

doi: 10.3969/j.issn.1674-8425(z).2018.01.024

本文引用格式:徐东,高文根,王金桥. LLC 谐振变换器的分析和设计[J]. 重庆理工大学学报(自然科学), 2018(1):166-173.

Citation format: XU Dong, GAO Wengen, WANG Jinqiao. Design and Analysis of LLC Resonant[J]. Journal of Chongqing University of Technology (Natural Science), 2018(1):166-173.

LLC 谐振变换器的分析和设计

徐东¹, 高文根¹, 王金桥²

(1. 安徽工程大学 检测技术与节能装置安徽省重点实验室, 安徽 芜湖 241000;

2. 奇瑞新能源汽车技术有限公司, 安徽 芜湖 241000)

摘 要: 正确理解开关稳定电源的工作机制以及合适的建模方法是保证其准确运行的基础。首先, 针对 LLC 谐振变换器的非线性离散的动态系统, 剖析了其工作过程, 详尽地总结出关键元器件的运行模态。然后, 运用等效电路法创建系统的频域模型, 得到控制信号即开关频率与开关功率变换器输出的传递函数。为达到稳态要求和系统响应速度的要求, 使用比例-微分补偿网络进行补偿。最后, 利用 S 函数设计 VCO 实现了互补信号, 设计了一种控制策略并在 Matlab 的仿真环境中搭建 LLC 闭环仿真平台, 验证了设计的可行性。

关 键 词: LLC 谐振变换器; 等效电路法; 比例-微分补偿; 仿真分析

中图分类号: TP273.4

文献标识码: A

文章编号: 1674-8425(2018)01-0166-08

Design and Analysis of LLC Resonant

XU Dong¹, GAO Wengen¹, WANG Jinqiao²

(1. Anhui Province Key Laboratory of Detection Technology and Energy Saving Devices, Anhui Polytechnic University, Wuhu 241000, China;

2. Chery New Energy Company Limited, Wuhu 241000, China)

Abstract: The important parts of the loop control of switching converters are the operating principle and system modeling. Firstly, it analyzed the working process of the nonlinear discrete dynamic system of LLC resonant converters and the working state of the key components are summarized in detail. Secondly, the small signal mathematical model of the system is established by equivalent circuit method, and obtained the transfer function of the switching frequency and the output voltage. By the use of the proportional-derivative compensation network to compensate to meet the requirements of stable state and the speed of system response. Finally, it verified the rationality of the small signal mathematical model and the design of compensation network by building and it simulated the closed-loop system of LLC resonant converter in the MATLAB environment of Simulink.

Key words: LLC resonant; equivalent circuit method; the proportional-derivative compensation; simulation analysis

收稿日期: 2017-10-18

基金项目: 国家 863 计划资助项目(2015AA050608); 国家科技支撑计划资助项目(2015BAG17B04); 安徽省高校自然科学基金研究重点项目(KJ2017A107)

作者简介: 徐东, 男, 硕士研究生, 主要从事先进传感与检测技术研究, E-mail: 1102257625@qq.com; 通讯作者 高文根, 男, 副教授, 主要从事智能微电网技术研究, E-mail: gwgg69@163.com。

总体来说,开关稳压电源根据功率开关管的控制方式不同分成 PWM 和谐振型两种。由于开关稳压电源大频率下还要能表现出高功率密度以及高效率的性能需求,因此使得人们对谐振型变换器产生了兴趣^[1]。由于在很多情况下都需要 LLC 谐振变换器的静态指标和动态指标以及系统的抗干扰能力满足要求,但谐振变换器运行状况复杂,传统的状态空间近似不能满足,所以合适的小信号建模方法对于系统而言重要性不言而喻^[2]。文献[3]对半桥 LLC 建立了稳态模型以进行参数优化,但并未对动态模型进行分析。文献[4]提出了一种适用于工程使用的改进型等效电路模型,但并未给出校正和控制的设计。文献[5]分析了 LLC 的工作原理,但不够形象具体。本文详细分析了 LLC 的工作过程,直观地给出了各个器件在不同时期的开关状态,并建立了频域模型,设计了相应的控制策略。

1 LLC 的工作原理

LLC 变换器拓扑见图 1。变压器的一次侧有 MOSFET 功率管 Q_1 、 Q_2 ,其中信号 V_{g1} 、 V_{g2} 分别是驱动功率管的占空比为 0.5 的互补带死区的信号,电感 L_r 、电容 C_r 、电感 L_m 构成 LLC 的谐振腔,变压器的次边是全波整流和输出滤波。

