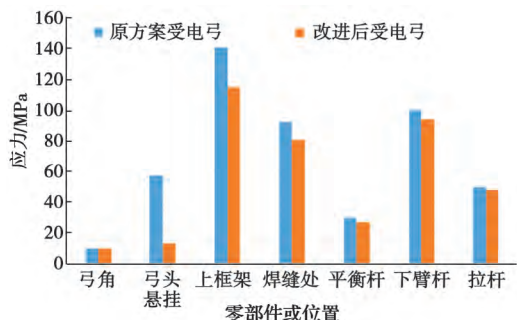


图6 原方案和改进方案各部件应力对比

因此, 改进方案受电弓中, 受电弓弓头、上框架的强度明显提升, 且对下臂杆、平衡杆、拉杆等的受力情况也有改善, 应力水平有所下降, 可靠性有所提升。

基于既有地铁受电弓的改进方案最先于2015年底在深圳地铁实施装车运用, 后陆续在南宁、长沙、南京、杭州等地铁线路上装车运用, 累计装车数量超过500架, 运用中未发生过结构件失效、结构件开裂、弓网事故、滑板异常磨损等问题。

3 结语

为了提高既有地铁受电弓的运行稳定性、可靠性, 提出了一种地铁受电弓改进方案, 改进受电弓的上框架、弓角、弓头悬挂等结构件。通过静强度分析验证、装车运用表明, 改进后受电弓在结构强度上优于原方案, 能够有效提高地铁受电弓运行稳定性。

参考文献:

- [1] 李伟. 接触网 [M]. 北京: 中国铁道出版社, 2000: 55-58.
- [2] 李丰良, 唐松花. 受电弓的力学分析示例 [J]. 铁道学报, 2000, 22(5): 21-23.
- [3] 李敏, 李丰良, 马俊. 高速受电弓的力学模型及运动微分方程 [J]. 铁道科学与工程学报, 2005, 2(3): 83-87.
- [4] 北京有色冶金设计研究总院. 机械设计手册: 第1卷 [M]. 4版. 北京: 化学工业出版社, 2002.
- [5] 北京有色冶金设计研究总院. 机械设计手册: 第2卷 [M]. 4版. 北京: 化学工业出版社, 2002.
- [6] 中华人民共和国国家质量监督检验检疫总局. 轨道交通 机车车辆受电弓特性和试验 第2部分: 地铁与轻轨车辆受电弓: GB/T 21561.2—2008/IEC 60494-2: 2002[S]. 北京: 中国标准出版社, 2008.

作者简介: 吕阶军 (1987—), 男, 工程师, 从事电力机车、城轨车辆、动车组受流电气产品研发工作。

(上接第98页)

如图9所示, 样机在最大输出功率时, 未出现反向尖峰和结电容放电不完全的现象, 完全实现了软开关工作, 达到了设计目的。样机在额定输出和不同输入以及额定输入和不同负载情况下的效率曲线如图10、图11所示。整机在不同工况下, 效率均超过92.5%。

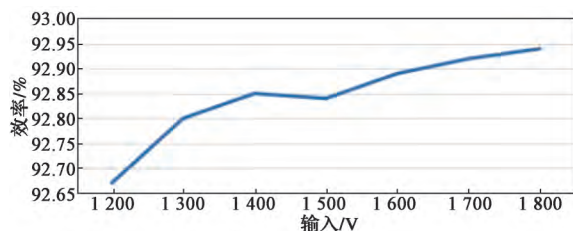


图10 输入-效率曲线 (额定输出)

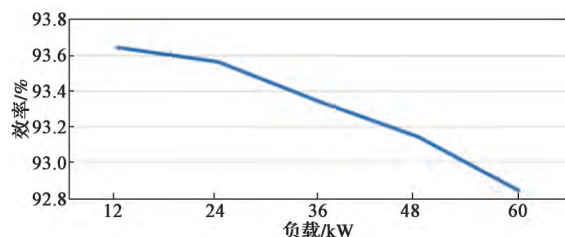


图11 负载-效率曲线 (额定输入)

4 结语

基于对 LLC 谐振变换电路的分析, 搭建了一台 60

kW 的 DC/DC 变换器。结合工程样机探讨了 LLC 电路实现软开关的条件, 提出了阻抗约束条件、频率约束条件和工程约束条件。在工程约束条件中, 重点讨论了频率比、结电容放电时间和变压器一次侧电流过零时间对死区时间的影响, 为工程化应用中关键参数的选取提供了设计依据。

参考文献:

- [1] 管松敏. LLC 谐振变换器 PWM 控制策略和同步整流技术的研究 [D]. 南京: 南京航空航天大学, 2013.
- [2] 阮新波. 脉宽调制 DC/DC 全桥变换器的软开关技术 [M]. 2版. 北京: 科学出版社, 2013: 49-50.
- [3] 赵高华. 移相全桥 ZVS 变换器的研究 [D]. 杭州: 浙江工业大学, 2010.
- [4] 宫力. LLC 串联谐振全桥 DC/DC 变换器的研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2008: 24-29.
- [5] 朱立泓. LLC 谐振变换器的设计 [D]. 杭州: 浙江大学, 2006: 17-18.
- [6] 吴中民, 刘威, 吕征宇. LLC 全范围满载软开关优化设计 [J]. 浙江大学学报 (工学版), 2014, 48(12): 2223-2229.

作者简介: 张小勇 (1980—), 男, 高级工程师, 从事中大功率 DC/DC 变换器的研发工作。