LLC 拓扑结构因其运行过程的特殊性使得运行过程存在 2 个固有谐振频率,分别为 f_1 、 f_2 :

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{C_r \cdot (L_r + L_m)}}, \quad f_2 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_r \cdot L_r}}$$

开关频率 f_s 在 $f_1 < f_s < f_2$ 区间时,变换器可以表现出全负载变化范围内的 ZVS 和二次侧快恢复二极管的 ZCS,此时 MOSFET 损耗较小,二次侧二极管损耗较小,LLC 的效率较高,故本文中仅讨论此模式。

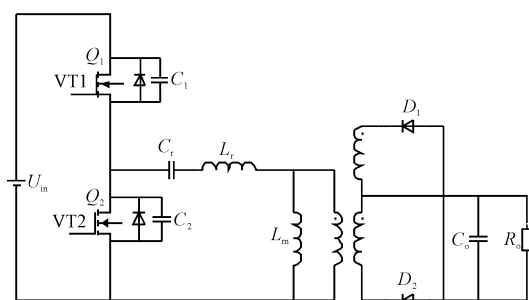


图 1 LLC 变换器拓扑

LLC 变换器在单个运行周期具体可以细分成 4 个阶段,LLC 的主要工作模式如图 2 所示。

阶段 1: $t_0 < t < t_1$

功率管 Q_2 关断,此时功率管 Q_1 上的体寄生二极管导通。此时的开关频率小于谐振腔的固有谐振频率,谐振网络可以理解为感性负载,电流与电压的关系表现为电流滞后。驱动信号 VT_2 从零到阈值变化,根据谐振的原理可知谐振电感 L_r 流过的电流为从右向左并且逐渐减小,寄生电容 C_1 在前一个周期是上正下负,之前的电流会将电容里面存储的电荷放掉,功率管 Q_1 两端的电压逐渐为零,谐振腔的阻抗特性和反向电流为功率管 Q_1 的 ZVS 提供前提。此时 L_m 电压由于谐振特性表现为上正下负,能量传递到二次侧绕组,二次侧快恢复二极管 D_1 导通,全波整流电路开始工作,输出电压为 U_o ,变压器匝比是定值 n ,所以 L_m 上的电压为 nU_o ,变压器次边的输出被钳位,所以此过程 L_m 与谐振过程无关,因为能量在消耗所以谐振电流会逐渐减小。阶段 1 结束。

阶段 2: $t_1 < t < t_2$

功率管 Q_1 在 t_1 时刻因驱动信号 VT_2 导通,次边快恢复二极管 D_1 导通,因为变压器的作用,原边被钳位在 nU_0 , L_m 充电不介入谐振过程。 I_{Lr} 与 I_{Lm} 不停增加,当 I_{Lm} 等于 I_{Lr} 时,阶段 2 结束。变压器一次侧绕组电流近似为零,故变压器二次侧的电流为零,快恢复二极管 D_1 流过的电流为零,此时二极管两端的电压依然存在,使得二极管表现 ZCS。

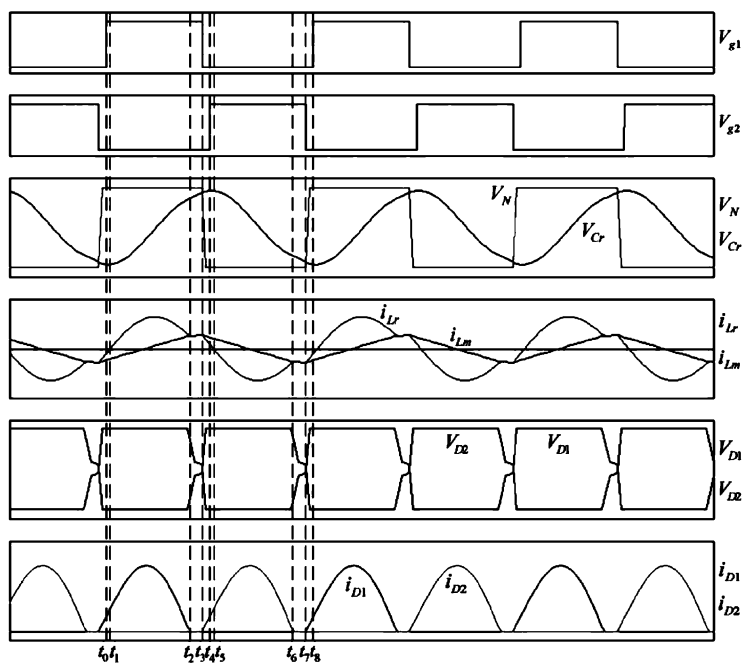


图2 LLC 的主要工作模式

阶段 3: $t_2 < t < t_3$

此时 I_{Lm} 与 I_{Lr} 相等,次边快恢复二极管关断,变压器次边没有输出,主边不再因为输出电压而被钳位,即 L_m 两端的电压可以变化, L_m 介入谐振过程。 L_r 和 L_m 共同谐振, $f_1 < f_2$, 谐振完成一个周期的时间相对就较大,在一小段时间内可看作 I_{Lm} 基本不变,此时系统输出只有靠电容 C_o 提供。

阶段 4: $t_3 < t < t_4$

功率管 Q_1 、 Q_2 关断,即功率管处于死区时间,由于 I_{Lm} 与 I_{Lr} 相当,输出仍被变压器隔离,此时谐振电感上的电流方向为从左到右并开始向 Q_1 的寄生电容充电,向功率管 Q_2 的寄生电容放电。当放电结束时,功率管 Q_2 的体寄生二极管导通,在这个过程中,变压器不传递能量,系统输出只有靠电容 C_o 提供。 LLC 变换器主要元器件工作模态见表 1。

分析表 1 发现:

1) 阶段 1 的电流方向是因谐振腔的阻抗情况导致的,感性负载才能导致电流从右向左,并将 Q_1 的寄生电容的电荷放掉,完成零电压开通以降低开通损耗。负载的状况是开关频率决定,因此不合适的开关频率可能会使得 LLC 不能全负载范围 ZVS。

2) 在次边二极管都关断时,变压器起着隔

表 1 LLC 变换器主要元器件工作模态

	阶段 1	阶段 2	阶段 3	阶段 4
Q	关断有 ZVS 条件	通	通	关
Q_2	关	关	关	关
D_1	通	通,有 ZCS	关	关
L_m	电压钳位	电压钳位	隔离谐振	隔离谐振

离作用,此时 L_m 会介入谐振。

3) Q_1 、 Q_2 、 D_1 截止时, L_m 参与谐振,输出电压由电容 C_o 提供,且输出没有滤波电感,所以要求 C_o 的容值较大。

4) 阶段 4 的时间长短(即死区时间)是开关管 ZVS 能否实现的制约条件之一,合理设置死区时间也是设计的重点^[6-7]。

2 LLC 谐振变换器的小信号建模

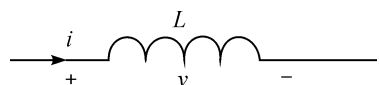
常见的开关电源建模方法有状态空间法^[5]、等效电路法^[8]、扩展函数描述法^[9-11]。考虑到状态空间平均法应用于谐振电路时误差较大,扩展函数描述法求解传递函数的过程复杂,所以本文使用等效电路法建立 LLC 的小信号模型。等效电路法的基本方法是:对于 LLC 中的各个元件逐个列出关系式,用近似和平衡的方法求解表达式,求出其稳态模型和小信号线性模型。每个电信号都可以理解为正弦信号与余弦信号的叠加形式:

$$i(t) \approx i_s(t) \sin \omega_s t + i_c(t) \cos \omega_s t \quad (1)$$

$$v(t) \approx v_s(t) \sin \omega_s t + v_c(t) \cos \omega_s t \quad (2)$$

电感原件的小信号模型见图 3。

$$L \frac{di}{dt} = v \quad (3)$$



将式(1)(2)代入式(3)得:

$$v_s = L \frac{di_s}{dt} - L\omega_s i_c \quad (4)$$

图 3 电感伏安瞬时形式

$$v_s = L \frac{di_c}{dt} + L\omega_s i_s \quad (5)$$

由于稳态时,各状态变量为定值, $\frac{dx}{dt} = 0$, 即:

$$V_s = -\Omega_s L i_c, \quad V_c = \Omega_s L i_s$$

假设给一个低频扰动, $v_s = V_s + \hat{v}_s$, $v_c = V_c + \hat{v}_c$, $\omega_s = \Omega_s + \hat{\omega}_s$, $i_s = I_s + \hat{i}_s$, $i_c = I_c + \hat{i}_c$ 代入式(4)(5)可得:

$$\hat{v}_s = L \frac{d\hat{i}_s}{dt} - Z_L \hat{i}_c - E_s \hat{f}_{SN}$$

$$\hat{v}_c = L \frac{d\hat{i}_c}{dt} - Z_L \hat{i}_s - E_c \hat{f}_{SN}$$

其中: $Z_L = \Omega_s L$; $E_s = I_c \omega_r L$; $E_c = I_s \omega_r L$; $f_{SN} = \frac{\omega_s}{\omega_r}$;

$\omega_r = 2\pi f_r$ 。则小信号等效电路模型为见图 4。

同理,求出其他元器件如电容、电阻以及开关网络、全波整流电路的小信号等效电路模型,最后得到整个 LLC 拓扑的小信号等效电路模型,如图 5 所示。

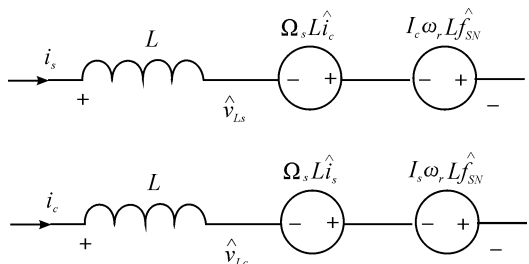


图 4 电感的小信号模型

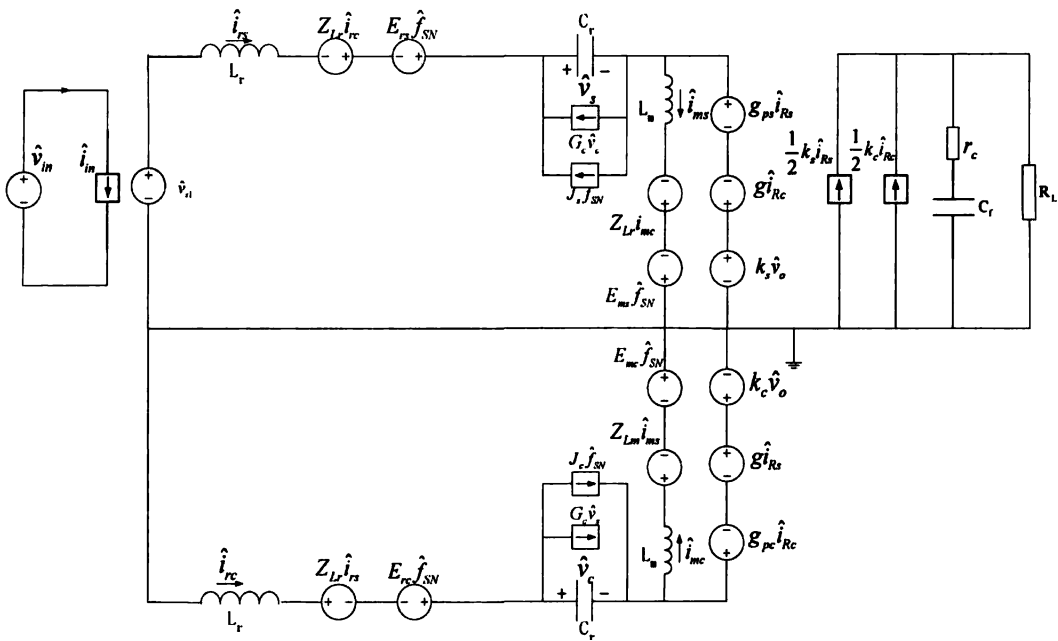


图5 LLC 变换器小信号数学模型

求得控制信号即开关频率—LLC 输出的传递函数关系式为：

$$G_{vo} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{\omega}_s} = \frac{G_{DC}(1 + \frac{s}{\omega_{esr}})}{(1 + \frac{s}{\omega_{fs}})(1 + \frac{s}{Q\Omega_s} + \frac{s^2}{\Omega_s^2})} \tag{6}$$

$$G_{DC} = \frac{\frac{2\pi}{R_o} \frac{V_{in}}{\omega_r} (\frac{\Omega_s}{\omega_r} - \frac{\omega^3}{\Omega_s^2}) - \frac{2k\omega^2}{\Omega_s^2} (1 + k - \frac{k\omega_r^2}{\Omega_s^2})}{[(1 + k - \frac{k\omega_r^2}{\Omega_s^2})^2 + \frac{Q^2\omega_r^2}{\Omega_s^2} (\frac{\Omega_s^2}{\omega_r^2} - 1)]^{\frac{3}{2}}} \tag{7}$$

其中： $\omega_{fs} = \frac{1}{R_o C_o}$ ； $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$ ； $\omega_{esr} = \frac{1}{r_o C_o}$ ； $k = \frac{L_m}{L_r}$ ； Ω_s 为工作频率。

3 控制策略

由于 LLC 的传递函数是 0 型有静差,故而要引入积分环节。PI 比例积分控制实现简单,鲁棒性强,是工程实践中应用最广泛的控制器^[12]。它包括比例环节和积分环节,加入 PI 控制可以使系统的动态过程快速、平稳、准确。PI

控制器相当于在原点引进了一个极点,能够减少和控制系统的稳态误差,还能提高系统的稳态特性。

图 6 为闭环系统的概念图^[13]。其中: $G_c(s)$ 是校正环节的频域模型; $H(s)$ 是 AD 采样的频域模型; $G_{vco}(s)$ 为 PFM 产生器的频域模型。在一定的条件下,可以把 AD 采样和 PFM 产生器理解为成线性系数^[14-15]。

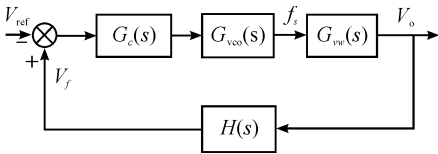


图6 控制系统结构

系统参数为 $V_{in} = 110\text{ V}$ 、 $n = 4.58$, $L_r = 27\text{ }\mu\text{F}$, $C_r = 90\text{ nF}$, $L_m = 112\text{ }\mu\text{F}$, $R_L = 2.4\text{ }\Omega$, 开关频率为 100 kHz , $G_{vco}(s) = 10\text{ kHz/V}$, $H(s) = 0.2$, 代入式(6), 可得系统传递函数:

$$G_o = G_{vo}(s) \times H(s) \times G_{vco}(s) = \frac{-2.328 \times 10^{14}s - 4.656 \times 10^{15}}{8.396 \times 10^5 s^3 + 2 \times 10^{11} s^2 + 8.4 \times 10^{15} s + 1.749 \times 10^{17}}$$

LLC 系统的直流增益较小,为了闭环稳定^[16]需要适当增大,开关频率的 1/5 ~ 1/10 应为补偿后的截止频率,故经过设计选择补偿网络的 $K = 65, T_i = 300e-6$ 。补偿前后的伯德图如图 7 所示。其中, G_0 表示未补偿系统的伯德图, G_1 为补偿之后的伯德图。

在 Matlab 的 Simulink 环境下搭建仿真平台,平台内包括主电路部分、比较补偿部分、VCO 部分。Simulink 中没有根据电压信号不同产生不同频率的方波信号的模块,所以其中 VCO 部分使用 Matlab 中的 S 函数编写。S 函数可以使用多种语言编写,实现连续离散信号的生成,在此之前要完成 S 函数的初始化,选择合适的解法器。本文使用 S 函数 M 文件的模板格式编写,大大增加了开发模块的可靠性。

对比校正补偿与开环的仿真,见图 8。

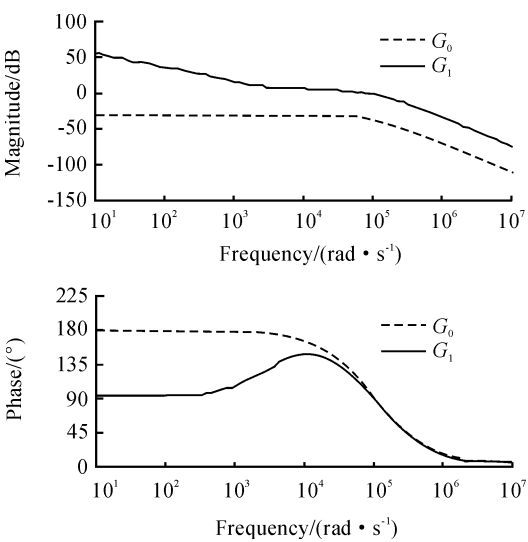


图 7 LLC 系统补偿前后的伯德图

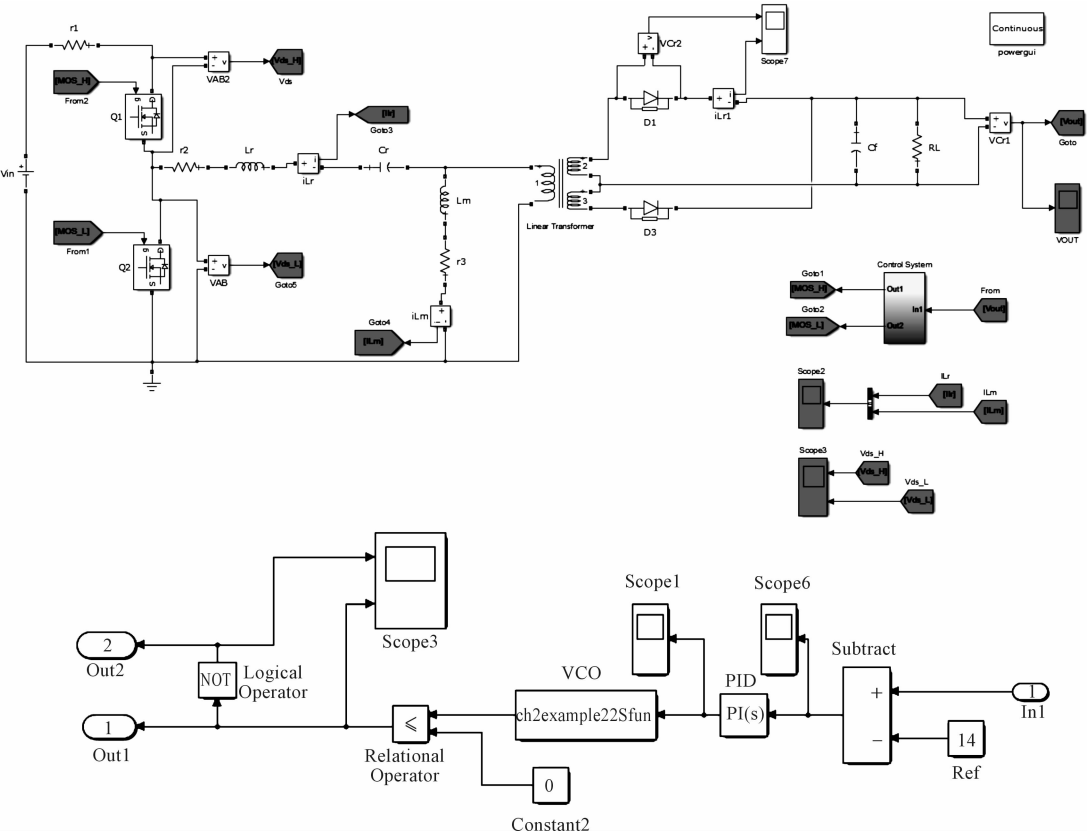


图 8 系统 Simulink 环境仿真图

仿真的输出波形如图 9 所示,实线为开环输出电压响应曲线,虚线为闭环输出响应曲线。图 10 表示在某一时刻突加负载时输出的响应曲线。从仿真结果看:系统具有很好的调节特性和稳态特性,由于 PI 的加入使得 LLC 系统的超调量减少,但牺牲了系统的反应时间。在 3 ms 时突加负载或突减负载,0.2 ms 左右后系统稳定,证明了系统具有较强的抗干扰能力。系统良好的稳态性能和动态性能说明了数学模型的合理性和控制策略的正确性。

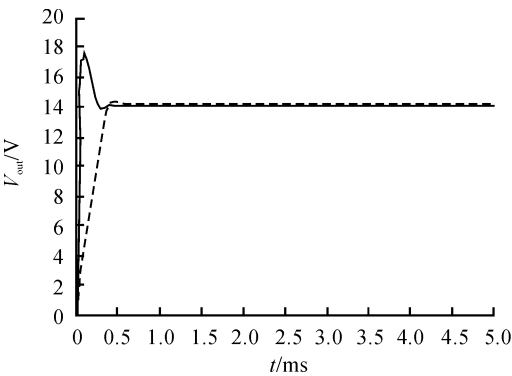


图 9 LLC 输出响应曲线

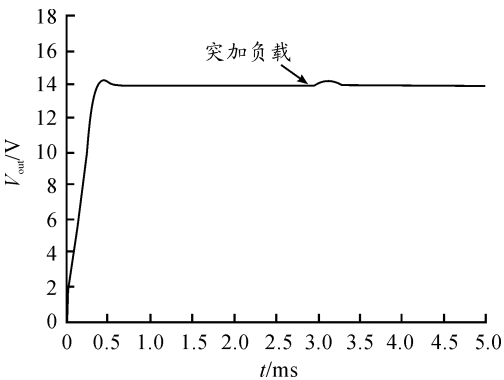


图 10 突增负载响应

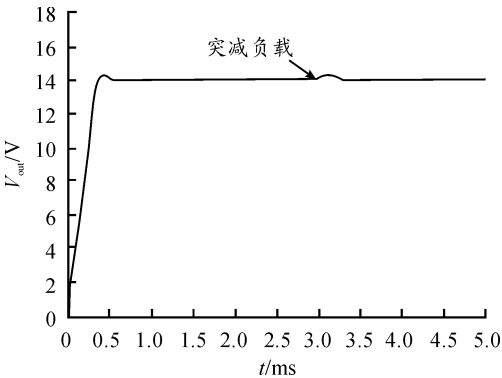


图 11 突减负载响应

4 结束语

本文详尽说明了 LLC 的工作机制,直观地绘制了主要器件的开通截止状况,依据建立的数学模型,得到了 LLC 变换器的频域模型,并设计了保持稳定和抗扰动输出的控制方法。运用 S 函数设计了 VCO 模块,最后采用 Matlab 验证了 VCO 模块以及控制策略设计的合理性。

参考文献:

[1] BHUVANESWARI B C,BABU R S R. A review on LLC Resonant Converter[C] //International Conference on Computation of Power,Energy Information and Commuincation. India: IEEE,2016:620 –623.

[2] 徐德鸿. 电力电子系统建模及控制[M]. 北京:机械工业出版社,2006.

[3] 陈志坚,林国庆. 半桥型 LLC 谐振变换器的建模和设计[J]. 电工电气,2010(5):5 –8.

[4] TIAN S,LEE F C,LI Q. Equivalent circuit modeling of LLC resonant converter[C]//Applied Power Electronics Conference

- and Exposition. [S. l.]:IEEE,2016:1608 – 1615.
- [5] 陆治国,余昌斌. 新型 LLC 谐振变换器的分析与设计[J]. 电气应用,2008,27(1):65 – 68.
- [6] 张澧生. LLC 谐振变换器软开关边界理论及最小死区设计[J]. 华东师范大学学报(自然科学版),2015,2015(6):90 – 100.
- [7] LU B,LIU W,LIANG Y,et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C] // IEEE APEC 2006. USA:IEEE, 2006:533 – 538.
- [8] MIDDLEBROOK R D,SLOBODANCUK. A general unified approach to modelling switching-converter power stages[J]. International Journal of Electronics,1976,42(6):521 – 550.
- [9] YANG X Q. Extended describing function method for small-signal modeling of resonant and multi-resonant converters [Z]. 1994.
- [10] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京:中国电力出版社,2006.
- [11] CHANG C H,CHANG E C,CHENG C A,et al. Small signal modeling of LLC resonant converters based on extended describing function[C]//International Symposium on Computer,Consumer and Control. [S. l.]:IEEE Computer Society,2012:365 – 368.
- [12] 胡寿松. 自动控制原理 [M]. 4 版. 北京:科学出版社,2001.
- [13] 程红. 开关变换器建模、控制及其控制器的数字实现[M]. 北京:清华大学出版社,2013.
- [14] PARK H P,JUNG J H. Modeling and feedback control of LLC resonant converters at high switching frequency [J]. Journal of Power Electronics,2016,16(3):849 – 860.
- [15] PARK H P,JUNG J H. Power stage and feedback loop design for LLC resonant converter in high switching frequency operation [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2016(99):1 – 1.
- [16] PARK H P,JUNG J H. Improved control strategy of 1 MHz LLC converter for high frequency resolution[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition. [S. l.]:IEEE,2016:3213 – 3218.

(责任编辑 杨黎丽)